

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)

XX Международная научно-практическая конференция

ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

Материалы докладов

г. Томск

20–22 ноября 2024 г.

В двух частях

ЧАСТЬ 1



Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)

ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

XX Международная научно-практическая конференция

20–22 ноября 2024 г.

Материалы докладов

В двух частях

Часть 1

В-Спектр, ТУСУР
Томск, 2024

УДК 621.37/39 + 681.3
ББК (Ж/О) 32.84.85.965
Э 45

Э 45 **Электронные средства и системы управления:** материалы докладов XX Международной научно-практической конференции (20–22 ноября 2024 г.): в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр (ИП Бочкарева В.М.), ТУСУР, 2024. – 354 с.

Electronic Devices and Control Systems: XX International Scientific-practical Conference (November 20–22, 2024). – Part 1. – Tomsk: V-Spektr, TUSUR, 2024. – 354 p.

ISBN 978-5-902958-32-1
ISBN 978-5-902958-33-8 (Ч. 1)
ISBN 978-5-902958-34-5 (Ч. 2)

Часть 1 – 2–12 секции.
Часть 2 – 13–21 секции.

Сборник содержит материалы докладов, представленных на XX Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления» (Томск, 20–22 ноября 2024 г.), по следующим направлениям: радиотехнические и телекоммуникационные системы; наноэлектроника СВЧ, интеллектуальные системы проектирования, автоматизация проектирования электронных устройств и систем; нанотехнологии в электронике; антенны и микроволновые устройства; приборы и методы контроля; нелинейная оптика; интеллектуальная силовая электроника и преобразовательная техника; плазменная электроника; органическая и неорганическая полупроводниковая светотехника; робототехника и мехатроника; автоматизация и оптимизация систем управления и обработки информации; электромагнитная совместимость; информационная безопасность; информационные технологии в управлении и принятии решений; информационные технологии в обучении; видеоинформационные технологии и цифровое телевидение; вычислительный интеллект и машинное обучение; проектирование и разработка веб-систем и мобильных приложений; цифровая экономика и управление.

Для студентов, преподавателей и специалистов, интересующихся проблемами систем управления.

УДК 621.37/39 + 681.3
ББК (Ж/О) 32.84.85.965

ГЕНЕРАЛЬНЫЕ СПОНСОРЫ КОНФЕРЕНЦИИ:



СПОНСОР КОНФЕРЕНЦИИ:

50ohm Technologies

ISBN 978-5-902958-32-1
ISBN 978-5-902958-33-8 (Ч. 1)

© ТУСУР, 2024

ГЕНЕРАЛЬНЫЙ СПОНСОР КОНФЕРЕНЦИИ – АО «НИИПП»



АО «НИИПП»
niipp@niipp.ru
www.niipp.ru

634034, г. Томск, ул. Красноармейская, 99а
Тел.: +7 (382-2) 28-82-88, 28-84-83

Акционерное общество «Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов» (АО «НИИПП») – одно из ведущих предприятий Госкорпорации «Ростех», флагман в области разработки и создания СВЧ-изделий и оптоэлектронных приборов ИК и видимого диапазонов. Общество является одним из ведущих предприятий российской электронной промышленности, специализирующихся на разработке и выпуске полупроводниковых приборов в области СВЧ- и оптоэлектроники. По нескольким позициям ассортимента предприятие выпускает продукцию, не имеющую аналогов на отечественном рынке. Текущая деятельность АО «НИИПП» направлена на то, чтобы значительно повысить конкурентоспособность и технологический уровень, которые позволят поднять уровень производительности труда и занять устойчивые позиции на внутреннем и мировом рынках радиоэлектроники. В институте налажен полный цикл от разработки до выпуска готовых изделий. Предприятие производит продукцию для ВПК и радиоэлектронную продукцию гражданского назначения (СВЧ-ЭКБ, светотехнику, медицинские приборы, промышленную электронику).

НИИПП основан в Томске в 1964 г. для разработки СВЧ- и оптоэлектронных изделий на основе полупроводниковых соединений АЗВ5. Исследование нового материала – арсенида галлия – предопределило вектор развития предприятия на последующие 60 лет. В 1967 г. на базе института заработал завод по серийному выпуску полупроводниковых приборов. Начинаясь как научный институт, НИИПП и сегодня работает с ведущими вузами Томска: Томским государственным университетом систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР), Томским политехническим университетом (ТПУ), Томским государственным университетом (ТГУ), Сибирским государственным медицинским университетом (СибГМУ). В 2022 г. у АО «НИИПП» появилась вторая площадка по производству металлокерамических изделий, которая расположена в Великом Новгороде.

АО «НИИПП» входит в состав Союза машиностроителей России, являясь опорным предприятием объединения в регионе. С октября 2020 г. генеральный директор АО «НИИПП» Е.А. Монастырев возглавляет Томское региональное отделение «СоюзМаш России».

Научно-производственный потенциал АО «НИИПП»: 4 доктора наук, 5 аспирантов, 24 кандидата технических наук, 462 конструктора и технолога.

СВЧ-электроника – одно из главных направлений разработок на предприятии – это создание СВЧ-полупроводниковых приборов, таких как генераторные (диоды Ганна), смесительные, детекторные, настроечные диоды с барьером Шоттки и монолитные интегральные схемы. На предприятии разработаны настроечные корпусные и бескорпусные диоды дм, см и мм диапазонов длин волн, кремниевые и арсенидогаллиевые варикапы и варикапные матрицы, предназначенные для применения в частотно-избирательных схемах дм, м, декаметрового и гектометрового диапазонов длин волн. Смесительно-детекторные диоды для ГИС миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов типа с балочными выводами стали основой для последующего создания широкого спектра монолитных интегральных схем (МИС) мм диапазона.

В НИИПП были созданы первые отечественные, не имеющие зарубежных аналогов монолитные интегральные схемы мм диапазона, обладающие уникальным сочетанием технологической простоты, высоких параметров и устойчивости к жестким внешним воздействиям. На основе этой технологии создаются образцы МИС и модулей на их основе самого разного типа (балансные смесители, двойные балансные смесители, смесители сдвига, детекторы, умножители частоты, квазимонолитные генераторы, модуляторы). Созданы образцы приемных и приемопередающих модулей в едином корпусе в 8, 5, 3 и 2 мм диапазоне. Проводится разработка монолитных интегральных схем для работы в диапазоне до 600 ГГц для радиоастрономических исследований и для зондирования атмосферы.

За время работы по направлению СВЧ-электроники на предприятии получено более 100 авторских свидетельств и патентов. Отдел СВЧ-электроники НИИПП в числе лидеров в области создания малогабаритных приемопередающих модулей и устройств для систем ближней локации и радиовидения. Ежегодно АО «НИИПП» выполняет научно-исследовательские и опытно-конструкторские работы (НИОКР) в рамках государственных программ.

Оптоэлектроника. Параллельно с СВЧ-электроникой в НИИПП развивалось направление оптоэлектроники – от создания первых ИК-диодов на арсениде галлия (базовая технология которых послужила основой для создания высокоскоростного светодиода и серии мощных излучающих ИК-диодов) до оптоэлектронных приборов. Оптоэлектронные приборы производства НИИПП нашли широкое применение в аппаратуре космического назначения, в системах атмосферной оптической связи, активно-импульсных приборах ночного видения, для управления движением объектов. Аппараты, в которых применялись изделия оптоэлектроники НИИПП, побывали в космосе.

Развитие оптоэлектроники шло по нескольким направлениям: повышение мощности излучения диодов, создание излучающих диодов для волоконно-оптических линий связи (ВОЛС), разработка излучающих диодов с повышенной стойкостью к дестабилизирующим факторам, создание интегрированных оптоэлектронных устройств. Наряду с разработкой специализированных излучающих диодов на предприятии создавались индикаторные светодиоды различного цвета свечения, велась работа по двойному применению мощных светоизлучающих диодов.

На предприятии действует **испытательный технический центр (ИТЦ)**, аккредитованный в системе добровольной сертификации «Электронсерт», оснащенный уникальным оборудованием. В том числе измерительными комплексами на базе спектрометра, гониометра и фотометрического шара фирмы Instrument Systems (Германия); переносными средствами измерений (люксметры, яркомеры, спектрометроколориметры); стационарными гониофотометрическими установками.

Продукция гражданского назначения составляет около 30% от объемов производства и активно развивается в АО «НИИПП».

Лидирующее направление – **производство светотехнической продукции** (светодиодные светильники и лампы, более 100 наименований, более 25 патентов и авторских свидетельств в области разработки и конструирования светотехники). АО «НИИПП» предлагает энергоэффективную высококачественную светотехническую продукцию для освещения широкого спектра объектов. Светильники собраны на основе отечественной компонентной базы со степенью локализации в НИИПП, имеют все необходимые разрешительные сертификации, лицензии и соответствия.

АО «НИИПП» разрабатывает и поставляет светосигнальную технику для водных путей России с 1998 г. Речная светотехника производства НИИПП зарекомендовала себя в работе во многих речных бассейнах России. У предприятия большой опыт установки световых модулей на бакены: более 160 тысяч сигнальных огней производства НИИПП стоят на реках от середины Волги до Амура и несколько десятков – в море Лаптевых. Продукция зарегистрирована в речном реестре и соответствует требованиям Международной ассоциации маячных служб (МАМС), имеет малое энергопотребление и отличную цветопередачу на большие расстояния, устойчивость к внешним воздействиям. АО «НИИПП» выпускает разные позиции светотехнического оборудования для водных путей: светосигнальные приборы для установки на береговые и плавучие навигационные знаки, автономные светосигнальные приборы с питанием от солнечной энергии, фотоавтоматы пускорегулирующие, лампы полупроводниковые светодиодные для светосигнальных приборов кругового и секторного действия, в том числе для замены ламп накаливания на светосигнальных приборах старого типа.

В 2023 г. началась апробация инвестпроекта, реализуемого АО «НИИПП» и субсидируемого Министерством промышленности и торговли РФ, – «Система удаленного мониторинга и управления навигационными огнями». НИИПП, предлагая большой спектр светосигнальной техники, переходит к комплексным решениям для речных бассейнов, что соответствует утверждённому распоряжением Правительства РФ стратегии развития внутреннего водного транспорта РФ до 2030 г.

Система включает в себя программную часть, устройства связи и передачи информации, навигационные огни (круговые, направленные) со светосигнальным оборудованием и системой автоном-

ного питания. Для системы разработан уникальный автономный круговой навигационный огонь с удалённым управлением, перезаряжаемой аккумуляторной батареей и солнечными элементами. Устройство может быть дополнительно оснащено датчиками влажности, температуры, глубины и другими в зависимости от задач заказчика. Электронный модуль адаптирован к серийно выпускаемым плавучим навигационным огням производства АО «НИИПП».

Система даёт онлайн-информацию о местоположении огня, напряжении на аккумуляторе, качестве радиосвязи, времени последней связи с бакеном, какое управление настроено (ручное или автоматическое), состоянии огня в данный момент, режиме свечения, уровне освещённости. По всем параметрам можно строить графики за выбранный период.

Система удалённого мониторинга и управления навигационными огнями решает задачи:

- поступления информации к диспетчеру в режиме реального времени;
- полной информации обо всех элементах системы;
- при отсутствии возможности передачи данных по сотовой связи задействуется способ связи через радиоканал («от огня к огню»). GSM-связь используется только в местах хорошей доступности.

В итоге система служит для повышения безопасности речного судоходства в РФ, экономии ресурсов (материального, временного, человеческого) администраций бассейнов внутренних водных путей.

В 2022 г. АО «НИИПП» представило уникальный для российского рынка продукт – **зондовые станции** собственного производства, предназначенные для измерений в области СВЧ-электроники. В 2022–2023 гг. выполнены поставки ручных зондовых станций Omega Air-150 СОАХ на ведущие российские предприятия радиоэлектронной промышленности, в измерительные центры и научные лаборатории; заключены контракты на поставку полуавтоматических зондовых станций Тетра-200 СОАХ; предприятие готово также выполнять поставки программно-аппаратных комплексов (ПАК) для измерения параметров монолитных интегральных схем на неразделенных полупроводниковых пластинах. Полностью российское решение задачи импортозамещения в условиях санкций, при этом более эффективное по соотношению цена/качество по сравнению с любыми импортными аналогами.

Зарядные устройства для аккумуляторов «Кедр-Авто» производства АО «НИИПП» занимают первые места в рейтингах и конкурсах регионального и федерального уровня (в 2023 г. – «Автокомпонент года», «Лучшие товары Томской области»).

АО «НИИПП» уже 25 лет выпускает **реле контроля и защиты**, которые применяются для защиты трехфазных электроустановок любых производителей. В зависимости от диапазона контролируемых токов подбирается модель устройства одного из пяти типов: реле контроля и защиты (РКЗ, РКЗМ, РКЗ-И) и реле контроля, диагностики и защиты (РКД, РКДМ).

Выпуск **продукции медицинского назначения** в АО «НИИПП» начался в 1980-х гг. Сегодня это широкий спектр изделий, в том числе стимулятор желудочно-кишечного тракта «Сибириум» (в разных исполнениях, в том числе аппарат «Эректрон»), аппараты для свето-, цвето- и магнитотерапии серии «Геска». НИИПП также выпускает узкоспециализированную продукцию для медиков.

В 2023 г. на рынок выведен комплекс автоматизированного мониторинга и контроля состояния здоровья человека «СМОТР», предназначенный для автоматизации и оптимизации процесса прохождения медицинского контроля состояния здоровья производственного персонала, в том числе предсменного/послесменного состояния водителей. Программно-аппаратный комплекс позволяет осуществлять удаленный сбор, передачу и анализ данных о состоянии здоровья человека в рамках реализации услуг удаленного здравоохранения – телемедицины. Проект реализуется в рамках Постановления Правительства РФ от 17.02.2016 № 109 по соглашению с Минпромторгом РФ.

*Генеральный директор –
Монастырев Евгений Александрович*

ГЕНЕРАЛЬНЫЙ СПОНСОР КОНФЕРЕНЦИИ – АО «НПФ «МИКРАН»



АО «НПФ «Микран»
634041 г. Томск,
проспект Кирова, д. 51д

3822 90 00 29 Т
3822 42 36 15 Ф
www.micran.ru

АО «НПФ «Микран» – ведущий производитель радиоэлектроники России, успешно конкурирующий с зарубежными компаниями. В 1991 г. Виктор Яковлевич Гюнтер с командой из семи человек создал предприятие на базе научной лаборатории Томского института автоматизированных систем управления и радиоэлектроники (сейчас ТУСУР).

Основные направления деятельности сегодня – производство телекоммуникационного оборудования, контрольно-измерительной аппаратуры и аксессуаров СВЧ-тракта, сверхвысокочастотной электроники и модулей, радаров для навигации и обеспечения безопасности, мобильные комплексы связи, комплексные решения в области связи и автоматизации.

Множество наших разработок являются уникальными: начиная от электронной компонентной базы СВЧ и заканчивая серийными изделиями и комплексными решениями. «Микран» активно внедряет инновационные разработки, контролирует процесс создания технологии и отслеживает качество выпускаемой продукции.

В 2020 г. под эгидой Минпромторга «Микран» был включен в перечень системообразующих организаций Российской Федерации в числе предприятий радиоэлектронной отрасли.

Практически с самого начала своей деятельности, «Микран» активно взаимодействует с томскими университетами. В 2012 г. была учреждена стипендия имени основателя «Микрана» Виктора Яковлевича Гюнтера. На стипендию могут претендовать студенты технических направлений ТУСУРа, ТПУ и ТГУ, которые имеют достижения в учебной, научной, спортивной и общественной деятельности.

Кроме того, с 2019 г. в компании успешно реализуется проект стажировки для студентов и молодых специалистов технических специальностей MICRANstart. Участники стажировки получают возможность работать над реальными проектами компании под руководством опытных наставников, а лучших из них «Микран» приглашает стать частью своей дружной команды.

*Генеральный директор АО «НПФ «Микран» –
Парамонова Вера Юрьевна*

ГЕНЕРАЛЬНЫЙ СПОНСОР КОНФЕРЕНЦИИ – ООО «ПЛАНАР»



ООО «ПЛАНАР»
454091, г. Челябинск,
ул. Елькина, д. 32

8 800 222 12 11
www.planarchel.ru
vna@planarchel.ru

ОТЕЧЕСТВЕННЫЙ РАЗРАБОТЧИК И ПРОИЗВОДИТЕЛЬ ВЕКТОРНЫХ АНАЛИЗАТОРОВ ЦЕПЕЙ МИРОВОГО УРОВНЯ

Высокочастотный ВАЦ до 178 ГГц

Широкий динамический диапазон до 152 дБ.

Минимальное время измерений 10 мкс.

Расширение функционала ВАЦ за счет программных опций

- Учет измерительной оснастки.
- Измерение по временной области.
- Измерения конверторов.
- Измерения в импульсном режиме.



www.planarchel.ru

8 800 222 12 11



КОМПОНЕНТЫ СВЧ-ТРАКТА

Коаксиальные переходы и соединители
Волноводные калибровочные наборы

Коаксиально-волновые переходы
СВЧ-модули



- Повышенный ресурс, высокая повторяемость и воспроизводимость результатов измерений.
- Маркировка по международной системе идентификации типов соединителей.
- Многоуровневая система контроля и измерений параметров.
- Новейшее прецизионное оборудование.
- Изготовление компонентов СВЧ-тракта по индивидуальным требованиям заказчика.



www.npktair.com

8 (382) 290-11-63

СПОНСОР КОНФЕРЕНЦИИ – «50ohm Technologies»**50ohm Technologies**

✉ info@50ohm.tech
🌐 50ohm.tech.ru
📍 634045, г. Томск

☎ +7-923-408-04-08
📞 fiftyohm
🌐 fiftyohm

Компания «50ohm Technologies» разрабатывает программное обеспечение для автоматизации измерений, построения моделей компонентов и проектирования ВЧ- и СВЧ-радиоэлектронных устройств.

«50ohm Technologies» предлагает решения задач автоматизации рабочих процессов с учётом индивидуальных особенностей предприятия. Миссия компании – разрабатывать удобные, умные, интеллектуальные инструменты, которые помогают инженерам в области СВЧ-электроники быстро решать возникающие задачи.

Компания разрабатывает программные решения по направлениям:

- автоматизация проектирования СВЧ-устройств;
- построение моделей электронных компонентов;
- автоматизация измерений устройств электроники и радиоэлектроники.

Компания обладает компетенциями в использовании методов искусственного интеллекта. Внедрение данных технологий на предприятие позволяет перейти на качественно новый уровень и автоматизировать наиболее рутинные этапы бизнес-процессов. Наиболее сложным этапом в процессе проектирования СВЧ-устройства является получение схемотехнического и топологического решений. Компанией разработаны программы, позволяющие автоматически получать схемные решения СВЧ-малошумящих усилителей, аттенюаторов, фазовращателей по комплексу требований к разрабатываемому устройству на компонентах выбранного технологического процесса. Такие программы позволяют получить целый набор решений, из которых разработчик может выбрать наиболее подходящее для дальнейшей реализации. В процессе разработки находятся программные модули, которые позволят автоматически получать эскизы топологий для перечисленных классов СВЧ-устройств. Также компания занимается автоматизацией проектных операций в популярных коммерческих САПР СВЧ-устройств и интеграцией между ними.

Компания обладает значительным опытом построения моделей пассивных и активных СВЧ-компонентов для технологий группы АЗВ5, а также их поставки в качестве комплексных инструментов проектирования (PDK) к используемым в отрасли САПР. Создание программного обеспечения на основе общепринятых и авторских методик в значительной степени упрощает и автоматизирует процесс построения моделей, уменьшая временные и финансовые затраты предприятия на данном этапе.

«50ohm Technologies» совместно с предприятиями-партнёрами предлагает услуги по разработке систем автоматизации измерений, реализуемых на основе оборудования заказчика. Использование готовых сценариев измерений конкретных компонентов и устройств в значительной степени сократит время тестирования и повысит эффективность измерений. «50ohm Technologies» производит разработку решений автоматизированной генерации технической документации по типовым шаблонам – от оформления графиков до формирования готовых документов.



*Директор ООО «50ом Технолоджиз»
Калентьев Алексей Анатольевич*

Секция 2
РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ
(стр. 11 – 50)

Секция 3
**НАНОЭЛЕКТРОНИКА СВЧ.
ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ, АВТОМАТИЗАЦИЯ
ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ И СИСТЕМ**
(стр. 51 – 87)

Секция 4
НАНОТЕХНОЛОГИИ В ЭЛЕКТРОНИКЕ
(стр. 89 – 106)

Секция 5
АНТЕННЫ И МИКРОВОЛНОВЫЕ УСТРОЙСТВА
(стр. 107 – 118)

Секция 6
ПРИБОРЫ И МЕТОДЫ КОНТРОЛЯ
(стр. 119 – 156)

Секция 7
НЕЛИНЕЙНАЯ ОПТИКА
(стр. 157 – 169)

Секция 8
ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА
(стр. 171 – 200)

Секция 9
ПЛАЗМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА
(стр. 201 – 221)

Секция 10
ОРГАНИЧЕСКАЯ И НЕОРГАНИЧЕСКАЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВАЯ СВЕТОТЕХНИКА
(стр. 223 – 259)

Секция 11
РОБОТОТЕХНИКА И МЕХАТРОНИКА
(стр. 261 – 265)

Секция 12
АВТОМАТИЗАЦИЯ И ОПТИМИЗАЦИЯ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ
(стр. 267 – 346)

СОДЕЖАНИЕ
(стр. 347 – 352)

Секция 2

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

*Председатели – Мещеряков Александр Алексеевич,
зав. каф. РТС, доцент, к.т.н.;*
Аникин Алексей Сергеевич, доцент каф. РТС, к.т.н.

УДК 621.396.41

А.П. Преображенский, Т.В. Аветисян, Р.П. Корчагин

Применение методов машинного обучения для прогнозирования характеристик рассеяния электродинамических объектов

Рассматривается задача прогнозирования характеристик рассеяния идеально проводящего электродинамического объекта. В качестве объекта рассматривалась периодическая структура, в которую входили полые компоненты. Расчет характеристик объекта проводился на основе метода интегральных уравнений. Для прогнозирования характеристик рассеяния использовались методы машинного обучения.

Ключевые слова: машинное обучение, рассеяние радиоволн, дифракция, прогнозирование, интегральное уравнение.

В настоящее время методы машинного обучения используются в различных практических приложениях. Это связано с тем, что их удобно применять для объектов, которые характеризуются множеством параметров и для которых необходимо сделать выбор с точки зрения оптимального решения задачи.

Среди различных практически важных задач можно отметить необходимость осуществления процессов прогнозирования и оценки характеристик различных электродинамических объектов [1–3]. Среди них выделяют как пассивные дифракционные структуры, так и активные антенные системы. Они применяются в различных технических объектах в ходе проектирования современных систем связи.

За счет правильного выбора методов анализа возникают возможности для того, чтобы в рамках заданной точности оценки требуемых характеристик осуществлять экономию различных ресурсов, в том числе временных, памяти ЭВМ и др. При процессах рассеяния и дифракции радиоволн не всегда существуют возможности для построения аналитических моделей, в ряде случаев приходится применять численные методы.

Централизованная система машинного обучения – это традиционный способ развертывания моделей, при котором обучение и обновление происходят на центральном сервере или облачной платформе [4]. Данный подход имеет ряд преимуществ, таких как использование вычислительной мощности и объема памяти облака для обработки больших и сложных моделей и наборов данных. Централизованная система также позволяет контролировать и управлять производительностью, качеством и безопасностью модели из единой точки управления.

В централизованной архитектуре ключевую роль играет ЦОД (центр обработки данных), который представляет собой совокупность вычислительных ресурсов, объединённых в кластеры с помощью коммуникационных сетей для размещения приложений и хранения данных [5]. Обычные ЦОД моделируются как многоуровневая иерархическая сеть с тысячами серверов в качестве узлов сети.

Системы ЦОД организуются в иерархическую структуру, требующую мощного и дорогостоящего сетевого оборудования, для обеспечения производи-

тельности и надёжности. Однако это приводит к ограничениям, связанным с пропускной способностью и гибкостью, что затрудняет масштабирование.

Другим возможным подходом является применение распределенного машинного обучения (Distributed Machine Learning, DML). Анализ различных научных публикаций показывает, что данное направление является достаточно перспективным [6, 7]. За счет того, что применяются большие объемы данных и достаточно сложные нейронные сети, в ходе практической реализации могут потребоваться существенные ресурсы (тактовая частота процессора, время, необходимое для вычислений). Тогда для того, чтобы по различным математическим моделям и объемам данных обеспечивать поддержку, эффективным является применение множества вычислительных устройств и серверов. При этом масштабирование обработки данных будет за счет распределенного машинного обучения [8].

В ходе обучения машинных моделей необходимо понимать преимущества децентрализованных и централизованных подходов. Они связаны с выбором сетевой инфраструктуры, топологий и видов архитектур.

Требования к моделям определяются тем, что есть разница в методах распределения данных, их обработки. Это прямым образом оказывает влияние на такие характеристики машинного обучения, как точность, масштабируемость и производительность.

Когда для систем распределенного машинного обучения проводится проектирование необходимой архитектуры, то важно учитывать некоторые основные требования:

1. *Наличие масштабируемости.* В архитектуре следует предусмотреть легкое добавление и удаление узлов. При этом не должно быть заметного воздействия на производительность системы в целом. В таких случаях система будет адаптироваться к изменениям по объемам данных и вычислительным ресурсам.

2. *Поддержка высокой доступности и надежности.* В системе должны быть предусмотрены возможности для самовосстановления после наступления сбоя, а также для обеспечения непрерывного функционирования, даже если произойдет отказ некоторых компонентов. При этом используются ме-

ханизмы репликации данных, а также алгоритмы переключения на резервные узлы.

3. *Обеспечение безопасности.* Необходимо, чтобы соблюдалась защита данных, а также моделей машинного обучения в ходе того, как данные обрабатываются и передаются. В системе предусмотрены модули шифрации данных, управления доступом, аутентификации и авторизации.

4. *Поддержка необходимых характеристик производительности.* Это реализуется на основе выбора соответствующей архитектуры. При этом будут минимизироваться задержки и оптимальным образом использоваться ресурсы. В ходе решения задач может использоваться специализированное оборудование, такое как GPU (Graphics Processing Unit) или TPU (Tensor Processing Unit) с тем, чтобы обеспечить ускорение вычислений.

5. *Использование механизмов управления ресурсами.* Тогда эффективным образом распределяются вычислительные мощности, ресурсы памяти и различные сетевые модули между узлами. При этом будет обеспечиваться баланс между стоимостью и производительностью.

6. *Обеспечение прозрачности и управляемости.* В системе должен быть инструментарий, чтобы вести мониторинг, оперативным образом осуществлять реакцию на изменениях в нагрузках и возникающих сбоях.

Если рассматривать задачу синтеза электродинамических объектов в общем случае, то при использовании машинного обучения можно прийти к многоэкстремальной невыпуклой задаче оптимизации.

Проведем анализ возможностей применения методов машинного обучения на базе нейронных сетей в задаче, связанной с прогнозированием характеристик рассеяния дифракционных структур. С тем, чтобы дать оценку электродинамических характеристик, необходимо было использовать метод интегральных уравнений. Если падающая радиоволна имеет E-поляризацию, то при определении неизвестных электрических токов применялось уравнение Фредгольма первого рода [9, 10]:

$$\frac{\omega \cdot \mu}{4} \cdot \int_{\alpha}^{\beta} j(t) \cdot H_0^2[k \cdot L_0(\tau, t)] \cdot \sqrt{\xi^2(t) + \eta^2(t)} dt = E_z^0(\tau),$$

$$\alpha \leq \tau \leq \beta, \quad (1)$$

при расчете соответствующего расстояния

$$L_0(\tau, t) = \sqrt{[\xi(\tau) - \xi(t)]^2 + [\eta(\tau) - \eta(t)]^2}$$

использовалась Евклидова метрика для двух точек.

На контуре, по которому осуществляется процесс интегрирования, требовалось учитывать в электрическом поле продольную составляющую $E_z^0(\tau)$. При этом выражения $x = \xi(t)$, $y = \eta(t)$, $\alpha \leq t \leq \beta$ дают возможность для того, чтобы контур представлялся параметрическим способом. В выражениях штрихи соответствуют взятию производных, $k = 2 \cdot \pi / \lambda$, λ – соответствует длине волны.

Для того, чтобы решить (1), необходимо использовать метод моментов [9, 11]. После решения системы уравнений будут найдены плотности электрических токов

$$\vec{j} = \vec{z} \cdot j(t), \quad \alpha \leq t \leq \beta. \quad (2)$$

Для объекта, на котором происходит рассеяние электромагнитных волн, расчет двумерной эффективной площади рассеяния (ЭПР) осуществляется следующим образом

$$\sigma(\phi) = (60 \cdot \pi)^2 \cdot k \cdot |D(\phi)|^2, \quad (3)$$

с учетом того, что

$$D(\phi) = \int_{\alpha}^{\beta} j(t) \cdot \sqrt{\xi^2(t) + \eta^2(t)} \cdot \exp(i \cdot k \cdot d(t, \phi)) dt,$$

$$d(t, \phi) = \xi(t) \cdot \cos(\phi) + \eta(t) \cdot \sin(\phi).$$

Если проводить анализ рассеяния электромагнитных волн в определенном диапазоне углов, то расчет средней ЭПР будет проводиться следующим образом:

$$\bar{\sigma} = \sum_{i=0}^N \frac{\sigma(\theta_i)}{N+1}. \quad (4)$$

При этом $\sigma(\theta_i)$ соответствует ЭПР, когда анализируется угол падения электромагнитной волны θ_i .

На рис. 1 приведен объект, для которого проводился анализ и осуществлялись расчеты. Он представлял собой периодическую структуру, в ней в качестве отдельных элементов использовались полые компоненты.

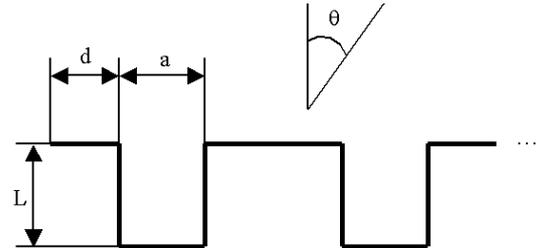


Рис. 1. Иллюстрация того, как происходит рассеяние электромагнитных волн на периодической структуре, в которую входят полые компоненты

С учетом того, какие характеристики рассеяния одной полый компоненты, требуется спрогнозировать характеристики всей периодической структуры. На практике такие структуры достаточно часто входят в состав многих технических объектов [12, 13].

Обучающая выборка формировалась исходя из изменений входных данных в следующих пределах: размер a менялся от $a_{\min} = 1,1\lambda$ до $a_{\max} = 3,7\lambda$, размер d менялся от $d_{\min} = 0,11\lambda$ до $d_{\max} = 2\lambda$, размер L менялся от $L_{\min} = 1,1\lambda$ до $L_{\max} = 4,6\lambda$, угол наблюдения θ менялся в диапазоне от 0 до 60° . По результатам расчетов была создана и обучена нейронная сеть с точностью обучения $0,5$. Проводилось прогнозирование ЭПР объекта для углов наблюдения θ больше 60° . На рис. 2 приведен пример прогнозирования средней ЭПР для объекта со следующими размерами: $d = 0,5\lambda$, $a = 1,4\lambda$, $L = 1,4\lambda$.

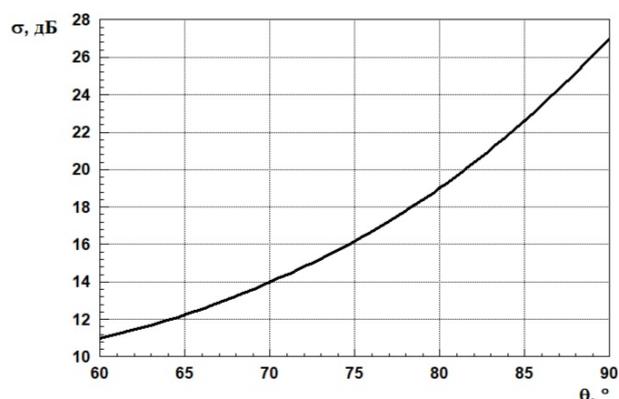


Рис. 2. Рассчитанные (для одной полый компоненты) и спрогнозированные (для двух и трех полых компонент) значения средней ЭПР электродинамического объекта

Выводы

Таким образом, на основе разработанных алгоритмов показана возможность прогнозирования характеристик рассеяния электродинамических объектов, представляющих собой периодические структуры, в состав которых входят полые компоненты.

Литература

- Шапкин В.А. Проблемы прогнозирования в ходе проектирования электродинамических систем / В.А. Шапкин, С.С. Коршиков, А.В. Фирсов, Ю.П. Преображенский // Технологии и техника: пути инновационного развития: сборник науч. статей 2-й Междунар. науч.-техн. конф. – Воронеж, 2024. – С. 477–480.
- Луковская Т.Е. Проблемы прогнозирования радиолокационных характеристик / Т.Е. Луковская, Н.М. Нагорнов, Я.Е. Львович // Будущее науки: взгляд молодых ученых на инновационное развитие общества: сборник науч. статей 2-й Всерос. молодежной науч. конф.: в 3 т. – Курск, 2024. – С. 387–390.
- Прокофьев В.В. О некоторых возможностях прогнозирования характеристик радиоволн / В.В. Прокофьев, В.В. Холод, Р.С. Цуканов, П.В. Винокуров // Актуальные проблемы инновационных систем информатизации и безопасности: матер. междунар. науч.-практ. конф. – Воронеж, 2024. – С. 210–212.
- Potekhin V.V. Cloud distributed control system based on open process automation platform / V.V. Potekhin, A.P. Alekseev, E.V. Kuklin, Ya.D. Khitrova, Yu.N. Kozhubaev // Computing, Telecommunications and Control. – 2023. – Vol. 16, № 2. – PP. 17–28.
- Костенко В.А. Подходы к повышению эффективности эксплуатации ЦОД / В.А. Костенко, А.А. Чупахин // Программирование. – 2019. – № 5. – С. 36–42.

6. Увайсов С.У. Применение искусственной нейронной сети в задаче ультразвуковой диагностики дефектов печатных плат радиоэлектронных устройств / С.У. Увайсов, В.В. Черновская, К.Д. Нгуен, Н.Т. Лыу // Моделирование, оптимизация и информационные технологии. – 2023. – Т. 11, № 2 (41). – С. 27–28.

7. Лютикова Л.А. Использование логических методов для анализа решений нейронной сети // Моделирование, оптимизация и информационные технологии. – 2023. – Т. 11, № 4(43).

8. Антипов С.С. Интеллектуализация процессов принятия решений в системах управления рисками на базе нейронных сетей семейства ART / С.С. Антипов, В.Л. Бурковский, И.В. Поцербнева // Моделирование, оптимизация и информационные технологии. – 2024. – Т. 12, № 2 (45).

9. Преображенский А.П. Моделирование и алгоритмизация анализа дифракционных структур в САПР радиолокационных антенн. – АНОО ВИВТ; РосНОУ (ВФ). – Воронеж: Научная книга, 2007. – 248 с.

10. Захаров Е.В. Численные методы решения задач дифракции / Е.В. Захаров, Ю.В. Пименов. – М.: Радио и связь, 1986. – 184 с.

11. Тихонов А.Н. Методы решения некорректных задач / А.Н. Тихонов, В.Я. Арсенин. – 2-е. изд. – М.: Наука, 1979. – 286 с.

12. Аветисян Т.В. Исследование математических моделей для оценок характеристик рассеяния полых структур / Т.В. Аветисян, Я.Е. Львович, А.П. Преображенский, Ю.П. Преображенский // Прикладная физика. – 2023. – № 2. – С. 10–14.

13. Кобак В.О. Радиолокационные отражатели. – М.: Сов. радио, 1972. – 248 с.

Преображенский Андрей Петрович

Д-р техн. наук, проф. каф. информационных систем и технологий
Воронежского института высоких технологий (ВИВТ)
Эл. почта: app@vivt.ru

Аветисян Татьяна Владимировна

Преп. колледжа ВИВТ
Эл. почта: vtatyana_avetisyan@mail.ru

Корчагин Родион Павлович

Аспирант каф. информационных систем и технологий
ВИВТ
Эл. почта: RedMan1955@yandex.ru

К.А. Батенков

Нормирование параметров фазовых флуктуаций в цифровых системах передачи

Показывается, что джиттер негативно влияет на работу схемы восстановления тактовых импульсов, используемой в сетевых элементах, для правильного стробирования символа как можно ближе к его центру на основе информации из восстановленной последовательности синхроимпульсов. Указывается, что в международных стандартах на джиттер и вандер определены нормы для сетевых цифровых интерфейсов и оборудования.

Ключевые слова: джиттер, вандер, фазовые флуктуации, сеть связи, нормирование

В линиях передачи основной причиной фазовых флуктуаций является изменение температуры вследствие зависимости скорости распространения сигналов в средах передачи от их температуры (особенно это существенно в медных кабелях). Суточные и годовые колебания температуры формируют псевдопериодические тренды, которые приводят к суточному и годовому вандеру.

Влияние джиттера

Джиттер негативно влияет на работу схемы восстановления тактовых импульсов, используемой в сетевых элементах, для правильного стробирования символа как можно ближе к его центру на основе информации из восстановленной последовательности синхроимпульсов [1]. Если цифровой сигнал и генератор содержат идентичный джиттер, то момент дискретизации не меняется, несмотря на значительную погрешность времени. Считывание выполняется корректно, и битовых ошибок не возникает. Подобная ситуация характерна для низкочастотного джиттера, довольно хорошо отслеживаемого системой подстройки частоты. На более высоких частотах джиттера схема восстановления тактовой частоты не справляется с вариациями фазы цифрового сигнала. В результате возникает искажение фазы сигнала и при значениях, больших половины длительности символа, он считывается некорректно и провоцирует появление ошибки.

Вследствие дополнительных искажений цифрового сигнала диапазон правильного принятия решения сужается еще больше. При очень больших амплитудах джиттера битовые ошибки становятся настолько частыми, что происходит потеря кадра (LOF – loss of frame).

Влияние вандера

В отличие от джиттера вандер не приводит к битовым ошибкам, так как восстанавливаемая синхропоследовательность легко подстраивается под медленные изменения фазы. Однако амплитуда вандера накапливается и достигает значительных величин на длительных интервалах времени. Тогда цифровые сигналы, циркулирующие в сети и поступающие в узел по различным направлениям, могут обладать существенно отличающимися величинами вандера. Поскольку цифровые сигналы внутри узлов обрабатываются с помощью синхросигналов единого внутреннего генератора, то для компенсации вандера необходимы буферные устройства.

В сетях SONET/SDH подобные буферы имеют относительно небольшую емкость, так как подстройка выполняется на основе указателей. Однако обработка указателей приводит к росту амплитуды джиттера на выходе мультиплексорных секций.

В промежуточных вариантах при переполнении буфера единственным способом компенсации оказывается преднамеренное отбрасывание кадра – проскальзывание. Часть сигнала теряется, создавая пакет ошибок. Однако подобные пакеты ошибок не вызывают аварийных ситуаций, приводящих к потере кадра (LOF) или к ошибкам в сигнале цикловой синхронизации (FAS – frame alignment signal).

Измерение джиттера

При измерении джиттера входящий сигнал регенерируется для получения практически чистого (эталонного) сигнала, используемого в дальнейшем для измерений (табл. 1). В данном случае не требуется внешний опорный источник тактовых импульсов. Максимальная измеряемая частота джиттера является функцией скорости передачи битов и варьируется в диапазоне от 2,488 Гбит/с до 20 МГц. Для точного измерения джиттера необходимо время тестирования порядка нескольких минут. Единицей измерения амплитуды джиттера является единичный интервал (UI), соответствующий ошибке шириной в один бит (символ).

По сути параметром джиттера является максимальная погрешность интервала времени (МТИЕ) при условии анализа только одного интервала наблюдения, т.е. при $n = N - 1$, с единицей измерения единичного интервала ($UI_{pp} - UI_{peak-to-peak}$)

$$m'_x = \frac{\max_{1 \leq i \leq N} x_i - \min_{1 \leq i \leq N} x_i}{T_0},$$

где T_0 – длительность единичного интервала UI.

Измерение вандера

Измерительное оборудование вандера требует внешнего, чрезвычайно точного источника опорного синхросигнала (см. табл. 1). Наиболее практичной единицей измерения амплитуды блуждания является абсолютная величина в наносекундах, а не единичный интервал. Низкочастотные компоненты (диапазон мГц) требуют длительного времени тестирования порядка миллиона секунд [2, 3]. Иногда рассматриваются даже частоты порядка мкГц (суточный вандер) или даже нГц (годовой вандер) [4].

Таблица 1

Отличие джиттера от вандера

Характеристика	Джиттер	Вандер
Частотный диапазон вариации фазы	Более 10 Гц	Менее 10 Гц
Основное деструктивное воздействие	Битовые ошибки	Рассинхронизация
Необходимость в эталонном источнике для измерений	Есть	Нет
Размерность	Единичный интервал	Наносекунда
Время измерения	Минуты	Часы, дни

Нормы на фазовые флуктуации

В международных стандартах на джиттер и вандер определены нормы для сетевых цифровых интерфейсов и оборудования [4]. Для интерфейсов оборудования задаются три категории параметров джиттера и вандера (рис. 1):

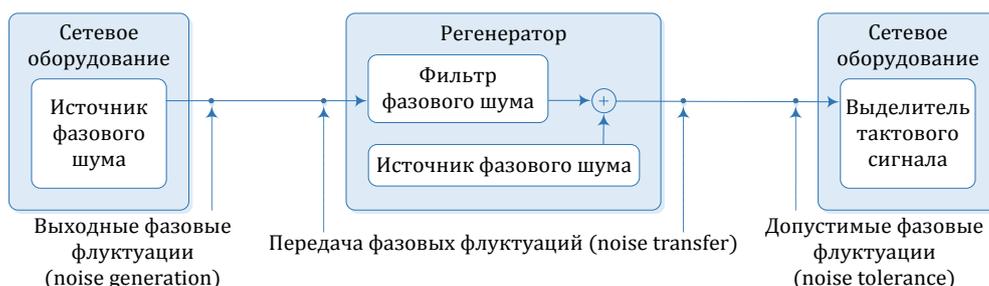


Рис. 1. Категории параметров фазовых флуктуаций

Таблица 2

Перечень рекомендаций, определяющих нормы параметров фазовых флуктуаций

Интерфейсы		Джиттер				Вандер			
		Выходной	Допустимый	Передача	Выравнивания указателей	Выходной	Допустимый	Передача	Кратковременный
Оборудования	PRC	G.811 G.811.1				G.811			
	SASE	G.812	G.812			G.812	G.812	G.812	G.812
	SEC	G.813 G.783	G.813 G.825 G.783	G.783	G.783	G.813	G.813 G.825	G.813	G.813
	PDH	G.735 G.742 G.751	G.832	G.735 G.742 G.751			G.832		
Сетевые	OTN	G.8251				G.8251			
	SDH	G.825	G.825						
	PDH	G.823 G.824	G.823				G.823		

Заключение

Следует отметить, что при измерении джиттера входящий сигнал регенерируется для получения эталонного сигнала, используемого в дальнейшем для измерений. В данном случае не требуется внешний опорный источник тактовых импульсов, в то время как измерительное оборудование вандера требует внешнего, чрезвычайно точного источника опорного синхросигнала.

Литература

- Jitter and Wander Test Solutions. Synchronization – Jitter – Wander: Basic Principles and Test Equipment. – 32 p.
- Understanding Jitter and Wander Measurements and Standards. – 2 Ed. – Agilent Technologies, 2003. – 140 p.

– допустимые фазовые флуктуации (noise tolerance) – минимальное значение флуктуаций, которое оборудование в состоянии выдержать на цифровых входных интерфейсах для безошибочного приема символов;

– передача фазовых флуктуаций (noise transfer) – отношение между амплитудами выходных и входных флуктуаций в их диапазоне частот (подобные измерения выполняются путем подачи на вход оборудования сигнала, модулированного синусоидальными тестовыми флуктуациями на заданных частотах);

– выходные фазовые флуктуации (noise generation) – максимальная амплитуда флуктуаций, допустимая на цифровых выходных интерфейсах (предел флуктуаций, генерируемых оборудованием).

В современных рекомендациях определены нормы параметров фазовых флуктуаций (табл. 2).

- Батенков А.А. Анализ вероятности связности телекоммуникационной сети на основе инверсий ее состояний / А.А. Батенков, К.А. Батенков, А.Б. Фокин // Вестник Том. гос. ун-та. – Сер.: Управление, вычислительная техника и информатика. – 2022. – № 59. – С. 91–98. DOI: 10.17223/19988605/59/10.

- Брени С. Синхронизация цифровых сетей связи / С. Брени; пер. с англ. Н.Л. Бирюкова, С.Я. Несвитской, Н.Р. Триски; под ред. А.В. Рыжкова. – М.: Мир, 2003. – 417 с.

Батенков Кирилл Александрович
 Д-р техн. наук, доцент, проф.
 каф. прикладной математики РТУ МИРЭА
 Эл. почта: pustur@yandex.ru

Е.В. Ломаков, Е.В. Рогожников, А.С. Бокушин, Н.Г. Калашникова

Измерение высокочастотного импеданса электрической сети переменного тока

Дано описание методики измерения высокочастотного импеданса электрической сети переменного тока. Также представлены схема и спроектированный макет устройства для определения высокочастотного импеданса электрической сети переменного тока. Приведены характеристики устройства и результаты измерений. Авторами показана необходимость измерения высокочастотного импеданса сети переменного тока для дальнейшей оценки возможности подавления сигнала помехи в реальных условиях эксплуатации полнодуплексных систем связи.

Ключевые слова: импеданс, электрическая сеть, волновое сопротивление, двухпроводная линия, комплексное сопротивление.

Для реализации систем полнодуплексной связи в технике СВЧ широкое применение находят такие устройства, как циркуляторы. Для достижения требуемого уровня подавления сигнала помехи циркулятором необходимо соответствие выходного сопротивления циркулятора входному сопротивлению подключённой к циркулятору линии связи. Поэтому есть необходимость в измерении высокочастотного импеданса электрической сети для дальнейшей оценки возможности подавления сигнала помехи в реальных условиях эксплуатации полнодуплексных систем связи [1–3].

Физической средой передачи по линиям электропитания (Power Line Communication, PLC) выступает двухпроводная линия, которая не является оптимальным решением для передачи высокочастотных сигналов.

При работе на высоких частотах силовая линия является линией с распределёнными параметрами. На рис. 1 представлена эквивалентная схема силовой линии на высоких частотах.

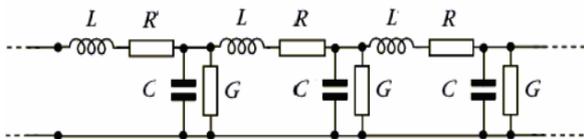


Рис. 1. Линия с распределёнными параметрами

На рис. 1 погонная индуктивность обозначается L , погонное последовательное сопротивление – R , погонная проводимость – G , и погонная ёмкость – C .

Ключевым параметром линии передачи служит волновое сопротивление ρ . При отсутствии потерь волновое сопротивление можно определить как

$$\rho = \sqrt{L/C}. \quad (1)$$

В случае двухпроводной линии волновое сопротивление можно рассчитать по формуле (2), которая учитывает линейные размеры проводников.

$$\rho = \frac{120}{\sqrt{\epsilon}} \ln \frac{2 \cdot D}{d}, \quad (2)$$

где ϵ – диэлектрическая проницаемость диэлектрика, в котором находятся проводники, D – расстояние между проводниками, d – диаметр проводников.

Рассчитать волновое сопротивление распространённого силового кабеля типа АВВГ-2-2.5 с ПВХ изоляцией можно, используя выражения (2):

$$\rho = \frac{120}{\sqrt{6}} \ln \frac{2 \cdot 5}{1} = 113 \text{ Ом}.$$

Важно отметить, что волновое сопротивление линии зависит от частоты, поскольку линия, как правило, не нагружена на свое волновое сопротивление.

Для оценки входного импеданса электрической сети был собран измерительный стенд на основе двухканального цифрового осциллографа, генератора сигналов и простейшей измерительной цепи. Структурная схема измерительного стенда показана на рис. 2.

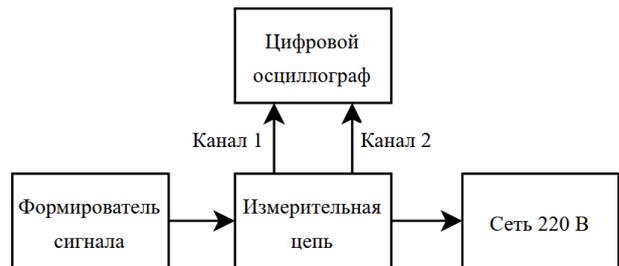


Рис. 2. Структурная схема измерительного стенда

На рис. 3 представлена электрическая схема для измерения импеданса электрической сети переменного тока.

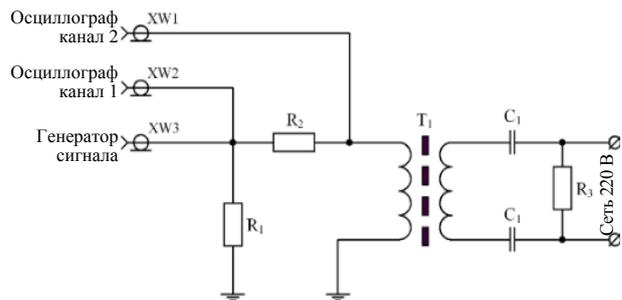


Рис. 3. Электрическая схема измерительного макета

Суть измерения входного сопротивления электрической цепи состоит в измерении напряжения на вторичной обмотке развязывающего трансформатора

ра и силы тока, протекающего через эту обмотку. При этом напряжения и ток должны измеряться с учетом их фазы для дальнейшего определения комплексного сопротивления.

На рис. 4 представлен вид изготовленного устройства для измерения импеданса электрической цепи переменного тока.

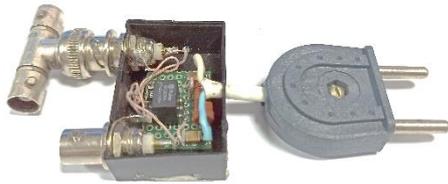


Рис. 4. Макет устройства измерения

В соответствии с рис. 3, генератор синусоидального сигнала подключается к входу XW3. К выходу XW2 подключен первый канал осциллографа для записи опорного сигнала с нулевой начальной фазой. К выходу XW1 подключен второй канал осциллографа для записи сигнала с вторичной обмотки трансформатора T1, разность напряжений между каналами осциллографа составляет падение напряжения на токоизмерительном сопротивлении R_2 , величина которого 100 Ом.

В качестве трансформатора использован широкополосный трансформатор Pulse B6080NL. На рис. 5 представлен экспериментальный график зависимости коэффициента трансформации нагруженного трансформатора от частоты в диапазоне от 100 кГц до 20 МГц.

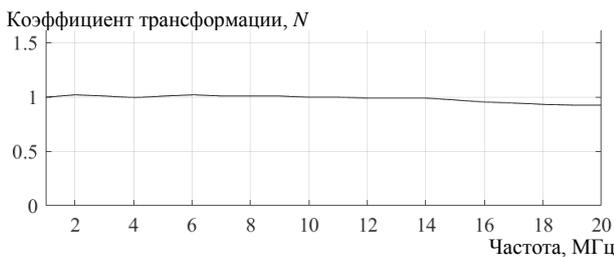


Рис. 5. Зависимость коэффициента трансформации нагруженного трансформатора от частоты

Выражение для расчета значения измеряемого комплексного сопротивления представлено ниже:

$$Z = R_2 \cdot \frac{U_2 \cdot e^{j\varphi_2}}{U_1 \cdot e^{j\varphi_1} - U_2 \cdot e^{j\varphi_2}}, \quad (3)$$

где U_1 – амплитуда напряжения на первом канале осциллографа, U_2 – амплитуда напряжения на втором канале осциллографа, $\varphi_{1,2}$ – фаза сигнала на соответствующем канале. Практически начальная фаза первого канала принимается равной нулю, а осциллограф измеряет разность фаз между каналами. После изготовления измерительной цепи была произведена калибровка измерителя.

Калибровка выполнялась путем измерения сопротивления холостого хода Z_{hh} и сопротивления короткого замыкания Z_{kz} измерителя в диапазоне частот от 1 до 20 МГц с шагом 1 МГц. Далее полу-

ченные значения для каждой частоты учитывались при проведении реальных измерений в соответствии со следующим выражением:

$$Z_x(\omega) = \frac{1}{\frac{1}{Z(\omega)} - \frac{1}{Z_{hh}(\omega)}} - \frac{1}{Z_{kz}(\omega)}. \quad (4)$$

Далее проведено экспериментальное измерение образцового активного сопротивления резистора величиной 100 ± 1 Ом. На рис. 6 представлены результаты измерения.

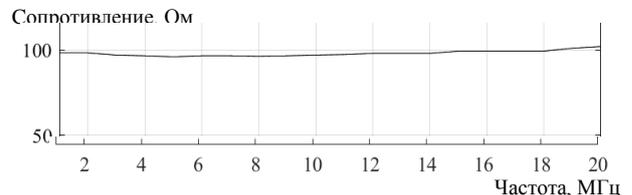


Рис. 6. Зависимость модуля комплексного сопротивления от частоты образцового активного сопротивления

При измерении значения сопротивления образцового резистора среднее значение измеряемого сопротивления в диапазоне частот от 1 до 20 МГц составило 98,1 Ом, при этом среднеквадратическое отклонение достигло значения 1,6 Ом, что составляет 1,6% от значения образцового сопротивления.

На рис. 7 представлены значения фазового угла при измерении образцового сопротивления величиной 100 Ом.

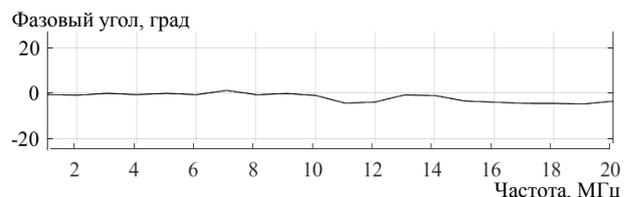


Рис. 7. Зависимость фазового угла комплексного сопротивления от частоты

При измерении значения сопротивления образцового резистора среднее значение фазового угла сопротивления в диапазоне частот от 1 до 20 МГц составило $-1,6$ град, а среднеквадратическое отклонение составило 1,8 град.

Далее были проведены экспериментальные исследования зависимости модуля и фазы комплексного входного сопротивления электрической сети от частоты.

Первым этапом производилось измерение входного импеданса двухпроводной линии, в качестве которой выступал кабель типа АВВГ-2-2.5, не подключенный к электрической сети и нагруженный на различную активную нагрузку с сопротивлением, близким к волновому сопротивлению исследуемой линии.

Графики зависимости модуля комплексного сопротивления двухпроводной линии с разной величиной активной нагрузки представлены на рис. 8. Графики зависимости фазы комплексного сопротивления двухпроводной линии от частоты с разной величиной активной нагрузки представлены на рис. 9.

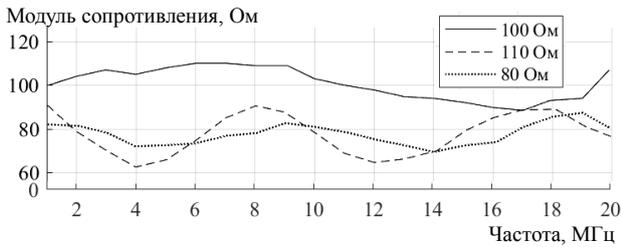


Рис. 8. Зависимости модуля комплексного сопротивления от частоты для двухпроводной линии

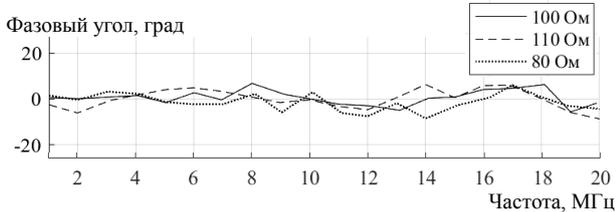


Рис. 9. Зависимости фазы комплексного сопротивления от частоты для двухпроводной линии

Вторым этапом производилось измерение входного импеданса двухпроводной линии, подключенной к действующей электрической сети в пределах помещения. Эксперименты отличаются местом подключения к сети и, соответственно, фазой сети, так как питающая помещение сеть – трехфазная.

На рис. 10 представлены графики зависимости модуля комплексного сопротивления двухпроводной линии от частоты.

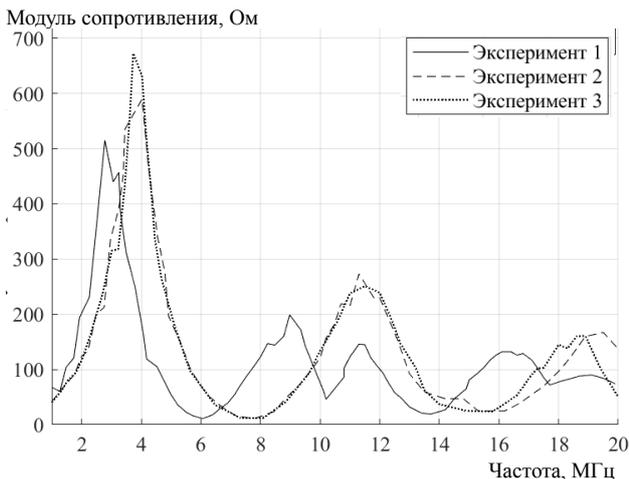


Рис. 10. Зависимости модуля комплексного сопротивления от частот для сети

На рис. 11 представлены графики зависимости фазы комплексного сопротивления двухпроводной линии от частоты.

Далее на рис. 12 и 13 представлены результаты некоторых экспериментов измерения входного импеданса и фазы входного сопротивления электрической сети в пределах помещения в разное время.

Заключение

В результате был изготовлен макет устройства для измерения высокочастотного импеданса электрической сети переменного тока. Предварительно была проведена калибровка измерительной схемы,

при которой достигнута точность измерения сопротивления в полосе частот от 40 кГц до 20 МГц не хуже $\pm 2\%$.

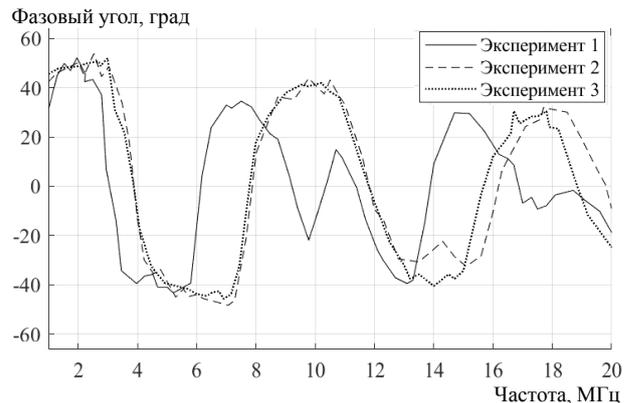


Рис. 11. Зависимости фазы комплексного сопротивления от частоты для сети

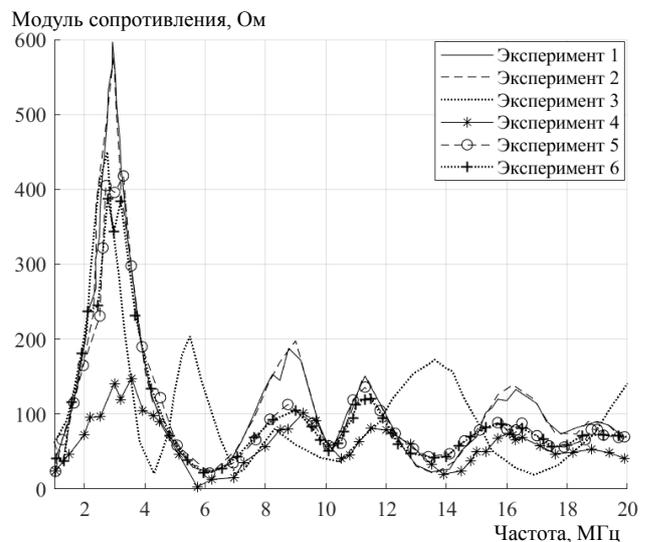


Рис. 12. Зависимости модуля комплексного сопротивления от частоты в течении дня

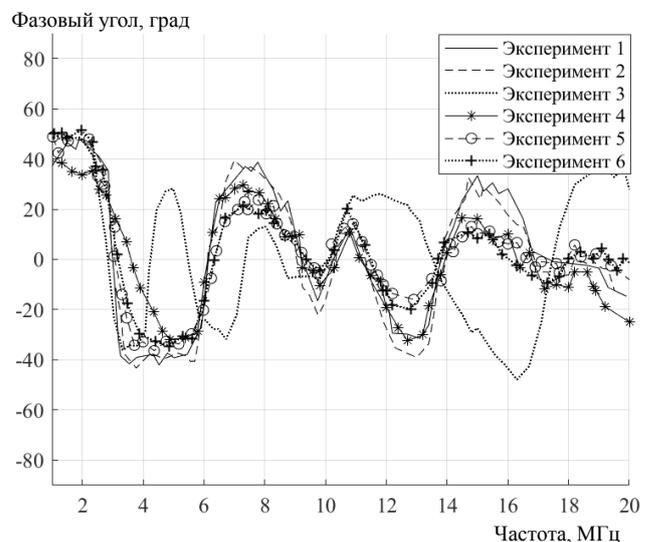


Рис. 13. Зависимости фазы комплексного сопротивления от частоты в течении дня

Измерения комплексного сопротивления производились на действующей электрической сети в пределах помещения. Измерения отличаются местом подключения к сети в помещении. В результате измерений среднее значение модуля комплексного сопротивления в полосе частот составило 160 Ом, при этом разброс значений в некоторых случаях составляет более 100%. Из полученных результатов измерения наблюдается сильная частотная зависимость входного импеданса электрической сети. Также зависимость от места подключения и времени. Полученные результаты среднего сопротивления канала будут использованы для согласования сопротивления циркулятора в полнодуплексной системе связи для достижения более высокого коэффициента подавления сигнала.

Литература

1. Tonello A.M. In-home power line communication channel: Statistical characterization / A.M. Tonello, F. Versolatto, A. Pittolo // IEEE Transactions on Communications. – 2014. – Vol. 62, No. 6. – PP. 2096–2106.
2. Wang B. A review of impedance matching techniques in power line communications / B. Wang, Z. Cao // Electronics. – 2019. – Vol. 8, No. 9. – P. 1022.
3. Passerini F. Analysis of high-frequency impedance measurement techniques for power line network sensing / F. Passerini, A.M. Tonello // IEEE Sensors Journal. – 2017. – Vol. 17, No. 23. – PP. 7630–7640.
4. Passerini F. Power line fault detection and localization using high frequency impedance measurement / F. Passerini, A.M. Tonello // 2017 IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC). – IEEE, 2017. – PP. 1–5.

Ломаков Евгений Витальевич

Студент каф. радиотехнических систем (РТС)
Томского государственного ун-та
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: evgenii.v.lomakov@tusur.ru

Рогожников Евгений Васильевич

Канд. техн. наук, доцент, зав. каф. ТОР ТУСУРа
Эл. почта: evgenii.v.rogozhnikov@tusur.ru

Бокушин Александр Сергеевич

Студент каф. ТОР ТУСУРа
Эл. почта: aleksandr.s.bokushin@tusur.ru

Калашникова Наталья Геннадьевна

Техник II кат. каф. ТОР ТУСУРа
Эл. почта: nat_10_00@mail.ru

О.П. Мелентьева, В.Д. Бархатова, М.И. Воротников, Ю.А. Хотненко

Разработка технологии изготовления бескорпусных светодиодов

Рассматривается разработка технологии изготовления бескорпусных светодиодов с использованием универсальных технологических оснасток.

Ключевые слова: бескорпусные светодиоды, WICOP, технологический маршрут, технологическая оснастка, операции изготовления бескорпусных светодиодов, технология «flip-chip».

За последние несколько лет увеличился спрос на светодиодную продукцию, преимущества которой, по сравнению с другими осветительными приборами, заключаются в длительном сроке эксплуатации и высоких энергосберегающих качествах. Финансовые затраты на оборудование и материалы при изготовлении светодиодов в корпусе привели к разработке светодиодов WICOP.

Южнокорейская компания Seoul Semiconductor стала первым в мире представителем технологии Wafer Level Integrated Chip on PCB (WICOP), концепция которой заключается в минимизации размера светодиода (соответствующему размеру кристалла) [1]. Также данная технология сокращает количество операций сборки светодиода до одной – заливка светоизлучающего кристалла компаундом [2].

В связи с этим целью работы является разработка технологии изготовления бескорпусного светодиода и сравнение электрических и оптических параметров бескорпусных светодиодов и светодиодов WICOP.

Светоизлучающие полупроводниковые кристаллы по технологии «flip-chip»

В данной работе используются зарубежные «flip-chip» (оба омических контакта расположены на плоскости, противоположной излучающей поверхности) кристаллы синего цвета свечения (рис. 1).

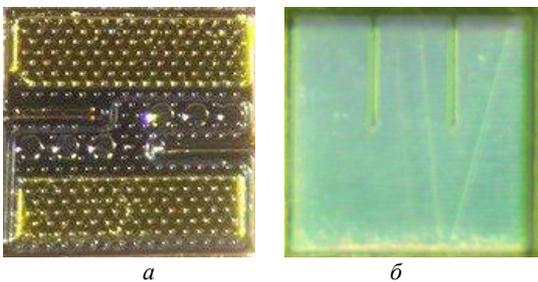


Рис. 1. Внешний вид «flip-chip» кристалла синего цвета свечения: вид снизу – а; вид сверху – б

Главное преимущество технологии «flip-chip» – отсутствие этапа разварки, так как есть возможность перевернуть кристалл активной зоной вниз в связи с тем, что подложка кристалла изготовлена из прозрачного материала – сапфира, через которую выводится сгенерированное излучение. При таком расположении кристалла также значительно снижаются температура активной зоны и температура люминофорной композиции, которая в данном случае находится дальше от разогретой активной области [3].

Технологический маршрут изготовления бескорпусных светодиодов

В основе изготовления бескорпусного светодиода лежит использование универсальных технологических оснасток, которые представляют собой прямоугольные формы, изготовленные из фторопласта и/или дюралюминия. Каждая из форм имеет определенную структуру поверхности, соответствующую своей задаче: 1) изготовление технологической оснастки № 2; 2) посадка кристаллов на клейкую пленку на одинаковом расстоянии друг от друга; 3) перенос клейкой пленки на ровную поверхность с последующей заливкой компаунда; 4) равномерное распределение компаунда по поверхности требуемой толщины.

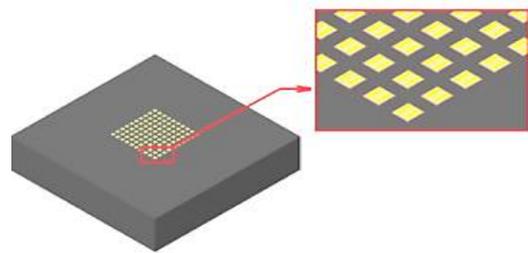


Рис. 2. Посадка кристаллов в технологическую оснастку № 2

В изготовленную технологическую оснастку № 2 размещается массив из 100 зарубежных «flip-chip» кристаллов синего цвета свечения (рис. 2).

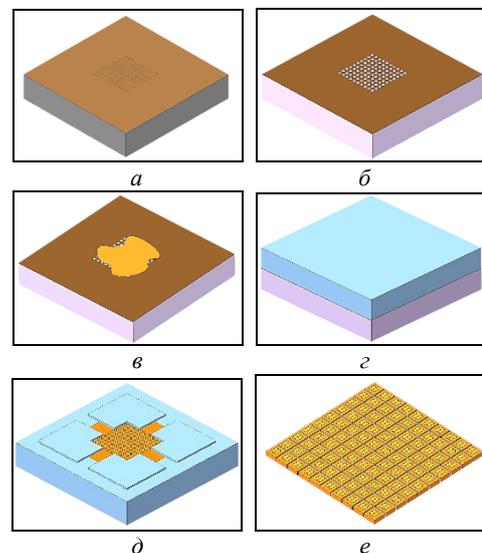


Рис. 3. Технологический маршрут изготовления бескорпусного светодиода

На массив кристаллов наносится термостойкая клейкая пленка с умеренной адгезией (рис. 3, а), далее с ее помощью кристаллы переворачиваются и устанавливаются на ровной поверхности (рис. 3, б). На следующем этапе осуществляется нанесение люминофорной композиции на массив кристаллов (рис. 3, в) и технологическая оснастка № 3 совмещается с технологической оснасткой № 4, глубина которой равна толщине изготавливаемого светодиода (рис. 3, г). Данная конструкция закрепляется прессом и проводится предварительная полимеризация компаунда при комнатной температуре. Далее оснастки разъединяются, и массив кристаллов с компаундом размещается в электрическую печь для проведения отжига и окончательной полимеризации (рис. 3, д). Заключительным этапом является алмазно-отрезная резка пластины на отдельные светодиоды.

Исследование бескорпусных светодиодов белого цвета свечения

По разработанной технологии изготовлены бескорпусные светодиоды белого цвета свечения в количестве 10 шт. (рис. 4). Измерены их электрические и оптические параметры для сравнения со светодиодами WICOP. В таблице приведены средние значения измеренных параметров.

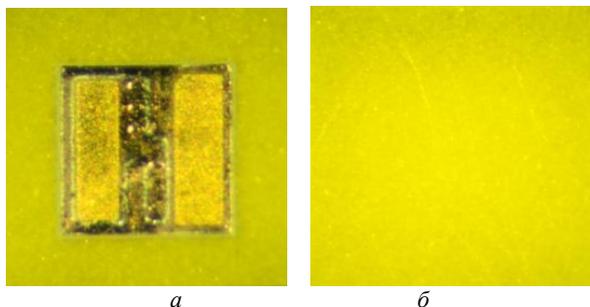


Рис. 4. Внешний вид бескорпусного светодиода белого цвета свечения: вид снизу – а; вид сверху – б

Из таблицы видно, что электрические и оптические параметры WICOP и бескорпусного светодиода имеют практически одинаковые значения. Тепловое сопротивление образцов при токе 350 мА различается на 0,27%, что обусловлено погрешностью измерений.

Таким образом, была разработана технология изготовления бескорпусного светодиода белого цвета свечения (аналога зарубежного светодиода WICOP, Seoul Semiconductor). Измеренные электри-

ческие и оптические параметры разработанного светодиода соответствуют параметрам светодиода WICOP.

Средние значения измеренных электрических и оптических параметров бескорпусных светодиодов и светодиодов WICOP

I, мА	WICOP					
	U, В	P _и , мВт	Φ, лм	η, %	T, К	R _m , °C/Вт
2	2,53	2,2	0,7	44	2 767	31,82
100	2,73	109	35	40	2 801	
150	2,78	159	50	38	2 809	
350	2,96	334	105	32	2 852	
700	3,19	570	180	26	2 922	
Бескорпусной светодиод						
U, В	P _и , мВт	Φ, лм	η, %	T, К	R _m , °C/Вт	
2,48	2,1	0,6	42	2 761	31,74	
2,72	108	34	40	2 798		
2,77	157	48	38	2 806		
2,94	334	103	32	2 847		
3,19	567	176	25	2 918		

Литература

1. Новая технология WICOP Seoul Semiconductor. [Электронный ресурс]: сайт Элекс. – URL: https://led-displays.ru/story_93.html
2. Воробьев С. Технология флип-чип монтажа кристаллов // LionTech. – 2019. – С. 52–54.
3. Технология FlipChip (перевернутый кристалл) [Электронный ресурс]: сайт Элекс. – URL: <https://led-displays.ru/taxonomy/term/21>.

Мелентьева Ольга Павловна

Магистрант каф. физической электроники (ФЭ) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: melenolya@mail.ru

Бархатова Валентина Дмитриевна

Магистрант каф. ФЭ ТУСУРа
Эл. почта: barhatovavalentina@gmail.ru

Воротников Максим Игоревич

Инженер-конструктор 110-го отд. АО «НИИПП»
Эл. почта: vorotnikov_mi@niipp.ru

Хотненко Юрий Анатольевич

Инженер-конструктор 110-го отд. АО «НИИПП»
Эл. почта: hotnenok_ya@niipp.ru

А.М. Коновалов, Е.И. Тренкаль, Ш.Д. Ахмедов

Система мониторинга нарушений ритма сердца у больных раннего послеоперационного периода в сердечно-сосудистой хирургии

Рассматривается система мониторинга нарушений ритма сердца у пациентов в раннем послеоперационном периоде сердечно-сосудистой хирургии. Подчеркивается значимость своевременного и эффективного наблюдения за состоянием сердца для снижения риска осложнений. Описана концепция системы мониторинга аритмий, состоящей из пациента, инвазивных электродов, устройства электрокардиографа (ЭКГ) и центрального пульта. Обсуждаются преимущества и вызовы данной системы мониторинга, а также перспективы их развития.

Ключевые слова: мониторинг, ритм сердца, ранний послеоперационный период, сердечно-сосудистая хирургия, электрокардиограф (ЭКГ), имплантируемые устройства, носимые кардиомониторы, телемедицина, аритмия, технологии здравоохранения, безопасность пациентов.

Сердечно-сосудистая хирургия представляет собой область медицины, требующую точности и высокой квалификации, особенно в раннем послеоперационном периоде. В это время пациенты подвергаются риску различных осложнений, включая нарушения ритма сердца. Эффективные системы мониторинга играют ключевую роль в снижении этих рисков и обеспечении безопасности пациентов.

Ранний послеоперационный период характеризуется изменениями в гемодинамике и электрофизиологическом состоянии сердца. Нарушения ритма, такие как фибрилляция предсердий или желудочковые аритмии, могут возникать из-за стресса, вызванного хирургическим вмешательством и анестезией. Мониторинг этих изменений жизненно важен для быстрой диагностики и лечения.

В общем виде систему можно представить на рис. 1.

Структура системы мониторинга нарушений ритма сердца у пациентов в раннем послеоперационном периоде сердечно-сосудистой хирургии, представленная на рис. 1, включает в себя несколько ключевых компонентов:

- основным объектом мониторинга является пациент, находящийся в уязвимом раннем послеоперационном периоде;

- инвазивные электроды, напрямую контактирующие с сердечной тканью, обеспечивают более

точный и стабильный сигнал, позволяющий выявлять даже минимальные отклонения, которые могут предвещать серьезные аритмии. К сердцу подшиваются два временных электрода. Два свободных конца электродов выводятся через кожные покровы передней поверхности грудной клетки и фиксируются отдельным швом к коже пациента. После этого концы электродов должны надежно соединиться с самим устройством ЭКГ. В течение 10 последующих дней имеется необходимость постоянного мониторинга сердечной деятельности оперированных пациентов;

- устройство ЭКГ играет роль посредника между инвазивными электродами и центральным пультом. Оно принимает сигналы от электродов, обрабатывает их и передает в цифровом виде;

- центральный пульт является центральной командной станцией, собирающей и анализирующей данные от нескольких пациентов одновременно. Используя алгоритмы обработки ЭКГ-сигнала, система может автоматически обнаруживать подозрительные изменения в сердечной активности, которые могут указывать на аритмию.

В свою очередь, устройство ЭКГ является сложной системой, которую можно представить структурно на рис. 2.

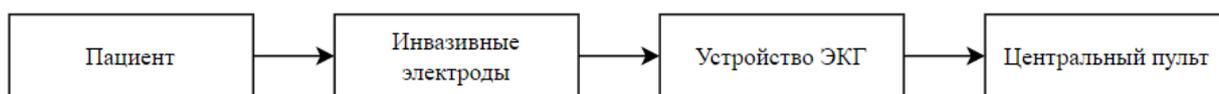


Рис. 1. Структура системы мониторинга

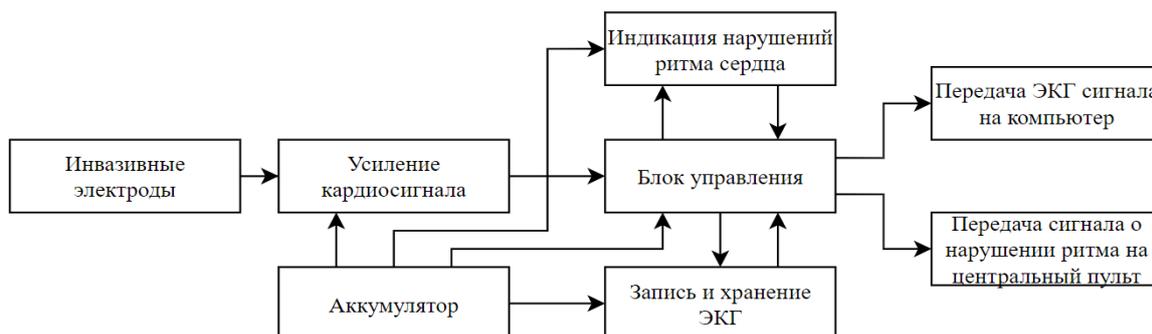


Рис. 2. Структура устройства ЭКГ

– Усилитель кардиосигнала принимает слабые электрические импульсы (1–3 мВ), поступающие от инвазивных электродов, и усиливает их. Этот критерий очень важен, поскольку электрические ответы сердца могут быть весьма малы по амплитуде и требуют усиления для дальнейшей обработки.

– Блок управления служит «мозгом» устройства ЭКГ. Он обрабатывает усиленные сигналы, выполняя функции фильтрации и обработки данных. Здесь также реализованы алгоритмы, способные распознавать различные изменения, связанные с нарушениями ритма сердца.

– Индикация нарушений ритма сердца обеспечивает визуальное отображение и звуковое оповещение состояния сердечного ритма. При аритмии сердца включаются (менее 40 уд./мин, более 140 уд./мин) индикаторы, которые информируют медицинский персонал о существующих аритмиях или других аномалиях. Это позволяет быстро реагировать на возникшие проблемы и минимизировать риски для пациента.

– Система записи и хранения данных ЭКГ обеспечивает сохранение всей информации о сердечной активности пациента. Это позволяет не только анализировать текущие данные в реальном времени, но и возобновлять мониторинг в будущем для составления индивидуальной медицинской карты пациента.

– Аккумулятор представляет собой источник питания для устройства ЭКГ, а также периферийное оборудование устройства.

– Передача ЭКГ-сигнала на компьютер позволяет передавать обработанные сигналы ЭКГ на компьютер для более детального анализа. Передача осуществляется беспроводным способом, что упрощает интеграцию устройства в разные клинические и диагностические системы.

– Передача сигнала о нарушении ритма на центральный пульт позволяет немедленно оповестить кардиохирургов о нарушениях ритма сердца у пациента.

Преимущества разработки:

- Повышение точности диагностики: современные технологии позволяют значительно улучшить точность и оперативность выявления аритмий.

- Безопасность пациента: снижение числа осложнений за счёт своевременного обнаружения и лечения нарушений ритма.

- Комфорт для пациента: использование носимых устройств минимально мешает повседневной жизни пациента.

Несмотря на огромный потенциал, разработка данной системы сталкивается с рядом технических и этических вызовов.

- Конфиденциальность данных: обеспечение безопасности и конфиденциальности данных пациента остается ключевым аспектом.

- Надёжность устройств: необходимо гарантировать надёжную работу устройств в любых условиях.

- Клиническая валидация: необходимо провести обширные клинические испытания для подтверждения эффективности и безопасности новых систем.

Совокупность описанного делает систему мониторинга неотъемлемой частью процесса реабилитации пациентов после операций на сердце. Внедрение данной технологии в клиническую практику способствует повышению качества медицинского обслуживания и безопасности пациентов, открывая новые горизонты для улучшения исходов в кардиохирургии.

Литература

1. Desteghe L. et al. Performance of handheld electrocardiogram devices to detect atrial fibrillation in a cardiology and geriatric ward setting: a prospective study // *Europace*. – 2018. – Vol. 20 (1). – PP. 30–36. – URL: <https://academic.oup.com/europace/article/19/1/29/2952263>

2. Ага Пәгеб М. Аппаратно-программный комплекс обработки результатов электрокардиографических исследований / М. Ага Пәгеб, А. Хардан // *Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ»*. – 2019. – № 9. – С. 25–31. – URL: https://izv.etu.ru/assets/files/izvestiya-9_2019_p025-031.pdf

3. Разработка системы мониторинга нарушений ритма сердца у больных раннего послеоперационного периода в сердечно-сосудистой хирургии: проект [Электронный ресурс]: официальный сайт ТУСУРа: электронное приборостроение и системы связи. – URL: <https://engineers.tusur.ru/projects/728e1462-6e56-43df-8994-da4654b00886> (дата обращения: 08.02.2024).

4. Mobile three-lead cardiac monitoring device and method for automated diagnostics / Inventor: Bosko Bojovic, Ljupco Hadzиеvski, Vladan VUKCEVIC, Uros Mitrovic, Marjan MILETIC. – Heartbeam Inc, 2018. – URL: <https://patents.google.com/patent/US20190069789A1/en>

Коновалов Арсений Михайлович

Студент передовой инженерной школы (ПИШ) «Электронное приборостроение и системы связи» им. А.В. Кобзева Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Эл. почта: arsenii.konvalov@tusur.ru

Тренкаль Евгений Игоревич

Канд. техн. наук, доцент каф. конструирования узлов и деталей радиоэлектронной аппаратуры (КУДР) ТУСУРа Эл. почта: evgenii.i.trenkal@tusur.ru

Ахмедов Шамиль Джаманович

Д-р мед. наук, проф., зам. дир. по инновационной деятельности и стратегическому развитию Научно-исследовательского института кардиологии Томского национального исследовательского медицинского центра Российской академии наук (НИИ кардиологии Томского НИМЦ), вед. н.с. отд. сердечно-сосудистой хирургии НИИ кардиологии Томского НИМЦ Эл. почта: shamil@cardio-tomsk.ru

В.И. Кошелев, Н.Х. Чинь

Оценка модулирующей частоты импульсного сигнала с неэквидистантным периодом следования методом многоканальной фильтрации

Оценка модулирующей частоты импульсного сигнала с эквидистантным периодом следования используется при измерении доплеровского смещения несущей частоты сигнала и выполняется различными методами. Однако при использовании сигналов с неэквидистантным периодом следования импульсов точность оценки доплеровской частоты снижается, если пренебрегать параметрами вобуляции периода следования импульсов. В статье анализируются методы повышения точности оценки доплеровской частоты сигнала, учитывающие неэквидистантный характер периодов следования импульсов. Предложенные методы основаны на применении модифицированного быстрого преобразования Фурье, ориентированы на использование многоканальных доплеровских фильтров.

Ключевые слова: доплеровская частота, сигнал с неэквидистантным периодом следования импульсов, модифицированный алгоритм быстрого преобразования Фурье, многоканальные доплеровские фильтры.

Использование когерентной последовательности импульсов позволяет получить частотное разрешение доплеровских сигналов, эффективно применяя быстрое преобразование Фурье (БПФ) в многоканальных доплеровских фильтрах (МДФ). Однако основными недостатками использования когерентной последовательности импульсов являются неоднозначные зоны по дальности и скорости [1]. Для устранения этих недостатков используют когерентную последовательность импульсов с неэквидистантным периодом следования. Особенность спектра неэквидистантной последовательности импульсов (НПИ) и амплитудные частотные характеристики (АЧХ) МДФ рассмотрены в [2].

Оценки доплеровской частоты практически используются в радиолокации и других радиотехнических системах. Для оценки доплеровской частоты можно применить различные методы, в частности: интерполяционный способ оценки доплеровской частоты для работы компенсатора помех [3], оценки доплеровского смещения на основе разности фаз [4]. Оценки частоты дискретных отсчетов гармонического сигнала при симметричной и несимметричной структуре спектральных компонент проанализированы в [5], а способ аппроксимации интерполирующей параболы через последовательные отсчеты спектра, соответствующие смежным частотным каналам БПФ, – в [6, 7].

В статье описан способ повышения точности оценки доплеровской частоты НПИ в МДФ на основе модифицированного БПФ, представленного в [8, 9], и его сравнение с классическим алгоритмом БПФ.

Модифицированный алгоритм БПФ для вычисления спектральных отсчетов

НПИ рассматриваются как две эквидистантные подпоследовательности импульсов с четной $\{x_{2n}\}$ и нечетной $\{x_{2n+1}\}$ составляющими, при этом модифицированный алгоритм БПФ вычисляется следующим выражением:

$$X_k = \sum_{n=0}^{N/2-1} x_{2n} W_N^{2nk} + \dots + e^{\frac{j2\pi k}{N} \nu} W_N^k \cdot \sum_{n=0}^{N/2-1} x_{2n+1} W_N^{2nk},$$

где $W_N = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$, k – номер отсчета, N – количество импульсов, $\nu = (T_0 - T_1)/T_0$ – величина, характеризующая степень вобуляции периода следования импульсов, $T_0 = (T_1 + T_2)/2$ – средний период следования импульсов, T_1 и T_2 соответствуют периодам следования импульсов.

Метод прямого вычисления поправки с учетом величины степени вобуляции

Спектральные отсчеты сигнала с двухступенчатой вобуляцией периода следования импульсов можно представить в следующем выражении:

$$X_k = \frac{2A_0 \sin(\pi T_0 N (f_c - f_k))}{\sin(2\pi T_0 (f_c - f_k))} \times \cos(\pi T_0 (f_c - f_k) - \pi f_c T_0 \nu) \times \exp(j(\pi f_c T_0 (N-1-\nu) - f_k T_0 \pi (N-1))), \quad (1)$$

где A_0 – амплитуда сигнала, f_c – доплеровское смещение частоты, $k = 0, \dots, N-1$, $\Delta f = 1/(NT_0)$ – частотное разрешение N -точечного БПФ (частотная расстройка его соседних каналов), $f_k = k\Delta f$ – настройка k -го канала.

Пусть сигнал в некотором i -м канале МДФ имеет максимальную амплитуду, тогда величина поправки $\delta = f_c - f_i$ к оценке частоты при достаточном большом отношении сигнал/шум определяется на основе выражения (1) как

$$\delta = \Delta f \left(\frac{|S_{i+1}| \cos(\pi T_0 f_i \nu - \pi T_0 \Delta f) - |S_{i-1}| \cos(\pi T_0 f_i \nu + \pi T_0 \Delta f)}{|S_{i+1}| \cos(\pi T_0 f_i \nu - \pi T_0 \Delta f) + |S_{i-1}| \cos(\pi T_0 f_i \nu + \pi T_0 \Delta f)} \right),$$

где S_{i+1} и S_{i-1} – спектральные отсчеты в соседних каналах с максимальной амплитудой, которые вычисляются классическим БПФ. При этом оценка

доплеровского смещения частоты вычисляется с учетом поправки как $\tilde{f} = f_i + \delta$.

Метод вычисления поправки с оценкой максимального правдоподобия

При малом отношении сигнал/шум для оценки неизвестной частоты необходимо учитывать влияние шума. Предполагая, что шум является некоррелированным гауссовским процессом, функцию плотности распределения вероятностей элементов вектора \mathbf{S} выходных значений МДФ (спектральных отсчетов (сигнал+шум)) можно записать в следующем виде:

$$P(\mathbf{S}/\delta) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi}\sigma)^{2M+1}} \times \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} [\mathbf{S} - X_i \Delta\delta]^T [\mathbf{S} - X_i \Delta\delta]\right\}, \quad (2)$$

где X_i – значение сигнала на выходе канала МДФ, имеющего максимальную амплитуду, $\Delta\delta$ – вектор коэффициентов, определяющих поправки оценки частоты с учетом спектральных амплитуд отсчетов смежных с отсчетом максимальной амплитуды.

Если не учитывать вобуляцию периода повторения импульсов, то элементы вектора $\Delta\delta$ определяются как

$$\Delta\delta_m = \frac{\delta}{\delta - m\Delta f}.$$

Оценка максимального правдоподобия находится на основании (2) из условия

$$\frac{dP(\mathbf{S}/\delta)}{d\delta} = 0,$$

откуда следует, что

$$\sum_{m=-M}^M \left[\frac{m\Delta f S_{i+m} X_i}{(\delta - m\Delta f)^2} - \frac{m\Delta f \delta X_i^2}{(\delta - m\Delta f)^3} \right] = 0. \quad (3)$$

Корни выражения (3) определяют искомое значение поправки δ .

Метод интерполирующей параболы

Оценка частоты в этом методе определяется в соответствии с положением точки экстремума параболы (рис. 1), а выражение для аппроксимации спектра сигнала принимает вид

$$|S(f_{i+m})| = \sum_{l=0}^{L-1} a_l f_{i+m}^l,$$

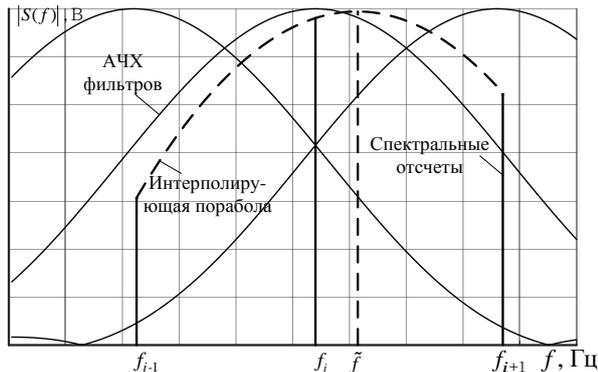


Рис. 1. Интерполирующая парабола создана тремя точками с наибольшими амплитудами отсчетов БПФ

где $L = 2M + 1$ – количество спектральных отсчетов, используемых для аппроксимации формы главного лепестка спектра сигнала.

Вектор коэффициентов аппроксимирующей параболы $\mathbf{a} = \{a_l\}$ находится из выражения $\mathbf{a} = \mathbf{\Theta}^{-1} \mathbf{S}$, где $\mathbf{S} = \{S_{i+m}\}$ – вектор амплитуд спектральных отсчетов в точках f_{i+m} , а элементы матрицы $\mathbf{\Theta} = \{\theta_{ml}\}$ находятся как $\theta_{ml} = f_{i+m}^l$, $m = -M \dots M$, $l = 0 \dots L - 1$. Искомое значение смещения частоты определяется положением максимума главного лепестка спектра, и при условии $f \in [f_{i-1} \dots f_{i+1}]$ оценку \tilde{f} можно найти, определив производную:

$$\frac{d|S(f)|}{df} = 0.$$

Результаты исследования

Исследование эффективности алгоритмов оценки доплеровского смещения частоты проведено при следующих параметрах сигнала: количество отсчетов $N = 16$, степень вобуляции периода менялась в пределах $(0 \dots 0,3)$, отношение сигнал/шум q – в пределах $(15 \dots 35)$ дБ.

Оценка эффективности алгоритмов проведена по критерию среднеквадратического отклонения (СКО) $\bar{\sigma}$ оценки частоты от истинного значения, отнесенного к спектральному разрешению Δf алгоритма БПФ в трех случаях:

- без учета вобуляции периода повторения импульсов ($\bar{\sigma}_1/\Delta f$) при применении классического алгоритма БПФ для вычисления спектральных отсчетов;
- с учетом вобуляции периода повторения импульсов ($\bar{\sigma}_2/\Delta f$) в спектральных отсчетах при применении классического алгоритма БПФ для вычисления спектральных отсчетов;
- без учета вобуляции периода повторения импульсов ($\bar{\sigma}_3/\Delta f$) в спектральных отсчетах, но с применением модифицированного алгоритма БПФ для вычисления спектральных отсчетов.

В табл. 1 представлены результаты вычисления $\bar{\sigma}_1/\Delta f$, $\bar{\sigma}_2/\Delta f$ и $\bar{\sigma}_3/\Delta f$ при изменении степени вобуляции периода повторения импульсов методом прямого вычисления поправки.

Таблица 1

Результаты вычисления отношения СКО оценки частоты от истинного значения к разрешению БПФ

v	0	0,05	0,10	0,15	0,20	0,25
$\bar{\sigma}_1/\Delta f$	0,113	0,122	0,139	0,164	0,186	0,212
$\bar{\sigma}_2/\Delta f$	0,113	0,113	0,114	0,117	0,118	0,119
$\bar{\sigma}_3/\Delta f$	0,113	0,113	0,114	0,115	0,117	0,117

Из табл. 1 следует, что с увеличением степени вобуляции периода повторения импульсов ошибки оценки частоты увеличиваются. Использование обычных процедур для оценки доплеровского смещения частоты НПИ может приводить к увеличению

ошибки оценки до 2 раз. Для уменьшения влияния вобуляции периода повторения импульсов на точность оценки частоты можно или применять модифицированный алгоритм БПФ для вычисления спектральных отсчетов, или учитывать вобуляцию периода в алгоритме оценки частоты. Так как полученные результаты почти совпадают, поэтому в дальнейшем алгоритм учета вобуляции периода повторения импульсов как более сложный для реализации не рассматривается.

На рис. 2 представлены зависимости СКО оценки частоты к отнесенное к спектральному разрешению алгоритма БПФ от отношения сигнал/шум. Исследование, проведенное при $\nu=0,2$, показывает, что с увеличением отношения сигнал/шум ошибка оценки частоты уменьшается. Применение модифицированного алгоритма БПФ обеспечивает меньшую ошибку по сравнению с классическим алгоритмом БПФ. Чем больше отношение сигнал/шум, тем выше эффективность модифицированного алгоритма БПФ перед классическим алгоритмом БПФ.

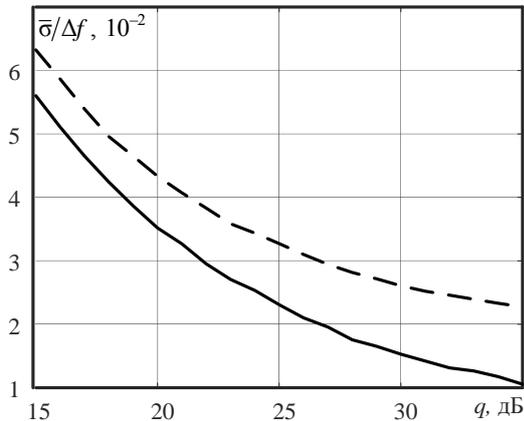


Рис. 2. Зависимости отношения СКО оценки частоты к разрешению БПФ от отношения сигнал/шум.

Расчеты по применению алгоритма БПФ:
 --- классического, — модифицированного

Далее представлены результаты оценки частоты сигнала с более сложной трехступенчатой вобуляцией периода повторения импульсов (три периода повторения импульсов T_1, T_2, T_3). В этом случае модифицированный алгоритм БПФ принимает вид

$$X_k = \sum_{n=0}^{N/3-1} x_{3n} W_N^{3nk} + e^{j2\pi k \alpha} \sum_{n=0}^{N/3-1} x_{3n+1} W_N^{3nk} + e^{j2\pi k \beta} \sum_{n=0}^{N/3-1} x_{3n+2} W_N^{3nk},$$

где параметры $\alpha = (T_0 - T_1)/T_0$, $\beta = (2T_0 - T_1 - T_2)/T_0$ определяют степень вобуляции периода повторения импульсов.

В табл. 2 представлены результаты расчетов отношения СКО оценки частоты к спектральному разрешению алгоритма БПФ при применении различных окон. Результаты соответствуют сигналу с трех-

ступенчатой вобуляцией $\alpha = \beta = 0,2$ и отношению сигнал/шум $q = 20$ дБ. Из результатов расчетов видно, что при использовании метода параболической интерполяции весьма эффективно применение весовой обработки. Применение в этом случае модифицированного алгоритма БПФ дает небольшой выигрыш по сравнению с классическим алгоритмом БПФ.

Таблица 2

Результаты расчетов отношения СКО оценки частоты к разрешению БПФ при применении различных окон

Тип окна	С применением алгоритма БПФ	С применением модифицированного алгоритма БПФ
Прямоугольное	0,294	0,30
Треугольное	0,094	0,093
Хэмминга	0,090	0,089
Гаусса	0,084	0,084
Ханна	0,071	0,070
Блэкмана	0,065	0,064
Блэкмана-Хэрриса	0,060	0,059

Заключение

Проведен анализ методов снижения погрешности оценки доплеровского смещения модулирующей частоты сигнала с НПИ. В результате исследования установлено, что наилучшим является метод максимального правдоподобия при применении модифицированного алгоритма, который обеспечивает снижение отношения СКО оценки частоты к спектральному разрешению алгоритма БПФ более чем на 20% (до $3,5 \cdot 10^{-2}$) при отношении сигнал/шум 20 дБ. Метод параболической интерполяции в сочетании с использованием весовой обработки отсчетов уступает методу максимального правдоподобия в СКО оценки частоты к спектральному разрешению алгоритма БПФ менее чем в два раза. При этом эффективность модифицированного и классического алгоритмов БПФ практически одинакова.

Литература

1. Nadav L. Radar signals / L. Nadav, M. Eli. – USA: John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, NJ, 2004. – 412 p.
2. Кошелев В.И. Оптимизация алгоритма весовой обработки в многоканальной доплеровской фильтрации / В.И. Кошелев, Н.Х. Чинь // Изв. высш. учеб. завед. России. Радиоэлектроника. – 2024. – Т. 27, № 2. – С. 93–104. <https://doi.org/10.32603/1993-8985-2024-27-2-93-104>.
3. Hikawa H. Jamming canceler using interpolated FFT / H. Hikawa, V.K. Jain // IEEE International Conference on Communications, Including Supercomm Technical Sessions, Atlanta, GA, USA. – 1990. – Vol. 4. – PP. 1275–1279. DOI: 10.1109/ICC.1990.117276.
4. Оценка доплеровского смещения частоты одночастотного фазоманипулированного сигнала / В.В. Егоров, С.А. Лобов, М.Л. Маслаков, А.Н. Мингалев // Цифровая обработка сигналов. – 2019. – № 4. – С. 28–32.
5. Альрубеи М.А. Оценка частоты при симметричной и несимметричной структуре спектральных компонент дискретизированного гармонического сигнала / М.А. Альрубеи, А.Д. Поздняков // Труды МАИ. – 2023. – № 129. DOI: 10.34759/trd-2023-129-15.

6. Кошелев В.И. Современные методы повышения эффективности обнаружения радиолокационных сигналов / В.И. Кошелев, В.Г. Андреев, В.А. Белокуров. – М.: Горячая линия – Телеком, 2016. – 154 с.

7. Горкин В.Н. Оптимизация алгоритмов многоканальной спектральной обработки сигналов в доплеровском процессоре: дис. канд. техн. наук: 05.12.04. – Рязань, 2002.

8. Кошелев В.И. Когерентная фильтрация неэквидистантных последовательностей импульсов в системах первичной обработки радиолокационных систем // Успехи современной радиоэлектроники. – 2014. – № 10. – С. 16–22.

9. Букварев Е.А. Оптимизация многоканального когерентного накопителя пачки импульсов при возбуждении периода зондирования / Е.А. Букварев, А.П. Рябков // Труды Нижегородского гос. техн. ун-та им. Р.Е. Алексеева. – 2012. – № 2 (95). – С. 31–40.

Кошелев Виталий Иванович

Д-р техн. наук, проф., зав. каф. радиотехнических систем
Рязанского государственного радиотехнического
университета им. В.Ф. Уткина
Эл. почта: koshelev.v.i@rsreu.ru

Чинь Нгок Хиеу

Аспирант каф. радиотехнических систем
Рязанского государственного радиотехнического
университета им. В.Ф. Уткина
Эл. почта: ngochieu.radioscientist@mail.ru

М.А. Ромащенко, Р.С. Сухомлинов, Д.В. Васильченко, Д.А. Пухов

Среда имитационного моделирования для исследования систем связи на основе модуляции LoRa

Рассматривается программная реализация приемопередающего тракта реализующего модуляцию сигнала по технологии LoRa для имитационного моделирования в среде GNU Radio с использованием дополнения gr-lora-sdr. Приводится описание основных функциональных блоков, задействованных в процессах модуляции и демодуляции LoRa-сигналов, включая блоки для кодирования, декодирования и проверки данных. Показано, как использование данного расширения в GNU Radio позволяет моделировать и исследовать системы передачи данных.

Ключевые слова: LoRa-модуляция, GNU Radio, обработка сигналов, модуляция данных, демодуляция сигналов.

В современном мире плотность радиочастотных сетей возрастает с каждым днем. Это приводит к возникновению взаимных помех между устройствами. Помехи усложняют передачу данных на большие расстояния и снижают качество связи. Одним из вариантов решения проблемы является использование технологии LoRa (Long Range), которая в подобных условиях демонстрирует высокую устойчивость к помехам [1]. Это возможно за счет использования модуляции с расширением спектра, что обеспечивает надёжную связь даже при наличии значительного уровня шума в радиочастотной среде. Технология LoRa работает в различных частотных диапазонах. Ее использование позволяет минимизировать помехи и выбрать оптимальные частоты для передачи данных.

Для проведения исследований влияния на качество связи различных параметров модуляции, а также характеристик канала связи разработчику крайне необходимо иметь инструмент математического моделирования приемопередающего тракта с использованием LoRa-модуляции. Авторами для этого предлагается использовать приложение GNU Radio – это свободное программное обеспечение для разработки программно-определяемого радио (SDR). Приложение включает в себя библиотеку стандартных блоков для обработки сигналов, которые могут быть объединены в графическую блок-схему через среду разработки GNU Radio Companion (GRC) [2].

GNU Radio представляет собой модульную платформу, в которой пользователи могут устанавливать необходимые плагины для расширения функционала. Для реализации модуляции LoRa требуется установка специализированного дополнения gr-lora-sdr, которое представляет собой полноценную программную реализацию LoRa-трансивера в рамках SDR [3]. Данное расширение включает все необходимые компоненты для выполнения задач передачи и приёма LoRa-сигналов и обеспечивает надёжную работу даже при низком отношении сигнала к шуму (SNR). Имеющиеся функциональные блоки позволяют модулировать и демодулировать сигналы, выполнять кодирование Хэмминга, интерливинг и проверку контрольной суммы CRC (Cyclic Redundancy Check). Параметры передачи, такие как коэффи-

циент расширения спектра, скорость кодирования и полоса частот, также могут быть гибко настроены пользователем.

Расширение содержит готовые функциональные блоки как для передатчика Tx, так и для приемника Rx (рис. 1).

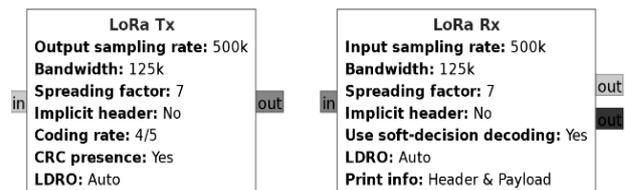


Рис. 1. Функциональные блоки передачи и приема

Цепочка передачи содержит все основные блоки трансивера LoRa (рис. 2).

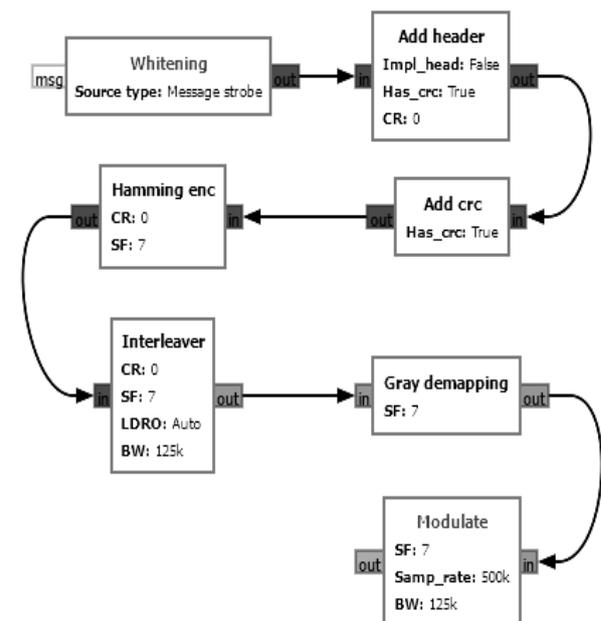


Рис. 2. Функциональные блоки передачи данных

Процесс передачи данных начинается с блока Whitening, который маскирует исходные данные для предотвращения длинных последовательностей одинаковых битов. Этот этап важен для улучшения модуляции и уменьшения вероятности ошибок при

передаче. Пройдя маскирование, данные поступают в блок Add Header, где к ним добавляется явный заголовок. Заголовок включает в себя информацию о длине пакета и контрольную сумму CRC, что необходимо для правильной интерпретации и проверки данных на стороне приёма. После добавления заголовка данные передаются в блок Add CRC, который добавляет к ним контрольную сумму CRC. Это необходимо для проверки целостности данных при приёме. Если приёмник обнаружит несовпадение контрольной суммы, то при передаче возникли ошибки.

Затем данные поступают в блок Hamming enc, который кодирует их с использованием кода Хэмминга. Метод добавляет избыточные биты, которые позволяют приёмнику исправлять одиночные ошибки, а также обнаруживать двойные. Далее данные проходят через блок Interleaver, который переставляет биты в пакете данных. Этот процесс распределяет возможные ошибки, вызванные кратковременными помехами, по всему пакету. Такой подход минимизирует их влияние на передачу. После перемежения данные обрабатываются в блоке Gray demapping, который преобразует данные в код Грея. Кодирование Грея минимизирует вероятность ошибок при изменении одного бита данных. Поскольку при каждом изменении символа меняется только один бит, снижается вероятность значительных искажений.

На заключительном этапе данные поступают в блок Modulate, где выполняется модуляция с использованием технологии LoRa. В этом блоке цифровые данные преобразуются в радиосигнал, используя линейно-частотные импульсы (чирпы).

На стороне приема первым этапом обработки является блок Frame sync, который выполняет синхронизацию кадра (рис. 3). Этот процесс включает корректировку фазы и частоты сигнала, что необходимо для точного разбиения непрерывного потока данных на отдельные пакеты и их корректной демодуляции. После синхронизации данные поступают в блок fft_demod, который выполняет демодуляцию с использованием быстрого преобразования Фурье (FFT). Процесс преобразует сигнал из частотной области в цифровые данные, подготавливая их для дальнейшей обработки. Затем данные проходят через блок Gray mapping, который выполняет обратное преобразование из кода Грея. Это необходимо для восстановления исходных данных, поскольку код Грея минимизирует вероятность ошибок, возникающих при изменении одного бита на передающей стороне. Следующим этапом является блок Deinterleaver, который восстанавливает исходный порядок битов в пакете данных, осуществляя обратное перемежение. Этот процесс защищает данные от кратковременных всплесков ошибок, равномерно распределяя их по всему пакету. После этого данные поступают в блок Hamming dec, который выполняет декодирование с использованием кода Хэмминга. Код Хэмминга позволяет исправлять ошибки, возникшие в процессе передачи, за счёт избыточных

битов, добавленных на передающей стороне, и восстанавливает исходные данные. Далее данные обрабатываются в блоке Header decoder, который извлекает информацию из заголовка пакета, такую как длина пакета и контрольная сумма CRC. Это необходимо для правильной интерпретации данных и проверки их целостности. После декодирования заголовка данные проходят через блок Dewhitening, который выполняет обратное маскирование данных. Процесс восстанавливает исходный вид данных, устраняя изменения, внесённые на этапе обеления на передающей стороне.

Наконец, данные поступают в блок CRC verif, который выполняет проверку контрольной суммы CRC. Проверка позволяет убедиться в том, что данные были переданы без ошибок. Если проверка проходит успешно, данные считаются корректными и могут быть использованы далее. В случае неудачной проверки данные считаются повреждёнными и отбрасываются.

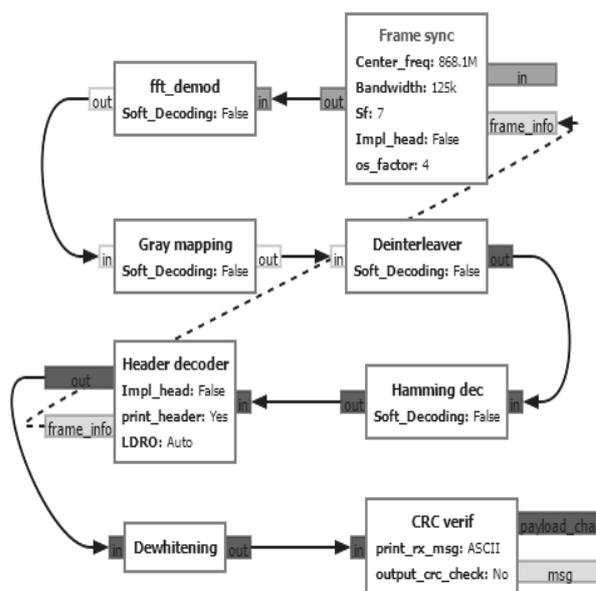


Рис. 3. Функциональные блоки приема данных

Для проверки работоспособности указанной модели была проведена передача тестового сообщения «Hello World». Использовались следующие параметры: коэффициент расширения спектра (SF) – 7, полоса частот (BW) – 125 кГц, скорость дискретизации (samp_rate) – 500 кГц. Кодирование Хэмминга применялось с коэффициентом (CR) – 0. Заголовок пакета был явным (Impl_head – False) с включённой контрольной суммой CRC. Эти параметры были выбраны по умолчанию для тестирования системы и обеспечения передачи данных с использованием модуляции LoRa (рис. 4).

Таким образом, среда GNU Radio с установленным плагином gr-lora-sdr представляет собой полноценный инструмент для разработки и тестирования систем передачи данных на основе технологии LoRa. Программное обеспечение предоставляет все необходимые блоки для реализации как передающих, так и приёмных модулей. Гибкость настроек

позволяет адаптировать систему к различным условиям эксплуатации.

Coding rate: 0	bw	125000
Header checksum valid!	center_freq	868100000.0
rx msg: Hello world: 221	clk_offset	0
CRC valid!	cr	0
	has_crc	True
-----Header-----	impl_head	False
Payload length: 16	pay_len	255
CRC presence: 1	preamb_len	8
Coding rate: 0	samp_rate	500000
Header checksum valid!	sf	7
rx msg: Hello world: 222	SNRdB	-5
CRC valid!	soft_decoding	False

Рис. 4. Вывод полученных сообщений в консоль

Использование GNU Radio в сочетании с данным расширением позволяет реализовать и исследовать системы связи, основанные на технологии LoRa. Однако необходимо проверить степень соответствия заложенных в математические модели алгоритмов формирования, кодирования и декодирования сигналов по технологии LoRa и физической реализации в аппаратных модулях. Для этого на следующем этапе исследования будет реализован эксперимент, при котором сигнал, сформированный при помощи представленной математической модели, будет излучаться в эфир, а его прием будет производиться при помощи аппаратного LoRa-модуля.

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (проект № FZGM-2024-0006).

Литература

1. Lora-alliance [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://lora-alliance.org/>, свободный (дата обращения: 02.09.2024).
2. GNU Radio [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.gnuradio.org/>, свободный (дата обращения: 01.09.2024).
3. gr-lora-sdr [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://github.com/tapparelj/gr-lora_sdr?tab=readme-ov-file, свободный (дата обращения: 01.09.2024).

Ромашенко Михаил Александрович

Д-р техн. наук, проф. каф. конструирования и производства радиоаппаратуры (КИПР) Воронежского государственного технического университета (ВГТУ)
Эл. почта: kipr@vorstu.com

Сухомлинов Роман Сергеевич

Студент каф. КИПР ВГТУ
Эл. почта: sukhomlinov03@mail.ru

Васильченко Дмитрий Владимирович

Аспирант каф. КИПР ВГТУ
Эл. почта: Shadow951@bk.ru

Пухов Дмитрий Анатольевич

Аспирант каф. КИПР ВГТУ
Эл. почта: puhov.dm22@yandex.ru

В.Т. Дмитриев, Ву Хоанг Шон

Сравнение эффективности первичных кодеков речевых сигналов на основе модификации алгоритма Хургина–Яковлева

Проанализирована модификация алгоритма обработки речевых сигналов на основе представления Хургина–Яковлева при трёхканальной реализации. Цель статьи – применить предложенный алгоритм к различным типам первичных кодеков речевых сигналов, сравнив тем самым его эффективность. Результаты показывают, что модифицированный алгоритм Хургина–Яковлева в трехканальной системе обеспечивает выигрыш при кодировании с низкой и средней скоростью.

Ключевые слова: первичные кодеки, модификация алгоритма Хургина–Яковлева, обработка речи.

Речь является основным средством общения, однако аналоговые речевые системы обладают значительными недостатками, такими как громоздкость и негибкость в плане мощности передачи и использования спектра. В отличие от них, цифровая передача речи предлагает более гибкие, экономичные, стабильные, безопасные и эффективные решения по использованию спектра. В связи с этим цифровое кодирование речи и снижение скорости передачи данных стали важными направлениями исследований. Существующие методы кодирования имеют различные уровни эффективности, и для дальнейшего прогресса необходимо исследовать и сравнить новые алгоритмы. Цель данного исследования заключается в модификации и применении алгоритма Хургина–Яковлева для трёхканальной реализации при кодировании речевых сигналов. Алгоритм Хургина–Яковлева был выбран из-за его потенциала в повышении эффективности кодирования и снижении скорости передачи данных. Предполагается, что модификация алгоритма позволит достичь лучших результатов по качеству восстановленной речи при действии помех в канале по сравнению с существующими методами.

Теоретическая часть

В общем случае представление Хургина–Яковлева обеспечивает возможность представления сигнала с конечным спектром $f(t)$ с помощью его прореженных отсчетов и $(K-1)$ производных, взятых с частотой дискретизации $2F/K$, согласно формуле [1, 2]

$$f(t) = \sum_{m=0}^{K-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left\{ f^{(m)}(KnT)(t - KnT)^m \times \sin c^K \left[\pi(t - KnT) / KT \right] \right\} / m!, \quad (1)$$

где $f^{(m)}(KnT)$ — m -я прореженная производная сигнала. Формула (1) демонстрирует, что для восстановления сигнала $f(t)$ с конечным спектром не требуется передавать все значения функции $f(t)$. Достаточно отправить отсчеты функции $f(KnT)$ и ее первые $(K-1)$ производные $f'(KnT), f''(KnT), \dots, f^{(K-1)}(KnT)$. Эти данные на приемном конце будут направлены на соответствующие синтезирующие

фильтры, которые используют импульсные переходные функции следующего вида:

$$h_{n,m}(t) = (t - KnT)^m \sin c^K \left[\pi(t - KnT) / KT \right]. \quad (2)$$

Это позволяет параллельно обрабатывать отсчеты сигнала и его $(K-1)$ производные или, другими словами, выполнять одновременную обработку по K каналам связи.

При $K = 3$ формула (1) имеет следующий вид:

$$f(t) = \sum_{m=0}^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left\{ f^{(m)}(3nT)(t - 3nT)^m \left\{ \sin c \left[\pi(t - 3nT) / 3T \right] \right\}^3 \right\}. \quad (3)$$

Таким образом, для восстановления исходного сигнала в приемнике требуется применять синтезирующие фильтры с импульсными переходными функциями, которые описываются следующими формулами:

– для прореженных отсчетов сигнала

$$h_1(t) = \sin c^3 \left[\pi(t - 3nT) / 3T \right]. \quad (4)$$

– для прореженных отсчетов первой производной сигнала:

$$h_2(t) = (t - 3nT) \sin c^3 \left[\pi(t - 3nT) / 3T \right]. \quad (5)$$

– для прореженных отсчетов второй производной сигнала:

$$h_3(t) = (t - 3nT)^2 \sin c^3 \left[\pi(t - 3nT) / 3T \right]. \quad (6)$$

Как показано в [1], существует неопределенность в определении фазочастотной характеристики (ФЧХ) восстанавливающего фильтра. Для решения данной проблемы была предложена модификация алгоритма, направленная на уменьшение погрешности восстановления сигнала за счет коррекции ФЧХ и использования методов аппроксимации для вывода универсального уравнения амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) синтезирующих фильтров. Как показано в [1], АЧХ $A(f)$ и ФЧХ $\Phi(f)$ синтезирующих фильтров, полученные после выполнения модификации алгоритма Хургина–Яковлева:

– для первого синтезирующего фильтра:

$$A_1(f) = 2,22 + 1,25(f/F) - 16,27(f/F)^2 + 20,45(f/F)^3 - 7,67(f/F)^4, \quad (7)$$

$$\Phi_1(f) = 0;$$

– для второго синтезирующего фильтра:

$$A_2(f) = \begin{cases} 4,26(f/F) & \text{при } f \leq 0,36F; \\ -2,15(f/F) + 2,15 & \text{при } 0,36F < f \leq F; \end{cases} \quad (8)$$

$$\Phi_2(f) = \begin{cases} -\pi/2 & \text{при } f \leq F; \\ \pi/2 & \text{при } F < f \leq 2F; \end{cases}$$

– для третьего синтезирующего фильтра:

$$A_3(f) = \begin{cases} 1,37 & \text{при } f \leq 0,36F; \\ 0,69 & \text{при } 0,36F < f \leq F, \end{cases} \quad (9)$$

$$\Phi_3(f) = 0.$$

Экспериментальные исследования

Выходные отсчеты сигнала и его двух первых производных далее подвергаются процедуре первичного кодирования выбранным кодеком.

В ходе эксперимента с помощью диктофона Olympus LS-10 записывались звуковые волны речевых сигналов от 10 дикторов (6 мужчин, 4 женщины) разного возраста. Из этих записей было получено 10 аудиофайлов длительностью от 4 до 10 с, соответствующих требованиям ГОСТ Р 50840–95 [6]. Затем аудиосигналы подвергались полосовой фильтрации в диапазоне от 0,3 до 3,4 кГц. Далее осуществлялся процесс кодирования, передачи, декодирования и восстановления исходного сигнала на основе модифицированного алгоритма Хургина–Яковлева.

В данном исследовании кодирование речи осуществлялось для трех различных видов первичного кодирования: низкоскоростные с битрейтом от 1,2 до 2,4 кбит/с, среднескоростные с битрейтом от 5,3 до 8 кбит/с и высокоскоростные с битрейтом от 16 до 40 кбит/с. Качество восстановленной речи оценивается с использованием объективной модели качества речи ViSQOL (Virtual Speech Quality Objective Listener). Шкала оценки качества речевого сигнала по стандарту ViSQOL варьируется от 1 до 5 аналогично шкале MOS (Mean Opinion Score).

В ходе экспериментального исследования была проанализирована эффективность предложенного алгоритма при реализации трех каналов с использованием разных первичных кодеков при отсутствии ошибок и наличии ошибок в канале связи.

В отсутствие ошибок в канале оценка качества восстановления речевого сигнала с использованием объективной модели ViSQOL K_3 рассчитывается на основе среднего значения 10 различных входных речевых сигналов. Результаты сопоставляются с системой, основанной на алгоритме Хургина–Яковлева с двухканальной ($N = 2$) K_2 .

Выигрыш системы по сравнению с системой на основе В.А. Котельникова K_1 (частный случай алгоритма Хургина–Яковлева с одноканальной реализацией [1, 2]) показывает, что эффективность кодирования речевых сигналов на основе модификации алгоритма Хургина–Яковлева достигает выигрыша от 0,05 до 0,7 балла (по шкале MOS) при реализации на системах двухканальной и трехканальной. Трехканальная система, в частности, подходит для низко- и среднескоростного кодирования, обеспечивая более высокий выигрыш по сравнению с двухканальной системой.

При возникновении ошибки канала приводится и анализируется сравнение эффективности первичных кодеков на основе модификации алгоритма на основе представления Хургина–Яковлева при трехканальной реализации с эффективностью на основе теоремы В.А. Котельникова. Зависимость выигрыша системы на основе предложенного алгоритма ($\Delta K = K_3 - K_1$, балл) от вероятности ошибки в канале связи (C_e , %) при первичных кодеках речевых сигналов представлена на рис. 1.

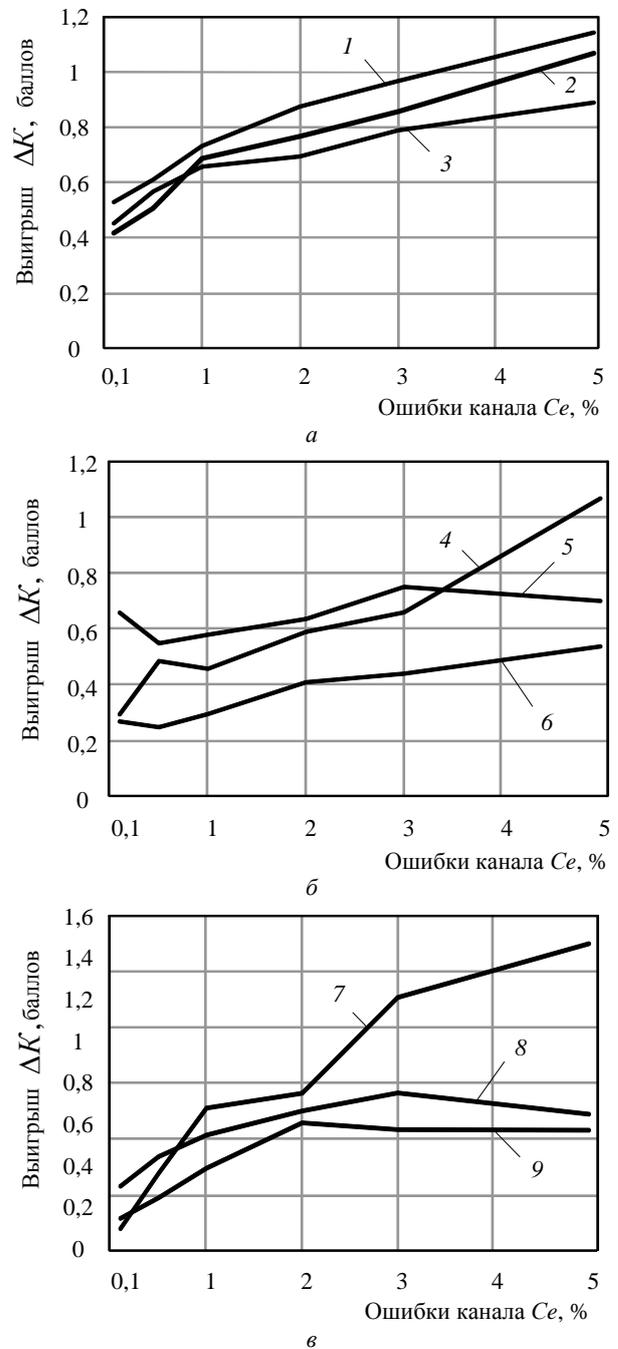


Рис. 1. Зависимость выигрыша качества системы на основе модификации алгоритма представления речевых сигналов на основе представления Хургина–Яковлева от вероятности ошибки в канале связи для первичных кодеков речевых сигналов: для низкоскоростных систем – а; среднескоростных систем – б; высокоскоростных систем – в

Кривая 1 – зависимость выигрыша качества восстановленной речи по сравнению с аналогичной системой на основе теоремы В.А. Котельникова на выходе системы передачи для кодека ММВЕ с битрейтом 1,2 кбит/с; 2 – кодек LBRAMR с битрейтом 1,2 кбит/с; 3 – кодек LBRAMR с битрейтом 2,4 кбит/с; 4 – кодек ICELP с битрейтом 6 кбит/с; 5 – кодек G.723.1 с битрейтом 5,3 кбит/с; 6 – кодек G.729a с битрейтом 8 кбит/с; 7 – кодек G.728i с битрейтом 16 кбит/с; 8 – кодек G.726 с битрейтом 24 кбит/с; 9 – кодек G.726 с битрейтом 40 кбит/с.

Из рис. 1 видно, что при наличии ошибок в канале предложенный алгоритм дает выигрыш во всех случаях кодирования, а при низкоскоростном кодировании дает выигрыш от 0,417 до 1,141 балла (наибольшую эффективность обеспечивает кодирование кодек ММВЕ с битрейтом 1,2 кбит/с), среднескоростное кодирование дает выигрыш от 0,259 до 1,075 (наиболее эффективный кодек ICELP с битрейтом 6 кбит/с), высокоскоростное кодирование обеспечивает выигрыш от 0,095 до 1,465 (наиболее эффективный кодек G.728i с битрейтом 16 кбит/с).

Эффект улучшенной помехоустойчивости объясняется использованием трехканальной реализации модифицированного алгоритма Хургина–Яковлева. В данной реализации применяются прореженные в три раза отсчеты сигнала, а также его первая и вторая производные, которые создают фазовые сдвиги на 90 и 180° соответственно. Эти фазовые сдвиги позволяют более эффективно разделять полезный сигнал и шум, что теоретически должно обеспечивать лучшую помехоустойчивость, как показано в [8, 10–12].

Заключение

В данной работе представлена модификация алгоритма на основе представления, предложенного Я.И. Хургиным, В.П. Яковлевым, при трехканальной реализации, которая использует модифицированные частотные и фазовые характеристики синтезирующих фильтров. Показано, что предложенная модификация алгоритма Хургина–Яковлева существенно повышает как помехоустойчивость, так и общее качество восстанавливаемого речевого сигнала по сравнению с известными кодеками речи на основе теоремы В.А. Котельникова. Таким образом, можно сделать вывод, что использование данной модификации способствует более эффективной обработке речевых сигналов в шумных условиях, дальнейшему повышению качества в области цифрового кодирования речи.

Литература

1. Хургин Я.И. Методы теории целых функций в радиофизике, теории связи и оптике / Я.И. Хургин,

В.П. Яковлев. – М.: Гос. изд-во физ.-мат. литературы, 1962. – 220 с.

2. Кириллов С.Н. Реализационные возможности и помехоустойчивость процедуры восстановления сигналов на основе алгоритма Хургина–Яковлева / С.Н. Кириллов, В.Т. Дмитриев // Радиотехника. – 2003. – № 1. – С. 73–75.

3. Дмитриев В.Т. Применение трёхканальной модификации алгоритма Хургина–Яковлева в алгоритмах первичного кодирования речевых сигналов / В.Т. Дмитриев, Х.Ш. Ву // Вестник РГРТУ (Рязань). – 2024. – № 88. – С. 3–14.

4. Widrow B. Adaptive signal processing / B. Widrow, D. Samuel. – Stearns – Prentice-Hall, 1985. – 474 p.

5. Св-во о гос. регистрации программы для ЭВМ № 2024619863. Программа моделирования модификации алгоритма Хургина–Яковлева при трёхканальной реализации / Д.В. Тимурович, Ву Хоанг Шон. – Заявка № 2024617055. Дата поступл. 04 апреля 2024 г. Зарег. в Реестре программ для ЭВМ 27 апреля 2024 г.

6. ГОСТ Р 50840–95. Передача речи по трактам связи. Методы оценки качества, разборчивости и узнаваемости. – М.: Изд-во стандартов, 1995. – 60 с.

7. Бахурин С.А. Исследование точности алгоритмов оценки отсчетов производной в радиотехнических устройствах / С.А. Бахурин, В.Т. Дмитриев // Вестник РГРТА. – 2004. – № 13. – С. 32–35.

8. Дмитриев В.Т. Помехоустойчивость кодеков речи на основе алгоритма Хургина–Яковлева // Вестник РГРТА. – 2003. – № 12. – С. 133–136.

9. Kipillov S.N. Adaptive Primary Speech Signals Codex for Software-Configured Radio Systems / S.N. Kipillov, V.T. Dmitriev // IEEE. 1st International Conference Problems of Informatics, Electronics, and Radio Engineering (PIERE). – IEEE Catalog Number: CFP20Y62-ART. – PP. 32–38. DOI: 10.1109/PIERE51041.2020.9314648.

10. Дмитриев В.Т. Адаптация кодеков речевых сигналов на основе теоремы В.А. Котельникова и модификации алгоритма Хургина–Яковлева к шумам в канале связи // Цифровая обработка сигналов. – 2023. – № 2. – С. 55–60.

11. Дмитриев В.Т. Исследование помехоустойчивой и защищенной системы передачи речевых сигналов на основе представления Хургина–Яковлева / В.Т. Дмитриев, М.С. Смирнов // Вестник РГРТУ. – 2022. – № 82. – С. 27–37.

12. Дмитриев В.Т. Алгоритм маскирования на основе представления Хургина–Яковлева с использованием производных второго и третьего порядков / В.Т. Дмитриев, Д.И. Лукьянов // Вестник РГРТУ. – 2012. – № 4. – С. 13–17.

Дмитриев Владимир Тимурович

Д-р техн. наук, доцент, зав. каф. радиоуправления и связи (РУС) Рязанского государственного радиотехнического ун-та им. В.Ф. Уткина (РГРТУ)
Эл. почта: vol77@rambler.ru

Ву Хоанг Шон

Аспирант каф. РУС РГРТУ им. В.Ф. Уткина
Эл. почта: vuhoangson.adaf@gmail.com

К.Н. Роцин, С.С. Журавлев, А.А. Савин, Е.В. Андронов

Особенности формирования полигармонического сигнала векторным генератором сигналов

Исследуются вопросы формирования полигармонических сигналов с помощью векторных генераторов сигналов, рассматриваются как теоретические основы, так и практические аспекты. Представлен анализ методов минимизации пик-фактора сигнала, а также предложен оптимальный способ формирования полигармонического сигнала с заданным количеством тонов.

Ключевые слова: полигармонический сигнал, пик-фактор, векторный генератор сигналов.

В настоящее время космическая отрасль переживает рост, сопоставимый с космической гонкой 1960-х гг. Государства и частные компании инвестируют в развитие спутниковых систем связи на низкой околоземной орбите (Low Earth Orbit LEO). Сокращение затрат на запуск, развитие многоразовых ракет и стремительное развитие спутниковых систем приводят к революции в современной спутниковой индустрии.

Современные стандарты связи, например 5G New Radio, развернутые на Земле, адаптируются и становятся новым стандартом для космической связи. Это приводит к увеличению сложности и требованиям к радиотехническим системам спутника связи, так называемой полезной нагрузке.

Актуальной задачей в области спутниковой связи является уменьшение времени тестирования бортовых ретрансляторов. Один из подходов, который позволяет сократить время тестирования неравномерности амплитудно-частотной характеристики и группового времени запаздывания (ГВЗ), предполагает использование полигармонического (многотонального) сигнала в качестве зондирующего. Данный сигнал содержит информацию об амплитуде и фазе всех гармонических составляющих, входящих в его состав, следовательно, можно получить характеристики ретранслятора одновременно в широкой полосе частот, измерив параметры сигнала на входе и выходе устройства.

Другие известные методы тестирования устройств с преобразованием частоты, например, основанные на применении векторного анализатора цепей (ВАЦ), требуют сложных алгоритмов калибровки и конфигурации оборудования, что значительно увеличивает время измерений. Таким образом, основное преимущество применения многотонального сигнала, в отличие от однотонального зондирующего сигнала ВАЦ, заключается в возможности измерения ГВЗ ретранслятора между спектральными компонентами сигнала.

В статье рассмотрены теоретические и практические вопросы формирования полигармонического сигнала с использованием векторного генератора сигнала.

Теоретические вопросы

Полигармонический сигнал представляет собой сложный сигнал, формируемый суперпозицией не-

скольких синусоидальных колебаний с различными частотами. В отличие от монотональных сигналов, характеризующихся единственной частотой, полигармонический зондирующий сигнал имеет заданное распределение амплитуд и начальных фаз гармонических сигналов, входящих в его состав. Это позволяет проводить оценку линейных частотных характеристик (АЧХ и ФЧХ) в широкой полосе частот за одно измерение.

В рамках данной статьи для моделирования используется математическое представление высокочастотного (несущая частота ω_0) полигармонического сигнала во временной области (1), запись его комплексной огибающей (2). Выражения (3) и (4) определяют IQ квадратуры сигнала.

$$s(t) = \text{Re} \left[\dot{S}(t) \cdot \exp(j\omega_0 t) \right]; \quad (1)$$

$$\dot{S}(t) = \sum_{k=1}^N A_k \cdot \exp[j(\Omega_k t + \theta_k)]; \quad (2)$$

$$I(t) = \sum_{k=1}^N A_k \cos(\Omega_k t + \theta_k); \quad (3)$$

$$Q(t) = \sum_{k=1}^N A_k \sin(\Omega_k t + \theta_k), \quad (4)$$

где t – время (с), A_k – амплитуды гармонических составляющих сигнала, Ω_k – угловые частоты относительно несущей (рад/с), θ – начальные фазы (рад), N – количество тонов в сигнале.

Важной особенностью полигармонических сигналов является то, что при сложении их спектральных компонент максимальное значение результирующего сигнала может значительно превышать его средний уровень. Это связано с возможностью синфазного сложения отдельных гармоник. Для количественной оценки этого явления используется понятие пик-фактора.

Пик-фактор (Crest Factor, CF) – это безразмерная величина, определяемая как отношение максимального значения сигнала к его среднеквадратичному значению (действующему значению, СКО).

$$CF[\text{dB}] = 20 \log_{10} \left(\frac{\max |\dot{S}(t)|}{\sigma_{S(t)}} \right). \quad (5)$$

Формирование сигнала с нулевыми фазами

При генерации полигармонического сигнала простейшим подходом является установка нулевой

начальной фазы для каждого тона. В таком случае синфазная компонента (в качестве примера) полигармонического сигнала, формируемая как сумма N составляющих с амплитудами A_k и угловыми частотами Ω_k , в момент времени 0 или кратный периоду сигнала наименьшей частоты (как правило, шаг тонов по частоте фиксированный), будет равна

$$I(0) = \sum_{k=1}^N A_k \cos(\Omega_k \cdot 0) = \sum_{k=1}^N A_k. \quad (6)$$

Таким образом, синфазное сложение колебаний (рис. 1) приводит к повышенному пик-фактору.

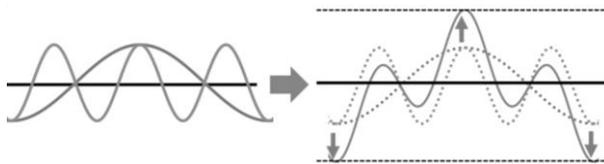


Рис. 1. Синфазное сложение сигналов

Формирование сигнала со случайными фазами

Для уменьшения пик-фактора полигармонического сигнала можно использовать случайные фазы для его тональных составляющих. Этот метод предотвращает синфазное сложение, которое происходит при нулевых фазах и приводит к появлению высоких пиков.

Моделирование с использованием 100 реализаций полигармонического сигнала, где число тонов увеличивалось, а фазы выбирались случайно из равномерного распределения на интервале от 0 до 2π , показало (рис. 2), что пик-фактор возрастает медленнее по сравнению с вариантом, где все фазы равны нулю. Это свидетельствует о том, что использование случайных фаз позволяет более эффективно распределять энергию сигнала во времени, что приводит к снижению пиковых значений.

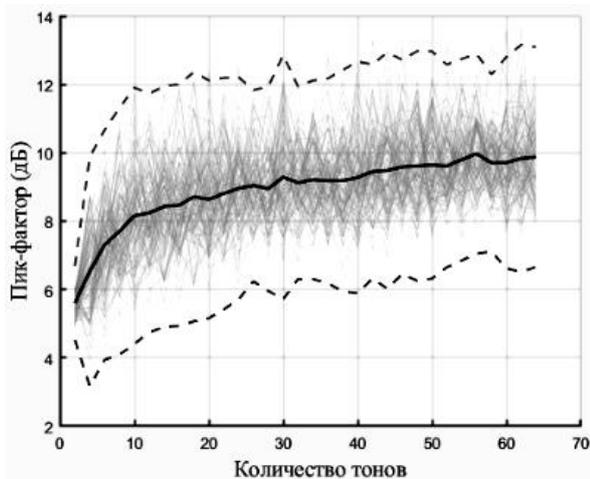


Рис. 2. Распределения пик-фактора полигармонического сигнала со случайными начальными фазами тонов

Недостатком данного подхода является плохая воспроизводимость результатов. Каждая новая реализация сигнала будет иметь уникальный набор фаз, что приведёт к вариациям параметров синтезируемого сигнала, таких как СКО и пик-фактор.

Формирование сигнала с использованием алгоритмов расчета фаз

Увеличение числа тонов в полигармоническом сигнале с фиксированной амплитудой приводит к уменьшению амплитуды каждого отдельного тона. В цифровых системах, ограниченных полной шкалой ЦАП, это снижает отношение сигнал/шум (SNR) для каждого тона.

Для повышения отношения сигнал/шум можно управлять начальными фазовыми сдвигами тонов. Подбор фаз таким образом, чтобы пики одних тонов совпадали с провалами других, позволяет снизить пик-фактор суммарного сигнала.

Снижение пик-фактора позволяет увеличить амплитуду каждого тона без риска превышения допустимого уровня суммарного сигнала. Это приводит к увеличению мощности спектральных составляющих и, как следствие, к улучшению SNR.

Алгоритмы расчёта фазовых сдвигов для генерации полигармонического сигнала с низким уровнем пик-фактора представлены в табл. 1 [1–4].

Таблица 1

Алгоритмы расчета фаз

Алгоритм	Фазовый сдвиг
Newman	$\theta_k = \frac{\pi}{N}(k-1)^2$
Kitayoshi	$\theta_k = \frac{\pi}{N}k(k+1)$
Schroeder	$\theta_k = -\frac{\pi}{N}k(k-1)$
Narahashi	$\theta_k = \frac{\pi}{N-1}(k-1)(k-2)$

На рис. 3 представлено сравнение пик-фактора полигармонического сигнала в зависимости от количества тонов для различных подходов.

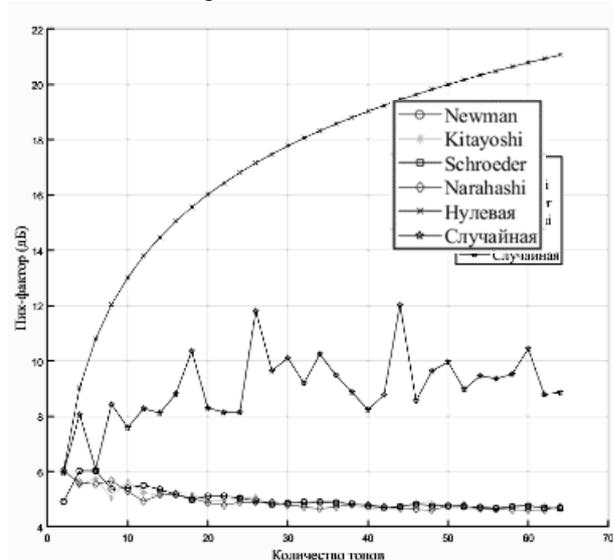


Рис. 3. Сравнение пик-факторов при использовании различных подходов к определению фаз тонов

Результаты моделирования показывают, что методы с использованием специальных алгоритмов

определения фаз тонов обеспечивают меньший пик-фактор по сравнению с методом случайной фазы, сохраняя при этом воспроизводимость генерируемого сигнала. Это позволяет достичь максимального динамического диапазона и обеспечить повторяемость измерений.

Важно отметить, что эффективность алгоритмов, перечисленных в табл. 1, варьируется в зависимости от количества тонов в сигнале. В рамках исследования были проанализированы различные варианты, и для каждого заданного числа тонов был выбран оптимальный метод. Результаты моделирования для сигналов с количеством тонов от 2 до 16 представлены в табл. 2.

Таблица 2

Выбор оптимального алгоритма расчета фаз					
N	CF	CF	CF	CF	Лучший метод
	Newman	Kitayoshi	Schroeder	Narahashi	
2	4,91	6,02	4,91	6,02	Newman
3	6,36	6,62	6,36	4,40	Narahashi
4	6,02	5,53	6,02	5,60	Kitayoshi
5	5,38	5,06	5,38	5,94	Kitayoshi
6	6,02	5,74	6,02	5,54	Narahashi
7	5,73	5,86	5,73	5,33	Narahashi
8	5,36	5,04	5,36	5,66	Kitayoshi
9	5,73	5,44	5,73	5,25	Narahashi
10	5,40	5,65	5,40	5,28	Narahashi
11	5,37	5,27	5,37	5,41	Kitayoshi
12	5,50	5,25	5,50	4,93	Narahashi
13	5,29	5,45	5,29	5,25	Narahashi
14	5,35	5,13	5,35	5,16	Kitayoshi
15	5,26	5,05	5,26	4,98	Narahashi
16	5,17	5,23	5,17	5,16	Narahashi

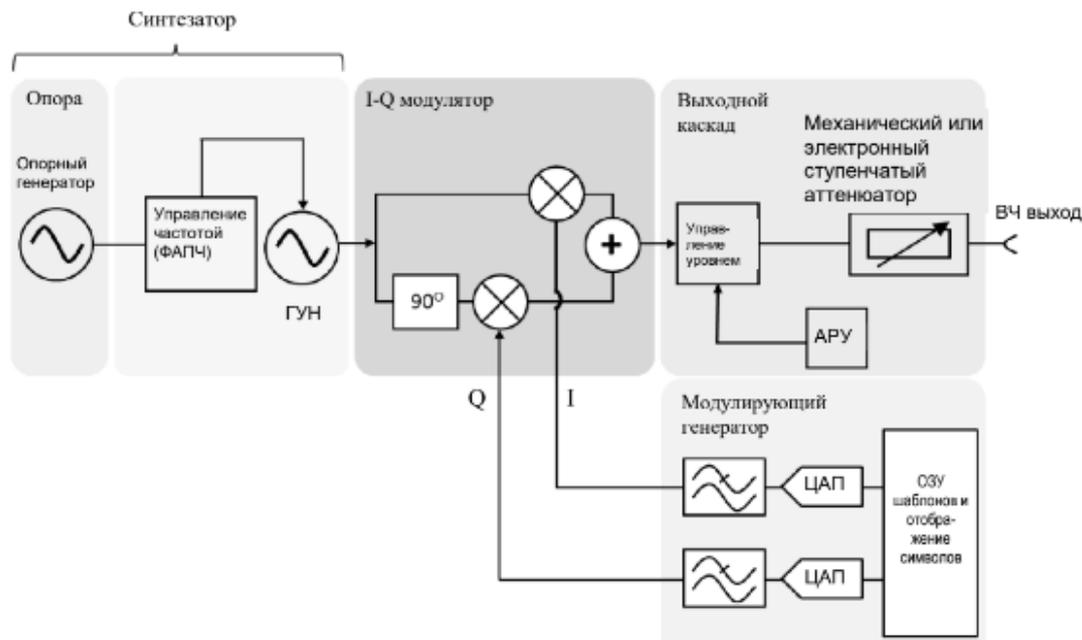


Рис. 4. Блок-схема ВГС

Использование алгоритма оптимального расчета фаз, результаты которого представлены в табл. 2, позволило получить минимальный уровень пик-

Формирование полигармонического сигнала с использованием векторного генератора сигнала

Для экспериментальных исследований формирования полигармонического сигнала с применением векторного генератора сигнала (ВГС) используем квадратурный генератор, входящий в состав ВГС Agilent Technologies E8267D.

Сигналы квадратурных составляющих формируются на двухканальном ЦАП и подаются на IQ-входы квадратурного модулятора. Далее полученный сигнал поступает на вход системы автоматической регулировки мощности (АРМ), которая позволяет плавно регулировать и поддерживать заданный уровень мощности выходного сигнала. Расширение диапазона перестройки выходного уровня мощности осуществляется за счет использования ступенчатого аттенуатора [5]. Блок-схема показана на рис. 4.

Ключевая проблема формирования полигармонического сигнала на ВГС связана с особенностями работы системы АРМ. Данная система стабилизирует средний уровень мощности выходного сигнала, при этом пиковый уровень сигнала может существенно превышать средний уровень. На рис. 5 приведен пример формирования полигармонического сигнала с нулевой начальной фазой, состоящий из 64 тонов. Такое число тонов обусловлено возможностью ВГС генерировать максимум 64 тона. Измерения сигнала производились с помощью цифрового осциллографа MXR604A Infiniium MXR. Центральная частота сигнала 1 ГГц, амплитуда каждого тона 0 дБм.

Как видно из результатов измерений, максимальная амплитуда сигнала превышает действующее значение (СКО) в 10 раз, или на 20 дБ.

фактора. На рис. 6 приведен пример формирования полигармонического сигнала с оптимальными значениями начальных фаз 16 тонов.

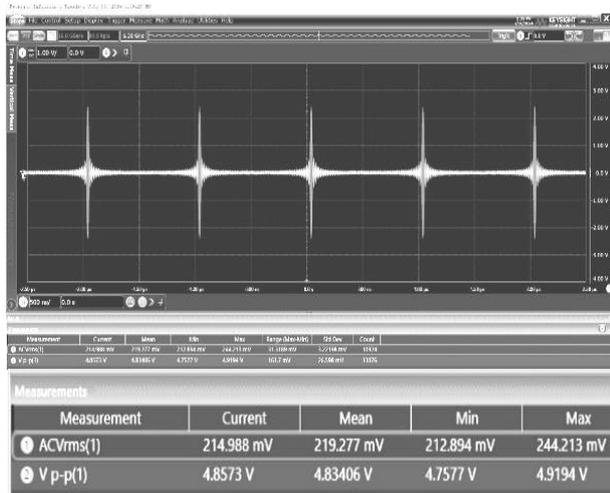


Рис. 5. Осциллограмма 64-тонального сигнала

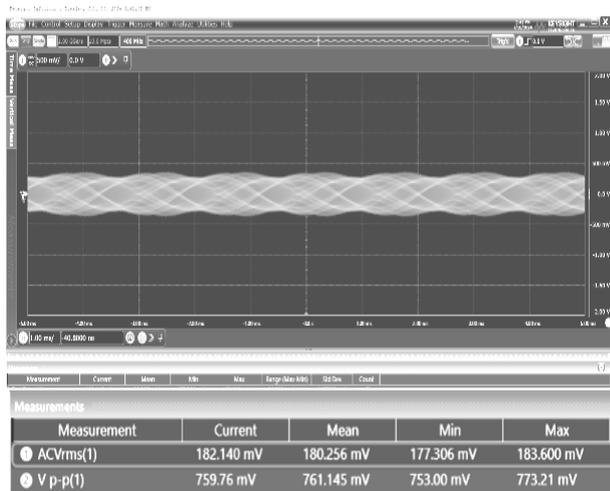


Рис. 6. Осциллограмма 16-тонального сигнала

Заключение

В статье рассмотрены теоретические и практические особенности формирования полигармонического сигнала, проведен сравнительный анализ различных методов определения начальных фаз гармонических составляющих сигнала.

Предложен оптимальный алгоритм формирования полигармонического сигнала с использованием ВГС. Данный метод позволяет обеспечить максимальный динамический диапазон для тонов полигармонического сигнала, повторяемость сигнала и обеспечение фиксированного значения пиковой мощности сигнала.

Настоящее исследование выполнено при финансовой поддержке ООО НПК «ТЕСАРТ». Авторский коллектив выражает искреннюю благодарность

компании за проявленный интерес к развитию радиотехнических измерений и содействие в проведении научных изысканий в этой области.

Работа выполнена в рамках реализации «Программы развития передовой инженерной школы «Электронное приборостроение и системы связи» им. А.В. Кобзева».

Литература

1. Newman D.J. An L1 Extremal Problem for Polynomials // Proc. Amer. Math. Soc. – 1965. – Vol. 16. – PP. 1287–1290.
2. DSP Synthesized Signal Source for Analog Testing Stimulus and New Test Method / H. Kitayoshi, S. Sumida, K. Shirakawa, S. Takeshita // IEEE International Test Conference. – 1985. – Jan.
3. Schroeder M.R. Synthesis of Low-Peak-Factor Signals and Binary Sequence with Low Autocorrelation // IEEE Trans. Information Theory. – 1970. – Vol. 16. – PP. 85–89.
4. Narahashi S. Initial Phase Setting Method to Reduce Peak-to Average Power Ratio (PAPR) of Multi-tone Signal / S. Narahashi, T. Nojima. – IEICE Transactions. – 1995. – Vol. J78-B-II, No. 11. – PP. 663–670.
5. Модуляция и формирование сигналов с помощью генераторов сигналов компании R&S: обучающие матер. [Электронный ресурс]. – <http://www.rohde-schwarz.com/appnote/1MA225> (дата обращения: 05.09.2024).

Рощин Константин Николаевич

Аспирант каф. телевизионных устройств (ТУ) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР), вед. инж.-конструктор ООО «НПК «Тесарт»
Эл. почта: konstantin.roshchin@yandex.ru

Журавлев Сергей Степанович

Студент каф. передовой инженерной школы «Электронное приборостроение и системы связи» им. А.В. Кобзева» (ПИШ) ТУСУРа
Эл. почта: sergei.s.zhuravlev@tusur.ru

Савин Александр Александрович

Д-р техн. наук, инженер каф. радиоэлектроники и систем связи (РСС) ТУСУРа
Эл. почта: saasavin@mail.ru

Андронов Евгений Владимирович

Аспирант каф. ТУ ТУСУРа, нач. отд. НИО-4 ООО «НПК «Тесарт»
Эл. почта: aev@tes-art.ru

А.А. Савинова

Кибербезопасность в устройствах интернета вещей: защита данных и проблемы устойчивости

Рассматривается кибербезопасность в устройствах IoT, включая основные уязвимости и угрозы, связанные с защитой данных и устойчивостью сетей. Описываются современные методы защиты, такие как шифрование, многоуровневая аутентификация и применение защищённых протоколов передачи данных.

Ключевые слова: IoT, стандарты безопасности IoT, кибербезопасность.

Устройства Internet of Things (IoT), или интернета вещей, становятся всё более популярными, но вместе с этим возрастают и риски, связанные с их кибербезопасностью. Кибербезопасность – это практика защиты систем, сетей и программ от цифровых атак. В контексте IoT это включает защиту данных, устройств и сетей от несанкционированного доступа, повреждения или вмешательства.

Радиотехническое оборудование играет ключевую роль в IoT, обеспечивая беспроводную передачу данных между устройствами и системами. Такие технологии, как Wi-Fi, Bluetooth, Zigbee, LoRaWAN и другие протоколы радиосвязи, используются для связи IoT-устройств. Однако использование радиотехнических средств связи создает дополнительные уязвимости, которые могут быть использованы злоумышленниками.

Типы устройств IoT варьируются от простых сенсоров и исполнительных механизмов до сложных систем умного дома, промышленных контроллеров и носимых устройств. Они могут быть разделены на следующие категории:

1. Умный дом и бытовые устройства (умные термостаты, камеры наблюдения, интеллектуальные розетки и лампы, голосовые помощники).
2. Промышленные IoT (датчики и контроллеры для мониторинга и управления производственными процессами, оборудованием и инфраструктурой).
3. Медицинские устройства (носимые датчики здоровья, устройства мониторинга пациентов).
4. Транспортные средства и логистика (системы GPS, датчики состояния транспорта, системы управления движением).
5. Сельскохозяйственные устройства (сенсоры почвы, климатические датчики, системы управления ирригацией).

Типы сетей, используемых в IoT, включают локальные беспроводные сети (LAN), такие как Wi-Fi и Bluetooth, и широкополосные сети с низким энергопотреблением (LPWAN), такие как LoRaWAN и NB-IoT. Особенности применения этих сетей связаны с требованиями к дальности связи, потреблению энергии и скорости передачи данных. Например, LoRaWAN идеально подходит для сельскохозяйственных сенсоров.

Использование радиотехнического оборудования в IoT повышает риск атак, специфичных для беспроводных сетей. Одной из самых распростра-

нённых проблем являются атаки через пароли и недостаточную аутентификацию. Многие устройства IoT поставляются с предустановленными паролями, что позволяет злоумышленникам легко получить доступ к системе. Беспроводные протоколы могут быть уязвимы к перехвату и подделке сигналов, что требует специальных мер защиты, таких как шифрование и аутентификация на уровне радиоинтерфейса.

Существуют различные модели угроз и атак, связанные с радиотехническим оборудованием в IoT:

1. Перехват и подмена сигналов. Злоумышленники могут перехватывать радиосигналы между устройствами, анализировать их и подменять данными, вводя систему в заблуждение или получая доступ к конфиденциальной информации.
2. Глушение сигналов, создавая помехи в определённом диапазоне частот, атакующий может нарушить связь между устройствами IoT, что приводит к отказу системы.
3. Атаки по сторонним каналам, анализируя электромагнитное излучение устройств, злоумышленники могут получать информацию о передаваемых данных.
4. При Replay-атаках злоумышленники записывают радиосигналы и затем воспроизводят их, чтобы вызвать определённое поведение системы или получить несанкционированный доступ.

Для противодействия этим угрозам разработаны инновационные методы защиты данных в IoT. Одним из наиболее перспективных решений является использование блокчейна. Блокчейн – это технология, которая играет ключевую роль в децентрализации и защите данных в IoT. Она позволяет строить распределённые системы хранения, где каждый узел сети содержит копию всей базы данных. Это делает невозможным взлом одной точки системы, поскольку для изменения данных злоумышленнику придется изменить их на всех узлах, что практически невозможно.

Для противодействия этим угрозам разработаны инновационные методы защиты данных в IoT. Одним из наиболее перспективных решений является использование блокчейна. Блокчейн – это технология, которая играет ключевую роль в децентрализации и защите данных в IoT. Она позволяет строить распределённые системы хранения, где каждый узел сети содержит копию всей базы данных. Это делает невозможным взлом одной точки системы, поскольку для изменения данных злоумышленнику придется изменить их на всех узлах, что практически невозможно.

В блокчейне каждое устройство или узел сети отвечает за сохранение транзакций и данных в зашифрованном виде. В отличие от традиционных централизованных систем, где уязвимость одного сервера может привести к потере или компрометации данных, блокчейн минимизирует этот риск за счет децентрализации. Блокчейн также гарантирует неизменность записей, поскольку каждая транзакция шифруется и добавляется в цепочку блоков. Любая

попытка изменить ранее записанные данные потребует пересчета всей цепочки, что исключает возможность подделки информации [1].

Важно внедрять криптографические методы на уровне радиointерфейса. Шифрование данных, передаваемых по беспроводным сетям, использование протоколов безопасности, таких как WPA3 для Wi-Fi, и применение механизмов аутентификации помогают защитить устройства от перехвата и подмены сигналов.

Согласно отчету компании Gartner, к 2025 г. ожидается, что количество подключенных устройств IoT достигнет 75 миллиардов. При этом, согласно исследованиям Kaspersky Lab, в 2022 г. количество атак на устройства IoT выросло на 87% по сравнению с предыдущим годом, а более 50% всех атак на IoT-системы были связаны с использованием ботнетов для проведения DDoS-атак. Эти данные подчеркивают рост интереса к IoT со стороны злоумышленников и высокую уязвимость данных, передаваемых через такие устройства.

Утечки данных с устройств IoT могут иметь серьезные последствия как для отдельных пользователей, так и для предприятий и государства. В числе наиболее значимых последствий можно выделить:

1. Утечку персональных данных пользователей (например, информации о местоположении, здоровье или поведении).

2. Компрометацию критических инфраструктур, так как взлом устройств, которые управляют производственными процессами или инфраструктурой, может привести к остановке производств, авариям и финансовым потерям.

3. Масштабные кибератаки на IoT-сети могут привести к существенным убыткам для компаний из-за вынужденного простоя, штрафов за нарушение стандартов безопасности и потери доверия клиентов.

4. Взлом устройств, управляющих критическими системами, такими как электросети, системы водоснабжения или транспорт, может привести к катастрофическим последствиям, включая человеческие жертвы.

Примером практического проявления таких угроз является ситуация в сельском хозяйстве. В хозяйствах IoT-устройства активно используются для управления ирригационными системами, мониторинга состояния почв, животных и машин. Радиотехническое оборудование, такое как беспроводные сенсоры и контроллеры, обеспечивает сбор и передачу данных в реальном времени. В 2019 г. был зафиксирован случай, когда агротехническая компания в США столкнулась с атакой на свои сенсоры IoT через уязвимости в беспроводной связи, что привело к искажению данных о состоянии почвы и, как следствие, к неверному использованию удобрений. Это повлекло за собой значительные финансовые потери и ухудшение качества продукции.

Для обеспечения безопасности IoT-систем правительственные и международные организации принимают меры по созданию нормативной базы и стандартов.

Национальный институт стандартов и технологий (NIST) в США разработал серию рекомендаций для производителей и пользователей IoT-устройств. В 2020 г. NIST опубликовал «NIST Special Publication 800-213», где изложены минимальные требования к безопасности IoT-устройств, включая защиту беспроводных коммуникаций, шифрование данных, аутентификацию и возможность обновления программного обеспечения.

Европейское агентство по кибербезопасности (ENISA) активно разрабатывает стандарты и рекомендации для повышения безопасности IoT в странах ЕС. В 2021 г. был опубликован документ «IoT Security Standards Gap Analysis», который описывает текущие пробелы в стандартизации и предлагает решения для улучшения безопасности IoT-устройств, включая рекомендации по безопасности радиотехнических средств связи. В ряде стран уже введены законы, регулирующие безопасность IoT. Например, в Калифорнии с 2020 г. действует закон, обязывающий производителей IoT-устройств внедрять разумные меры безопасности, такие как уникальные пароли для каждого устройства и обеспечение безопасности беспроводных соединений.

Международная организация по стандартизации (ISO) также работает над созданием стандартов безопасности для IoT. Стандарт ISO/IEC 30141 устанавливает архитектурные принципы для безопасного использования IoT и предлагает рекомендации по управлению рисками, связанными с кибербезопасностью, включая риски беспроводной связи [2].

Инновационные технологии, такие как искусственный интеллект, блокчейн, квантовое шифрование и граничные вычисления, представляют собой важные решения для защиты данных и повышения устойчивости этих систем. Каждая из этих технологий имеет свои преимущества и особенности, которые делают их эффективными в различных сценариях.

Искусственный интеллект (ИИ) и машинное обучение (МО) являются важными инструментами для обнаружения угроз в реальном времени. МО позволяет обучать модели на больших объемах исторических данных, что помогает идентифицировать нормальные и отклоняющиеся от нормы паттерны поведения устройств. Когда устройство начинает работать нестабильно или происходит подозрительное взаимодействие, система мгновенно обнаруживает аномалии, такие как попытки взлома или вторжения. МО на основе анализа сетевого трафика выявляет такие события и оповещает систему о подозрительной активности, что позволяет предпринять оперативные меры.

Благодаря способности МО к самообучению, значительно снижается количество ложных тревог, что позволяет системам безопасности сосредоточиться на настоящих угрозах. Это особенно актуально для устройств с ограниченными ресурсами, где высокие показатели ложных срабатываний могут привести к перегрузке системы. Методы МО, такие как нейронные сети и алгоритмы кластеризации,

активно используются для анализа данных с минимальными вычислительными затратами, что делает их применимыми в условиях ограниченных вычислительных мощностей устройств IoT.

ИИ может также управлять процессом обновления прошивок и программного обеспечения в автономном режиме. Системы МО способны анализировать уязвимости устройств и автоматически инициировать обновления, обеспечивая своевременное устранение слабых мест в защите. Это особенно важно для устройств IoT, которые часто работают удаленно и могут быть недоступны для ручного обновления. МО определяет необходимость обновления, основываясь на данных о текущих угрозах, что делает защиту более динамичной и адаптивной.

Смарт-контракты – это автоматизированные программы, работающие на блокчейне, которые выполняют заранее определённые условия. В IoT их можно использовать для автоматизации процессов, связанных с управлением устройствами и доступом к данным. Например, можно настроить смарт-контракты так, чтобы они автоматически предоставляли доступ только авторизованным пользователям или проверяли целостность данных перед их передачей.

Квантовое шифрование – еще одна из самых перспективных технологий для будущего. Она основана на принципах квантовой механики, таких как суперпозиция и запутанность, что делает передачу данных абсолютно защищенной от перехвата. В рамках IoT квантовое шифрование может решить проблему уязвимостей, связанных с традиционными криптографическими методами [3].

Основной метод квантового шифрования – квантовое распределение ключей (QKD), которое позволяет двум сторонам безопасно обмениваться шифровальными ключами. Если злоумышленник попытается перехватить ключи, квантовое состояние частиц изменится, и это немедленно обнаружится. Это делает квантовое шифрование будущим трендом в защите данных для IoT-сетей, особенно в сценариях, где требуется защита на высочайшем уровне, таких как финансовые системы, военная и государственная инфраструктура.

Граничные вычисления (Edge Computing) предполагают перенос обработки данных с централизованных облачных серверов на уровень устройств или локальных узлов сети. Это позволяет повысить производительность IoT-систем и улучшить их устойчивость к атакам.

Обработка данных непосредственно на устройствах или локальных серверах сокращает задержку

при передаче данных в облако и обратно. Это особенно важно для приложений реального времени, таких как умные транспортные системы, медицинские устройства или промышленные контроллеры, где каждая секунда имеет значение.

В случае атаки на облачный сервер или его сбоя устройства, использующие Edge Computing, продолжают функционировать автономно, поскольку основные вычисления происходят на уровне устройства. Это повышает общую устойчивость системы и снижает риск отказов из-за кибератак на централизованные облачные сервисы [4]. Обработка данных на периферии снижает объем передаваемых данных по сети, что уменьшает нагрузку на облачные ресурсы и сокращает риски, связанные с передачей больших объемов данных по небезопасным каналам.

Все перечисленные технологии имеют свои преимущества, но наиболее эффективными и перспективными для защиты IoT-систем на текущем этапе можно считать граничные вычисления. Это связано с тем, что они предлагают не только защиту данных за счет локальной обработки и шифрования, но и значительно повышают производительность, снижая задержки и зависимость от облачных сервисов. Однако с развитием квантовых вычислений квантовое шифрование может стать основным стандартом защиты в будущем.

Литература

1. Roman R. Securing the Internet of Things / R. Roman, P. Najera, J. Lopez // Computer. – 2011. – PP. 51–58.
2. Sicari S. Security, privacy and trust in Internet of Things: The road ahead / S. Sicari, A. Rizzardi, L.A. Grieco, A. Coen-Porisini // Computer Networks. – 2015. – PP. 146–164.
3. Zhang Z. Distributed Privacy-Preserving Collaborative Intrusion Detection Systems for Wireless Edge Networks / Z. Zhang, J. He, Y. Zhang // IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems. – 2014. – PP. 508–517.
4. Mahmoud R. Internet of Things (IoT) Security: Current Status, Challenges and Prospective Measures / R. Mahmoud, T. Yousuf, F. Aloul, I. Zuolkernan // 2015 10th International Conference for Internet Technology and Secured Transactions (ICITST). – 2015. – PP. 336–341.

Савинова Александра Александровна

Студентка каф. конструирования и технологии производства электронных средств (КиТПЭС) Казанского национального исследовательского технического ун-та им. А.Н. Туполева (КНИТУ-КАИ)
Эл. почта: Alexandra.Sawinoba.432@yandex.ru

УДК 621.372.54

А.А. Савинова

Повышение эффективности производства и разработки устройств с использованием модульной системы сборки: преимущества перед традиционным подходом с отдельными компонентами

Рассматриваются преимущества использования модульной системы сборки устройств по сравнению с традиционным подходом, включающим использование отдельных компонентов, таких как микросхемы, резисторы и другие элементы на плате. Проанализированы аспекты повышения производительности, сокращения времени разработки, упрощения процесса монтажа и улучшения надежности конечных устройств за счет стандартизации и интеграции модулей.

Ключевые слова: модульная система сборки, интеграция компонентов, разработка устройств, надежность, монтаж.

В современной радиотехнической и телекоммуникационной индустрии наблюдается стремительный рост сложности устройств и повышение требований к их функциональности, надежности и срокам вывода на рынок. Традиционный подход к разработке электронных устройств, основанный на использовании отдельных компонентов, таких как интегральные схемы, резисторы и другие элементы, сталкивается с рядом ограничений. Эти ограничения включают длительные сроки разработки, высокие производственные затраты, сложности в обеспечении надежности и качества продукции, а также ограниченную гибкость и масштабируемость [1].

Модульная система сборки представляет собой инновационный методологический подход, предусматривающий использование стандартизированных функциональных блоков – модулей, которые могут быть легко интегрированы в различные устройства с минимальными изменениями. Этот подход основан на принципах модульности, стандартизации, инкапсуляции функциональности и повторного использования компонентов. Модули имеют четко определенные интерфейсы, что обеспечивает совместимость между ними и облегчает процесс интеграции в систему.

Применение модульной системы сборки приносит значительные преимущества. Во-первых, сокращается время разработки новых устройств. Использование готовых модулей позволяет разработчикам сосредоточиться на интеграции и оптимизации системы в целом, а не на разработке отдельных компонентов с нуля [2]. Параллельная разработка модулей и возможность повторного использования существующих блоков ускоряют процесс вывода продукта на рынок, что особенно важно в условиях высокой конкуренции и быстро меняющихся рыночных требований.

Во-вторых, повышается надежность конечных изделий. Модули, прошедшие предварительное тестирование и отладку, снижают риск возникновения ошибок и дефектов в системе. Снижение количества паяных соединений и использование стандартизированных интерфейсов уменьшают вероятность отказов из-за проблем монтажа или несовместимости

компонентов. Кроме того, инкапсуляция функциональности внутри модулей позволяет скрыть внутреннюю сложность и облегчает диагностику и устранение неисправностей [3].

В-третьих, снижаются производственные затраты. Массовое производство стандартных модулей позволяет снизить их себестоимость благодаря эффекту масштаба. Уменьшение номенклатуры используемых компонентов сокращает затраты на закупку, хранение и управление запасами. Процесс сборки упрощается, так как уменьшается количество операций по монтажу и пайке, что способствует внедрению автоматизированных систем и снижает требования к квалификации персонала.

В-четвертых, улучшается гибкость и масштабируемость устройств. Модульная архитектура облегчает адаптацию устройств под конкретные требования клиентов или рынка. Добавление новых функций или модернизация системы могут быть осуществлены путем замены или добавления соответствующих модулей без необходимости значительных изменений в общей архитектуре устройства.

Теоретическое обоснование эффективности модульного подхода основывается на ключевых показателях эффективности разработки и производства электронных устройств [4].

Надежность системы (1) может быть оценена с использованием теории надежности, где общая надежность системы определяется произведением надежностей отдельных модулей.

$$R_{\text{сист}} = \prod_{i=1}^n R_i, \quad (1)$$

где $R_{\text{сист}}$ – надежность системы; R_i – надежность i -го модуля.

При использовании модулей с высокой надежностью общая надежность системы повышается, что ведет к снижению рисков отказов и повышению удовлетворенности потребителей.

Снижение совокупных затрат (2) достигается благодаря сокращению затрат на разработку ($C_{\text{разраб}}$), производство ($C_{\text{произв}}$) и эксплуатацию ($C_{\text{эсп}}$):

$$C_{\text{общ}} = C_{\text{разраб}} + C_{\text{произв}} + C_{\text{эсп}}. \quad (2)$$

Практические примеры применения модульного подхода в радиотехнике и телекоммуникациях подтверждают его эффективность. Например, в производстве базовых станций сотовой связи использование модульных усилителей мощности позволяет легко масштабировать систему под требуемую нагрузку и быстро адаптироваться к новым стандартам связи. В разработке маршрутизаторов и коммутаторов внедрение модульной архитектуры ускорило процесс разработки новых моделей и упростило модернизацию существующих устройств [5].

Исследования показывают, что компании, перешедшие на модульную систему сборки, сократили время разработки на 30–50%, а производственные затраты – на 20–30%. Повышение надежности и качества продукции привело к снижению затрат на гарантийное обслуживание и повышению удовлетворенности клиентов.

Для успешного внедрения модульной системы сборки в промышленное производство необходимо учитывать ряд факторов. Важно провести стандартизацию модулей и интерфейсов на уровне компании или отрасли, чтобы обеспечить совместимость компонентов от разных производителей. Инвестиции в обучение персонала и адаптацию производственных процессов также являются критическими для перехода на новый подход. Сотрудничество с поставщиками и развитие партнерских отношений помогут обеспечить стабильные поставки и качество модулей.

Необходимо отметить, что модульный подход имеет и некоторые ограничения. Без надлежащей стандартизации возможны проблемы совместимости между модулями разных производителей. Вопросы интеллектуальной собственности и патентования могут создавать дополнительные сложности. Кроме того, универсальность модулей может приводить к компромиссам в оптимизации производительности под конкретные задачи.

Однако преимущества модульной системы сборки значительно перевешивают возможные недостатки. В условиях быстро меняющегося рынка и высоких требований к эффективности производства модульный подход становится все более актуальным

и перспективным направлением развития в индустрии высоких технологий [6].

Заключение

Модульная система сборки представляет собой эффективный инструмент для повышения производительности и сокращения затрат в разработке и производстве электронных устройств в области радиотехники и телекоммуникаций. Применение данного подхода позволяет сократить время разработки, повысить надежность и гибкость устройств, а также снизить производственные затраты. Несмотря на возможные ограничения, преимущества модульной системы сборки делают ее привлекательным решением для современных компаний, стремящихся укрепить свои позиции на рынке и удовлетворить растущие потребности потребителей.

Литература

1. Лебедев С.П. Электромонтаж и автоматизация производства электронных устройств. – М.: Академия, 2019. – 392 с.
2. Brown R. Modular Systems and Their Impact on Electronics Development / R. Brown, J. Smith. – Springer, 2019. – 360 p.
3. Кузнецов Д.Н. Промышленные стандарты и модульные системы в радиотехнике. – М.: Техносфера, 2021. – 276 с.
3. Zhang Y. Reliability Improvement in Modular Electronic Systems / Y. Zhang, X. Li // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2020. – Vol. 67, No. 4. – PP. 2032–2045.
5. Johnson T. Advances in Modular Architecture for Electronics // Electronics Journal. – 2021. – Vol. 56, Is. 7. – PP. 14–22.
6. Макаров А.С. Традиционные и модульные подходы к проектированию радиоэлектронных систем // Электронные технологии. – 2022. – № 5. – С. 44–52.
7. Miller D. Efficiency of Modular vs. Traditional Electronic Assembly / D. Miller, P. Anderson // International Journal of Manufacturing. – 2021. – Vol. 45, No. 2. – PP. 128–137.

Савинова Александра Александровна

Студентка каф. конструирования и технологии производства электронных средств (КиТПЭС)
Казанского национального исследовательского
технического ун-та им. А.Н. Туполева (КНИТУ-КАИ)
Эл. почта: Alexandra.Sawinoba.432@yandex.ru

УДК 621.391

А.А. Савинова

Оценка эффективности радиопrotocolов в IoT и готовность к внедрению в России

Рассматривается использование низкоэнергетических радиопrotocolов в IoT. Оценена эффективность по критериям потребления энергии, дальности, стабильности и надежности в российской инфраструктуре. Сравнен опыт применения технологий в Европе и России с акцентом на перенос успешных практик.

Ключевые слова: IoT, радиопrotocolы, LoRaWAN, NB-IoT.

Internet of Things (IoT) представляет собой сеть устройств, которые взаимодействуют друг с другом и обмениваются данными через интернет без участия человека. С развитием технологий IoT появляется необходимость в эффективных протоколах передачи данных, особенно в условиях ограниченного энергопотребления. Системы IoT широко применяются в различных областях, таких как сельское хозяйство, промышленность, умные города и дома, где устройства зачастую работают на автономных источниках питания. В этой связи актуальной становится задача оценки эффективности различных протоколов IoT с точки зрения их способности обеспечить оптимальную работу систем при минимальных затратах энергии.

Целью данной статьи является представление выражения для оценки эффективности протоколов IoT в различных задачах. Разработанное выражение позволит объективно сравнивать протоколы с учетом ключевых характеристик, таких как потребление энергии, дальность передачи, стабильность и надежность, с использованием весовых коэффициентов.

Низкоэнергетические радиопrotocolы – это наборы стандартов для передачи данных между устройствами с самым минимальным расходом энергии. Они были разработаны специально для IoT-систем, где требуется постоянная связь при низком потреблении. Эти протоколы отличаются тем, что позволяют устройствам передавать данные на большие расстояния, при этом экономя энергию, что особенно важно для автономных устройств.

Самыми яркими примерами протоколов являются:

1. LoRaWAN (Long Range Wide Area Network) – протокол, известный своей высокой дальностью передачи данных, который может достигать десятков километров, при этом энергопотребление остается минимальным. Используется для мест, где требуется передача небольших объемов данных на большие расстояния [1].

2. NB-IoT (Narrowband IoT) – стандартизированный протокол, работающий на базе сетей сотовой связи. Имеет хорошую гибкость, обеспечивает хорошую дальность и устойчивость сигнала, при этом энергоэффективен и подходит для работы в местах с труднодоступной инфраструктурой.

3. ZigBee – протокол для коротких дистанций, используемый в умных домах и системах автоматизации. Несмотря на меньшую дальность передачи,

данный протокол отличается низким потреблением энергии и поддержкой большого числа устройств в сети.

4. Bluetooth Low Energy (BLE) – является модифицированной версией традиционного Bluetooth, разработанной с еще меньшим энергопотреблением. Широко используется для передачи данных на короткие расстояния в носимых устройствах и датчиках.

Низкоэнергетические радиопrotocolы спроектированы таким образом, чтобы минимизировать активное время устройства, отправляющего данные, за счет чего и возможно продлить срок службы батареи. Например, устройства, работающие по протоколу LoRaWAN, большую часть времени находятся в спящем режиме и активируются только для передачи данных, что значительно снижает энергопотребление. Подобный подход применяется и в других протоколах, таких как NB-IoT, который использует специальные механизмы для минимизации времени активности [2].

Протокол BLE, в свою очередь, позволяет устройствам оставаться в спящем режиме большую часть времени и быстро выходить из него для передачи данных, что делает его идеальным для устройств с ограниченным источником питания, таких как фитнес-трекеры или датчики в умных домах.

Одним из важных аспектов низкоэнергетических радиопrotocolов является их способность передавать данные на значительные расстояния. Протокол LoRaWAN может передавать сигналы на расстояния до 10–15 км в сельских местностях и около 2–5 км в городских условиях, что делает его идеальным для сельского хозяйства и умных городов, где необходимо собирать данные с удаленных устройств. Технологии не стоят на месте, и дальность сигнала при практическом применении в определенных местностях может достигать 25 км.

NB-IoT также поддерживает передачу на дальние расстояния и отличается хорошим проникновением сигнала в здания, с чем у протокола LoRaWAN бывают проблемы. Это делает его подходящим для работы в плотных городских районах или подземных объектах [3].

ZigBee и BLE имеют меньшую дальность, в пределах 100 м, но их преимущество заключается в энергоэффективности и возможности создания сетей с большим числом подключенных устройств. Это делает их привлекательными для умных домов и

офисов, где необходимо подключение множества устройств на небольшой площади.

В России же LoRaWAN пока не получил широкого распространения на государственном уровне. Основное внедрение приходится на частные компании и пилотные проекты, например, в сельском хозяйстве и управлении коммунальными услугами. Некоторые российские компании уже начали внедрять LoRaWAN для умных городов. Например, «Ростелеком» тестировал LoRaWAN для управления городской инфраструктурой.

NB-IoT успешно внедрен в проект «Умный город» в Москве, где протокол используется для управления транспортной инфраструктурой и мониторинга городских объектов.

ZigBee пока еще ограниченно используется в умных домах и офисах, и его внедрение в промышленности пока находится на начальных этапах. Есть локальные проекты по использованию ZigBee для управления умными домами, например система умного освещения в жилых комплексах, но массовое внедрение протокола пока, к сожалению, не происходит.

BLE же используется, в первую очередь, в носимых устройствах, таких как фитнес-трекеры и умные часы. В умных домах и офисах BLE пока внедряется реже. Протокол также используется в розничной торговле и логистике, например для отслеживания активов и оптимизации складских процессов [4].

В результате анализа характеристик протоколов получено следующее выражение для общей оценки их эффективности:

$$E = \frac{P_3 \times W_3 + D \times W_d + S \times W_c + N \times W_n}{\sum W}, \quad (1)$$

где E – общая оценка эффективности; P_3 – оценка потребления энергии; N – оценка надежности; D – оценка дальности передачи; S – оценка стабильности; W_3, W_d, W_c, W_n – весовые коэффициенты для учёта важности отдельных характеристик.

Оценки для параметров стабильности и надёжности присваиваются в зависимости от уровня их выраженности:

- низкая: от 0 до 0,4;
- средняя: от 0,4 до 0,7;
- высокая: от 0,7 до 1.

Отметим, сумма всех весовых коэффициентов равна единице, или, другими словами, 100%.

Согласно выражению (1), вес каждого критерия умножается на оценку характеристики протокола. Это позволяет акцентировать внимание на более важных показателях протокола в условиях решаемой задачи. Чтобы получить итоговую оценку эффективности E , значения характеристик с учётом весов складываются и нормируются на сумму весовых коэффициентов.

Приведём пример распределения весов в формуле (1).

Предположим, разрабатывается система IoT для сельского хозяйства, где важны дальность передачи и энергоэффективность, а стабильность и надёжность менее критичны. В этих условиях весовые коэффициенты могут быть заданы следующим образом: $W_3 = 0,4$; $W_d = 0,4$; $W_c = 0,1$; $W_n = 0,1$.

То есть в данном случае, если говорить о сельском хозяйстве, где технология IoT может быть использована для применения на ошейниках коров, важна дальность действия ошейника важнее, чем стабильность, так как выгул животного осуществляется на большие расстояния. Аналогично это касается экономного расхода энергии аккумулятора из-за невозможности перезарядки аккумулятора в произвольное время.

Применение весовых коэффициентов позволяет применить формулу для оценки эффективности протоколов под конкретные условия задачи. Это обеспечивает возможность сравнения эффективности в разных задачах, а также помогает выбрать наилучший в данных условиях задачи протокол для системы IoT.

Отметим, что использование радиопротоколов IoT на территории России активно растёт, но внедрению препятствуют сложившийся уклад. Для преодоления этих препятствий можно было бы перенять опыт взаимодействия частных компаний и государственного аппарата Европы. Для успешного внедрения низкоэнергетических радиопротоколов в России необходимо активизировать государственно-частное партнёрство, как это делается в Европе, например, для поддержки развития сетей LoRaWAN.

Важно также перенять опыт более широкого применения NB-IoT, особенно для умных счётчиков и коммунальных услуг, что поможет оптимизировать управление городскими ресурсами и снизить затраты на обслуживание инфраструктуры. В дальнейшем стоит продолжить развитие сетей 5G и интеграцию NB-IoT в сотовые сети, чтобы обеспечить охват всех регионов страны, включая сельские и удалённые населённые пункты [5].

Опыт Европы в развитии экосистем умных домов с использованием ZigBee, особенно в контексте новых жилых комплексов и офисных зданий, является привлекательным для российской инфраструктуры. Системы автоматизации на базе ZigBee способны существенно повысить энергоэффективность и удобство эксплуатации. Развитие индустриальных решений на основе ZigBee для автоматизации производственных процессов также позволит снизить затраты на мониторинг и управление.

Также полезно перенять применение протокола BLE в ритейле для взаимодействия с клиентами через мобильные приложения, что поможет создать персонализированные предложения и программы лояльности, повышая уровень клиентского обслуживания.

Использование опыта европейских стран позволит России эффективнее развивать IoT-инфраструктуру и внедрять энергоэффективные решения в

разных отраслях. В таблице освещены основные характеристики для выбора необходимого протокола и его оценки, что подытоживает сделанную мной

работу. Общая оценка эффективности рассмотрена для использования в сельском хозяйстве по ранее приведенным весовым коэффициентам.

Оценка эффективности протоколов

Протокол	Потребление энергии	Дальность передачи	Стабильность	Скорость передачи данных	Надежность	Готовность к внедрению в России	<i>E</i>
LoRaWAN	10–30 мкАч в спящем режиме, 40–50 мкАч при передаче данных	До 25 км	Средняя	0,3–50 Кбит/с	Средняя	Пилотные проекты	0,88
NB-IoT	10–20 мкАч в спящем режиме, 50–70 мкАч при передаче данных	До 10 км	Высокая	до 250 Кбит/с	Высокая	Внедрен в Москву	0,75
ZigBee	1–3 мкАч в спящем режиме, 20–30 мкАч при передаче данных	До 100 м	Средняя	до 250 Кбит/с	Низкая	Ограничено использован	0,6
BLE	1–5 мкАч в спящем режиме, 10–20 мкАч при передаче данных	До 100 м	Средняя	до 1 Мбит/с	Средняя	Используется в носимых устройствах	0,64

Литература

1. Аарон Ван. Сравнение LoRa и других беспроводных технологий [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.mokolora.com/ru/lora-and-wireless-technologies>, свободный (дата обращения: 01.09.2024).
2. Nóbrega L. et al. An IoT-based solution for intelligent farming. – Sensors, 2019. – 603 p.
3. Zolotarev A. Low-Power Networks in the IoT Era: European Experience and Russian Realities / A. Zolotarev, V. Ivanov, P. Petrov. – St. Petersburg: TechnoPress, 2019. – 320 p.
4. Berezin A. IoT Infrastructure: Challenges and Prospects for Russia / A. Berezin, A. Tulin, E. Nikitin. – Moscow: Science Publishing, 2020. – 250 p.

5. Sidorov I.V., Petrov A.N. Wireless Communication Technologies in Industry 4.0 / I.V. Sidorov, A.N. Petrov. – London: Wiley, 2021. – 378 p.

Савинова Александра Александровна

Студентка каф. конструирования и технологии производства электронных средств (КиТПЭС) Казанского национального исследовательского технического ун-та им. А.Н. Туполева (КНИТУ-КАИ)
Эл. почта: Alexandra.Sawinoba.432@yandex.ru

И.В. Зелинский, Е.И. Тренкаль, Ш.Д. Ахмедов

Система мониторинга позиционирования пациента и передачи данных ЭКГ с использованием технологии LoRa

Исследуется возможность использования технологии LoRa для определения локального позиционирования пациента, а также передачи данных ЭКГ-сигнала на большие расстояния. Рассматриваются основные преимущества LoRa, такие как низкое энергопотребление и большая дальность связи, которые делают её подходящим выбором для медицинских приложений, требующих дистанционного мониторинга состояния пациентов.

Ключевые слова: позиционирование, передача данных, технология LoRa, сигнал ЭКГ, расстояние.

Жизнеугрожающие аритмии сердца составляют большую проблему в кардиологической практике и в сердечно-сосудистой хирургии в частности [1]. Они нередко сопровождают пациентов после открытых операций на сердце, в раннем послеоперационном периоде, вызывая дополнительные риски высокой летальности. Для снижения этих рисков медицинский персонал должен, во-первых, быстро и оперативно поставить необходимый диагноз, а во-вторых, максимально быстро оказать обходимую медицинскую помощь пациенту.

Скорость оказания медицинской помощи зависит от ряда составляющих: времени выявления события остановки сердца или нарушения его ритма; своевременного оповещения медицинского персонала; скорости реагирования персонала и его прибытия к пациенту.

Пациент, находясь на лечении в условиях стационара, не обязательно может находиться в пределах своей палаты. Он может свободно передвигаться по помещениям больницы. В связи с этим высокую актуальность имеет разработка системы, способной выполнять не только передачу информации о его сердечной деятельности, но и определять его местоположение в здании самой больницы с высокой точностью [1].

Для решения задач по отслеживанию местоположения объектов представлено достаточное количество методов и систем. Как правило, они работают в режиме реального времени и объединены термином «системы позиционирования» или RTLS (Real Time Locating Systems, RTLS) [2]. Эти системы могут быть глобальными, охватывающими большие территории, или локальными, предназначенными для работы в ограниченной области. Глобальные системы позиционирования, такие как GPS и ГЛОНАСС, нашли широкое применение в различных отраслях и сферах жизни, продемонстрировав свою способность относительно точно определять местонахождение объектов на открытой местности и в городской среде.

Однако когда возникает вопрос о нахождении местоположения в помещениях (так называемое indoor-позиционирование), глобальные системы позиционирования оказываются неэффективными из-за препятствий в виде стен и других конструкций, затрудняющих или делающих невозможным получе-

ние сигнала, а также недостаточной точности определения локализации объектов [2].

Для решения задачи определения положения объекта внутри помещений используют локальные системы абсолютного и относительного позиционирования, основанные на различных принципах [2]:

1. Технология относительного позиционирования [2], основанная на использовании инерциальных датчиков: акселерометров и гироскопов. Основным недостатком таких систем является высокая скорость накопления ошибки, что недопустимо при долгосрочном мониторинге.

2. Системы ближнепольной радиочастотной идентификации (RFID) [3]. Из-за низкой дальности действия (3–5 м) на их основе может быть организована, например, секторная локализация.

3. Инфракрасные и ультразвуковые технологии локального позиционирования.

4. Радиочастотные технологии позиционирования [3] на основе стандартных (Wi-Fi, Bluetooth) или специализированных (UWB, CSS и др.) технологий передачи с вычислением координат методами трилатерации, триангуляции и др. Технологии позиционирования на данном принципе получили наибольшее распространение ввиду высокой точности, однако внедрение таких систем в зданиях имеет высокую стоимость и сложность.

В настоящее время крайне широкое распространение получила технология LoRa (Long Range), обеспечивающая беспроводную передачу данных на значительные расстояния при низком энергопотреблении. Благодаря низкому энергопотреблению устройства LoRa могут работать на батареях в течение нескольких лет, что делает эту технологию идеальной для IoT-систем, где требуется долгосрочное непрерывное наблюдение или контроль на удалённых участках.

Ввиду своей высокой распространенности, низкой стоимости, малого энергопотребления и высокого радиуса действия технология LoRa может быть рассмотрена как основа для интеграции в устройство мониторинга сердечной активности пациента и реализации системы позиционирования. Целью работы является обзор существующих систем и работ по использованию технологии LoRa для реализации RTLS и возможность её применения в совокупности с системой сбора данных сердечной активности.

Особенности разрабатываемого комплекса мониторинга электрокардиограммы (ЭКГ)

Основой сбора данных разрабатываемого комплекса мониторинга сердечной активности является устройство регистрации ЭКГ с эпикардиальными электродами. После проведения операции пациенту к сердцу подшиваются два временных электрода, выводимые из грудной клетки через кожный покров. Прибор регистрации ЭКГ представляет собой автономное устройство, подключаемое к обозначенным выше электродам. В течение десяти дней прибор должен передавать данные о сердечной активности по беспроводному каналу на центральный пульт, а также содержать в себе технические решения определения местоположения пациента для обеспечения быстрого реагирования персонала в угрожающих жизни пациента случаях.

Возможны два варианта передачи данных о сердечной активности пациента: передача исходной ЭКГ; передача частоты сердечных сокращений (ЧСС).

Так как устройство является автономным, и в первом, и во втором случае необходима минимизация потребляемой энергии. Преимуществом второго варианта является малый объем передаваемых данных, что позитивно сказывается на энергозатратах беспроводного канала обмена. Однако в таком случае должны быть реализованы внутренняя преобработка ЭКГ и алгоритмы вычисления ЧСС, что повышает нагрузку и энергозатраты центрального процессора.

В случае передачи исходных данных ЭКГ требуется постоянная работа беспроводного канала: расчетный объем передаваемых данных исходя из

возможной максимальной частоты сердечных сокращений (200–240 ударов в минуту) и минимальной длительности зубцов кардиограммы (60–100 мс) составляет не менее 60 байт в секунду. Однако высокие перспективы создания или интеграции в существующие системы стационарного наблюдения за пациентами делают этот вариант наиболее предпочтительным для реализации. В таком случае возможно задействование наибольших вычислительных мощностей для обработки ЭКГ пациентов, облачное хранилище данных, а также применение нейросетей для анализа и выявления не только угрожающих пациенту изменений, но и о менее значимых нарушениях.

Реализация технологии связи и позиционирования

Для снижения сложности и повышения эффективности системы рационально объединить функционал передачи данных и позиционирования. В таком случае необходимо использовать технологии беспроводной передачи, на основе которых может быть реализована система позиционирования. При этом должна быть учтена сложность разворачиваемой инфраструктуры для реализации комплекса.

При выборе системы позиционирования важнейшими факторами являются высокая точность определения местоположения и низкое энергопотребление. Не все существующие системы могут объединить эти характеристики. В таблице представлена сравнительная характеристика возможных для реализации системы позиционирования и передачи технологий.

Сравнительные характеристик радиолокационных технологий с функцией позиционирования

	LoRa	UWB	Wi-Fi	BLE	ZigBee
Скорость передачи данных [2]	До 50 Кбит/С	До 27 Мбит/С	До 1 Гбит/С	До 1 Мбит/С	До 250 Кбит/С
Энергопотребление	Очень низкое	Среднее	Высокое	Очень низкое	Низкое
Зона покрытия	30 – 100 м	30 – 50 м	30 – 50 м	10 – 30 м	10 – 20 м
Время работы (объем данных 60 байт/с)	3–12 мес.	Несколько дней	От одного дня до нескольких дней	От нескольких дней до нескольких месяцев	3–12 мес
Масштабируемость	До нескольких тысяч устройств на одну базовую станцию	Сотни устройств в пределах одной сети	До нескольких сотен устройств на один роутер	До нескольких сотен устройств на один узел	До 65 000 устройств на одну сеть
Точность	Десятки метров	До 10–30 см	От 5 до 15 м	Около 1–5 м	Порядка 1–3 м

Из представленных вариантов по параметру энергопотребления следует выделить технологии LoRa, BLE и ZigBee, у которых заявленное время работы может достигать одного года для рассмотренных выше объемов передачи автономного устройства.

Вторым важным параметром является зона покрытия. По этому параметру наибольшим потенциалом обладает технология LoRa, обеспечивающая дальность передачи данных до нескольких километров в открытом пространстве и до нескольких сотен метров – в закрытом. Наибольшая зона покрытия

позволяет обеспечить минимизацию или исключить необходимость ретрансляции данных.

По параметру точности позиционирования LoRa значительно уступает аналогам. Реализация позиционирования на основе технологии LoRa рассматривалось в работах [2, 3]. Например, предложенный в работе [2] принцип LoRa-геолокации включает следующие шаги: 1) базовые станции фиксируют временные метки, уровень принимаемого сигнала (RSSI) и отношение сигнал/шум (SNR) во время получения восходящих сообщений от конечных устройств; 2) сигналы от устройств принима-

ются как минимум на трёх базовых станциях; 3) с помощью радиодистанционного метода (РДМ) вычисляются координаты расположения объекта. При этом отмечается, что микросхемы шлюзов LoRa от компании Semtech оборудованы часами, которые фиксируют время поступления сигнала с точностью до наносекунд, что потенциально позволяет достичь точности локализации несколько метров. Однако для

этого требуется непрерывный доступ устройств к глобальной системе GPS, что затруднительно в помещениях.

В рамках данной задачи достаточно реализовать секторную (комнатную) локализацию, что может значительно снизить сложность и структуру сети. Структура предлагаемой сети LoRa представлена на рис. 1.

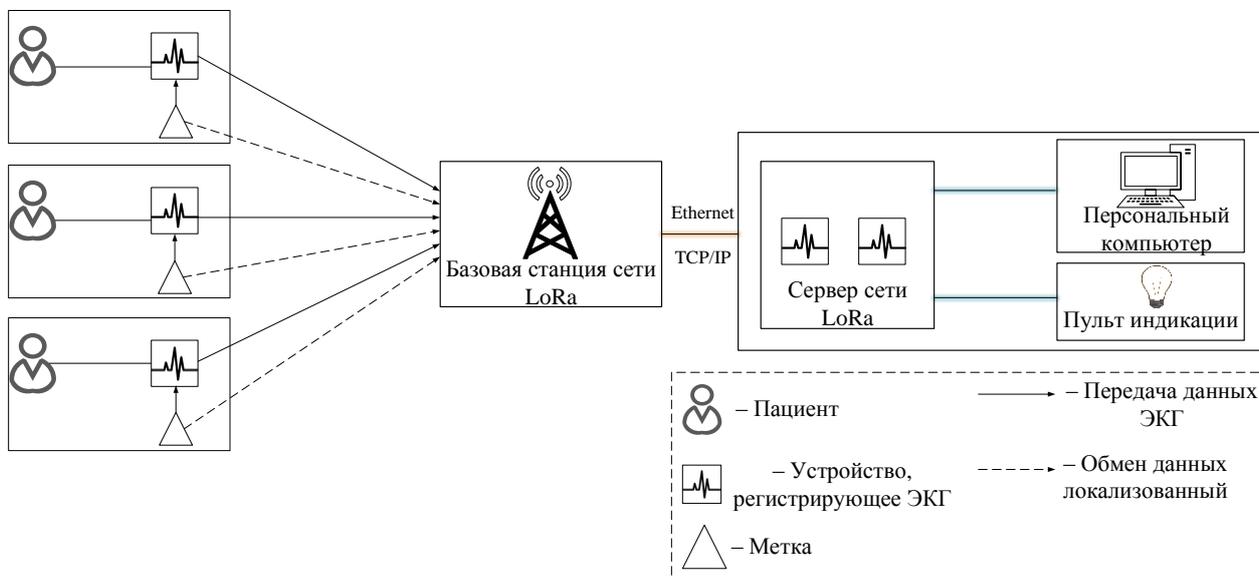


Рис. 1. Структура сети LoRa

В предложенном комплексе данные об ЭКГ пациентов передаются напрямую базовой станции. В случае нехватки покрытия могут быть использованы ретрансляторы. Метки по уровню сигнала регистрируют нахождение пациента в рамках помещения и передают данные присутствия также напрямую на базовую станцию. При этом метки также являются автономными, что упрощает их установку и стоимость системы в целом.

Вариант использования меток как промежуточных звеньев для передачи данных потенциально может уменьшить нагрузку на базовую станцию, однако в таком случае при росте количества пациентов на помещение значительно возрастают энергозатраты и снижается продолжительность работы.

Таким образом, система LoRa может быть рассмотрена как основа для реализации комплекса сбора и передачи данных с функцией секторного позиционирования. Предложенный вариант построения сети в дальнейшем будет реализован и апробирован на базе НИИ кардиологии Томского НИМЦ.

Литература

1. Проект: разработка системы мониторинга нарушений ритма сердца у больных раннего послеоперационного периода в сердечно-сосудистой хирургии [Электронный ресурс]. – URL: <https://engineers.tusur.ru/projects/728e1462-6e56-43df-8994-da4654b00886> (дата обращения: 20.09.2024).

2. Каримова К.Р. Исследование возможности применения технологии LoRa при проектировании систем позиционирования / К.Р. Каримова, Ю.М. Киреева, И.Р. Юма-

дилова, Г.И. Маснабиева // Информационные технологии интеллектуальной поддержки принятия решений (ITIDS'2019): Труды VII Всерос. науч. конф. (с приглашением зарубежных ученых): в 3 т., Уфа, 28–30 мая 2019 г. – Т. 2. – Уфа: Уфимский гос. авиационный техн. ун-т, 2019. – С. 75–82.

3. Мухранов А.С. Перспективные технологии локализации для позиционирования подземных шахт / А.С. Мухранов, Н.М. Демидов, Р.А. Керимов // Актуальные проблемы общества, экономики и права в контексте глобальных вызовов: сб. матер. XV Междунар. науч.-практ. конф., Москва, 18 ноября 2022 г. – СПб.: Печатный цех, 2022. – С. 84–94.

Зелинский Игорь Владиславович

Студент передовой инженерной школы «Электронное приборостроение и системы связи» им. А.В. Кобзева (ПИШ) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: igor.zelinskii@tusur.ru

Тренкаль Евгений Игоревич

Канд. техн. наук, доцент каф. конструирования узлов и деталей радиоэлектронной аппаратуры (КУДР) ТУСУРа
Эл. почта: evgenii.i.trenkal@tusur.ru

Ахмедов Шамиль Джаманович

Д-р мед. наук, проф.,
вед. н.с. отд. сердечно-сосудистой хирургии
НИИ кардиологии Томского НИМЦ
Эл. почта: shamil@cardio-tomsk.ru

Секция 3

НАНОЭЛЕКТРОНИКА СВЧ. ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ, АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ И СИСТЕМ

*Председатели – Бабак Леонид Иванович,
проф. каф. КСУП, д.т.н.;*

Черкашин Михаил Владимирович, доцент каф. КСУП, к.т.н.

М.В. Черкашин

Визуальное проектирование линейного усилителя СВЧ с учетом заданного уровня выходной мощности

Рассматривается проектирование линейного СВЧ-усилителя X-диапазона с учетом заданного уровня выходной мощности на основе применения алгоритмов, методов и программных средств визуального синтеза активных СВЧ-устройств.

Ключевые слова: СВЧ-линейный усилитель, визуальное проектирование, монолитная интегральная схема.

Процесс проектирования СВЧ-усилителей, реализуемых в виде монолитных интегральных схем (МИС), является достаточно трудоемкой и сложной процедурой, требующей от разработчика высокой квалификации и навыков владения современными САПР. При этом синтез (выбор) структурной схемы усилителя во многом остается эмпирической процедурой [1–4].

Известные подходы для структурного синтеза СВЧ-усилителей, основанные на применении генетических алгоритмов [5, 6] или численных процедур структурно-параметрического синтеза [3, 4], либо слишком сложны, либо не позволяют непосредственно выполнить проектирование с учетом нелинейных свойств активных элементов.

Одним из эффективных подходов к проектированию активных СВЧ-устройств является метод декомпозиционного синтеза, предложенный Л.И. Бабаком [7] и реализованный в виде комплекса программ для интерактивного визуального проектирования СВЧ-усилителей [8] на кафедре КСУП ТУСУРа. При этом процесс проектирования включает два основных этапа [7, 9–11]: 1) построение областей допустимых значений (ОДЗ) на плоскости параметров корректирующих цепей (КЦ), входящих в состав устройства, которые соответствуют заданным требованиям к характеристикам усилителя в полосе рабочих частот; 2) синтез (выбор структуры и определение значений элементов) КЦ по полученным ОДЗ.

При построении ОДЗ можно использовать как линейные (например, s -параметры), так и нелинейные (контуры равной выходной мощности, КПД и др.) параметры активных элементов, полученные на основе расчетов или измерений.

Проектирование линейного СВЧ-усилителя

Рассмотрим проектирование однокаскадного СВЧ-усилителя, структурная схема которого показана на рис. 1. Усилитель должен иметь следующие характеристики: полоса рабочих частот 8–12 ГГц, коэффициент усиления $G_T = 15 \pm 0,5$ дБ, выходная мощность при уменьшении коэффициента усиления на 1 дБ $P_{out1dB} > 17$ дБм, согласование по входу $|s_{11}| < -10$ дБ, согласование по выходу $|s_{22}| < -10$ дБ, коэффициент шума $NF < 3,0$ дБ, напряжение питания $V_D = 4$ В, потребляемый ток $I_D < 200$ мА.

Усилительный каскад реализуется на основе 0,25 мкм GaAs-pHEMT-технологии (WIN_PP15-2x) фирмы Win (Тайвань) [12].

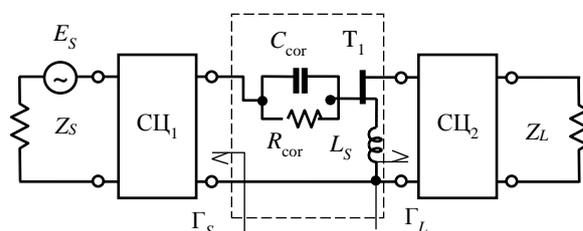


Рис. 1. Структурная схема усилительного каскада

Параметры транзистора T_1 с общей шириной затвора $W = 8 \times 75 = 600$ мкм представлены в табл. 1.

Таблица 1

Параметры транзистора T_1

Ширина затвора W , мкм	$f = 12$ ГГц		f_T , ГГц	f_{max} , ГГц	I_D , мА	V_D , В
	G_{max} , дБ	F_{min} , дБ				
600	18	1,0	70	120	170	4

Этап 1. Выбор стабилизирующей RC-цепочки.

Так как транзистор в заданном диапазоне частот является неустойчивым прибором ($k < 1$), на первом этапе нужно подключить ко входу транзистора корректирующую RC-цепочку для достижения безусловной устойчивости, т.е. получить значение $k > 1$ в диапазоне частот, где транзистор является активным прибором. При этом коэффициент усиления в полосе рабочих частот не должен существенно уменьшиться. В данном случае были выбраны значения $R_{cor} = 15$ Ом, $C_{cor} = 2$ пФ.

Этап 2. Проектирование входной согласующей цепи СЦ1.

Входная СЦ обеспечивает согласование входа усилителя по сигналу и шуму, а также выравнивает АЧХ в полосе рабочих частот. Для синтеза входной СЦ1 с помощью программы REION [8] на частотах 8, 10 и 12 ГГц были построены ОДЗ на плоскости коэффициента отражения Γ_s , которые отвечают следующим ограничениям на параметры усилителя: $14,5 < G_T < 15,5$ дБ, $|s_{11}| = m_1 < -10$ дБ, $|s_{22}| = m_2 < -10$ дБ, $NF < 3,0$ дБ. Также были построены ОДЗ на частотах 0,1 и 20 ГГц, которые отвечают ограничениям $m_1 < 1$ и $m_2 < 1$ для контроля устойчивости усилителя за пределами полосы пропускания (рис. 2).

При этом в процессе построения ОДЗ в интерактивном режиме была подобрана величина индуктивности $L_S = 0,05$ нГн, которая соответствует максимально большому размеру ОДЗ. Далее с помощью программы LOCUS [10, 11] по полученным ОДЗ

была синтезирована (выбрана структура и рассчитаны значения элементов) СЦ₁. При этом структура СЦ₁ была выбрана с учетом возможности подачи смещения на затвор транзистора Т₁. Схема СЦ₁ и ее годограф также показаны на рис. 2.

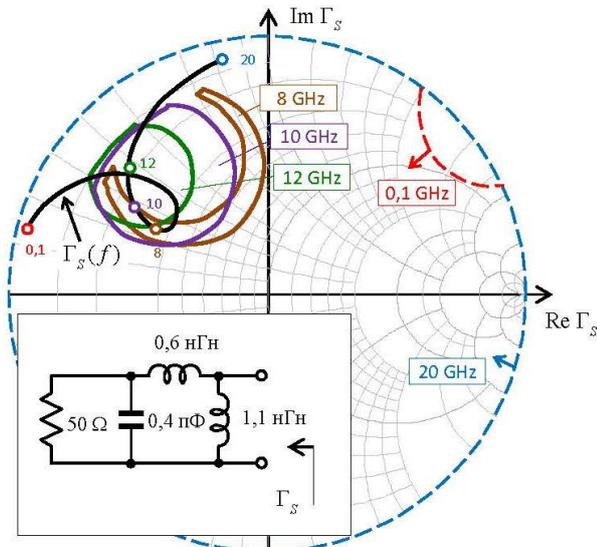


Рис. 2. ОДЗ, схема и годограф СЦ₁ на плоскости коэффициента отражения Γ_S

Этап 3. Проектирование выходной согласующей цепи СЦ₂.

Выходная СЦ₂ обеспечивает согласование выхода транзистора Т₁ с нагрузкой Z_L , а также задает импеданс для обеспечения требуемой выходной

мощности $P_{out\ 1dB}$. Для синтеза СЦ₂ с помощью программы REGION были получены ОДЗ, которые отвечают указанным выше требованиям к усилителю (рис. 3, б), кроме того, по нелинейной модели транзистора было выполнено load-pull моделирование [13] в САПР AWR MWO для получения контуров равной выходной мощности P_{out} (см. рис. 3, а) при условии, что входная СЦ₁ уже подключена ко входу Т₁. Результирующие ОДЗ на плоскости Γ_L представляют собой пересечение (общую часть) областей, полученных с помощью программы REGION и load-pull контуров $P_{out} = 18$ дБм. Для построения этих ОДЗ был разработан специализированный программный модуль LP2RGN.

По полученным общим ОДЗ с помощью программы LOCUS была синтезирована выходная СЦ₂. Результирующие ОДЗ, схема и годограф СЦ₂ на плоскости коэффициента отражения Γ_L представлены на рис. 4.

Полная схема усилителя на сосредоточенных элементах показана на рис. 5, а. Дополнительно в схему были добавлены разделительные конденсаторы, резистор для подачи напряжения смещения на затвор и индуктивность для подачи смещения на сток транзистора Т₁. Параметры усилителя на сосредоточенных элементах приведены в табл. 2.

Далее было выполнено построение топологии МИС усилителя, которая показана на рис. 5, б. Размер чипа МИС устройства $1,1 \times 0,6$ мм².

Результаты моделирования характеристик МИС усилителя в САПР AWR MWO на основе применения средств ЭМ анализа представлены в табл. 2 и на рис. 6.

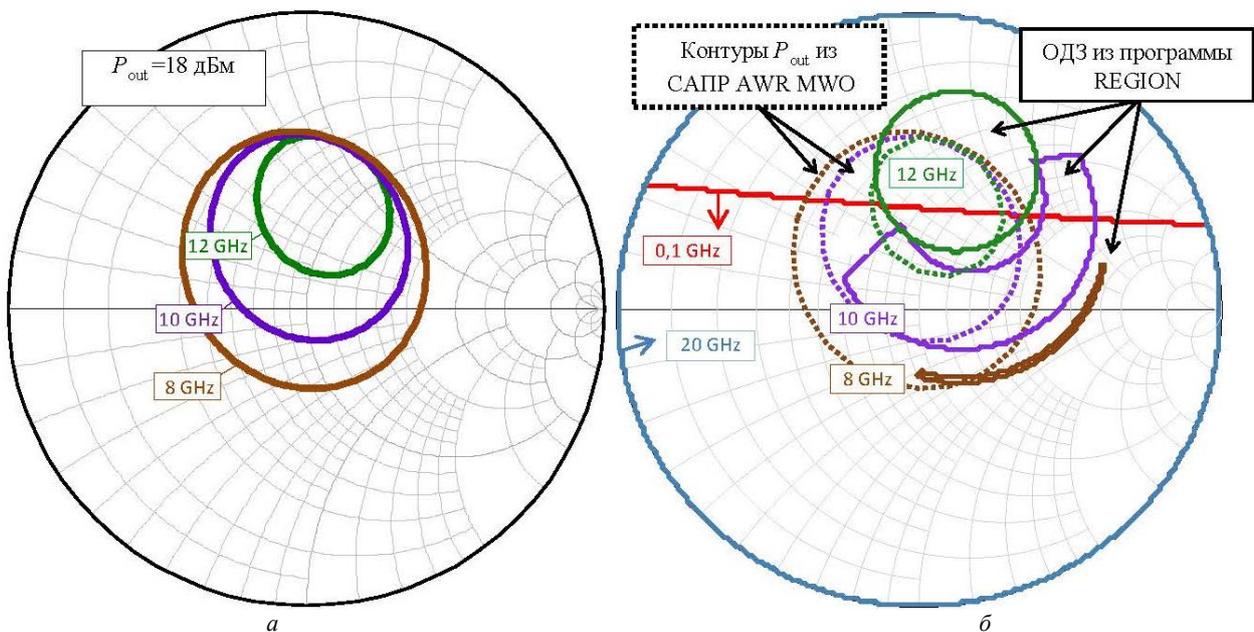


Рис. 3. Контуров равной выходной мощности (а) и ОДЗ из программы REGION (б) для транзистора Т₁ на плоскости коэффициента отражения Γ_L

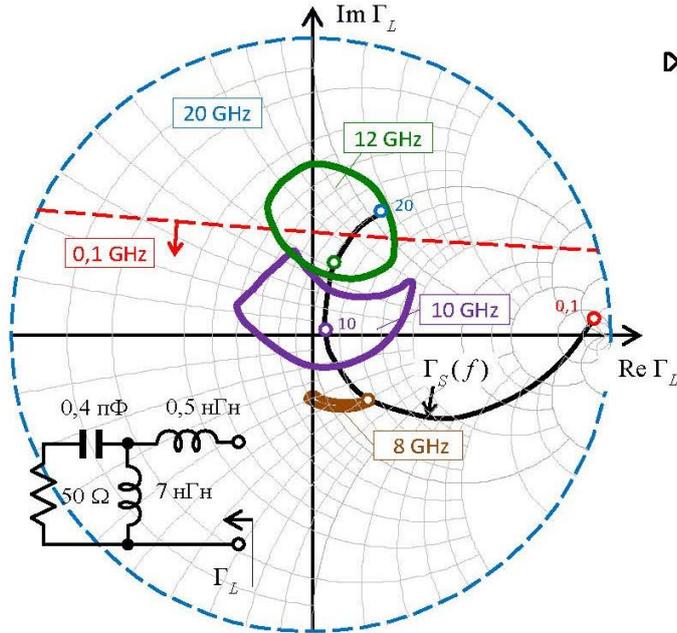


Рис. 4. Общие ОДЗ, схема и годограф Γ_L на плоскости коэффициента отражения Γ_L

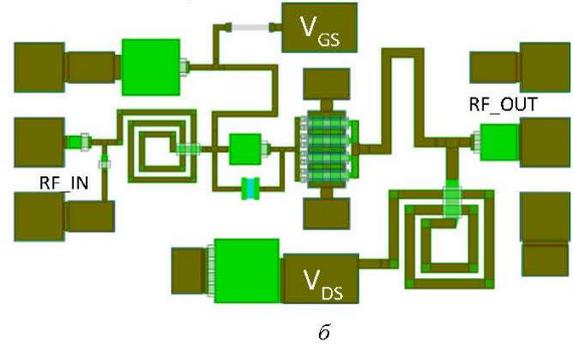
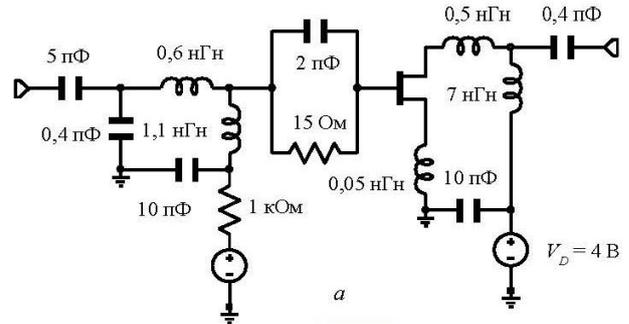


Рис. 5. Схема на идеальных элементах (а) и топология МИС (б) усилителя

Таблица 2

Характеристики усилителя

Усилитель	Диапазон рабочих частот Δf , ГГц	Коэф-т усиления G_T , дБ	Коэф-т отражения, дБ		Коэф-т шума NF , дБ	Вых. мощность P_{out} 1дБ, дБм	Напряжение питания V_D , В	Потребляемый ток I_D , мА
			$ s_{11} $	$ s_{22} $				
Требования	8–12	$15 \pm 0,5$	-10	-10	3,0	17	4	200
На сосред. элементах	8–12	$15 \pm 0,3$	-9,5	-7,2	3,1	18,5	4	170
МИС	8–12	$15 \pm 0,4$	-8,3	-6,3	3,3	18,2	4	175

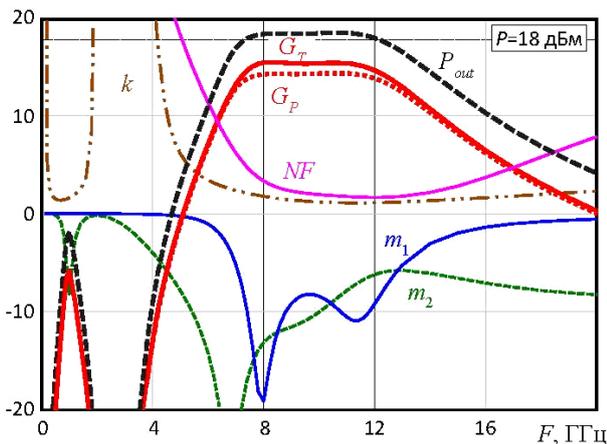


Рис. 6. Частотные характеристики МИС усилителя (моделирование в AWR MWO)

Заключение

В ходе работы было выполнено проектирование схемы и топологии МИС линейного СВЧ-усилителя диапазона частот 8–12 ГГц на основе применения алгоритмов, методов и средств визуального проектирования по комплексу требований. При этом использовались как линейная (в виде s -параметров), так и нелинейная (в виде контуров равной мощно-

сти) модели транзистора. Разработанный каскад может использоваться как буферный усилитель в составе приёмопередающих модулей радиотехнических систем различного назначения либо войти в состав усилителя большей мощности в качестве предварительного каскада усиления.

Литература

1. Virdee B.S. Broadband microwave amplifiers / B.S. Virdee, A.S. Virdee, B.Y. Banyamin. – Boston, London: Artech House, – 2004. – 231 p.
2. Cripps S.C. RF power amplifiers for wireless communications. 2nd Ed. – Norwood, MA: Artech House, 2006. – 443 p.
3. Abrie P.L.D. Design of RF and microwave amplifiers and oscillators. – Boston, Mass: Artech House, 1999. – 480 p.
4. Grebennikov A. Broadband RF and microwave amplifiers / A. Grebennikov, N. Kumar, B.S. Yarman. – New-York; London: Crc Press, – 2017. – 743 p.
5. Калентьев А.А. Структурный синтез СВЧ-транзисторных усилителей на основе генетического алгоритма с применением моделей пассивных элементов в виде наборов S -параметров / А.А. Калентьев, И.М. Добуш, Д.В. Гарайс, А.Е. Горяинов, Л.И. Бабак // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. – 2014. – С. 117–118.
6. Данильченко В.И. Автоматизированный структурно-параметрический синтез однокаскадного СВЧ-транзис-

торного усилителя на основе генетического алгоритма / В.И. Данильченко, Е.В. Данильченко, В.М. Курейчик // Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем (МЭС). – 2020. – № 4. – С. 83–89.

7. Бабак Л.И. Структурный синтез СВЧ-полупроводниковых устройств на основе декомпозиционного подхода // Изв. Том. политехнического ун-та. Инжиниринг георесурсов. – 2006. – Т. 309, № 8. – С. 160–165.

8. Бабак Л.И. Комплекс программ «визуального» проектирования транзисторных СВЧ-усилителей и пассивных цепей / Л.И. Бабак, М.В. Черкашин, Д.А. Зайцев и др. // Сб. докл. междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления. Опыт инновационного развития». – Томск: В-Спектр, – 2007. – Ч. 2. – С. 113–115.

9. Babak L.I. A new «region» technique for designing microwave transistor low-noise amplifiers with lossless equalizers / L.I. Babak, M.V. Cherkashin, A.Yu. Polyakov // Proc. of the 38th European MW Conf., EuMC 2008. MTT-S, Amsterdam, – 2008. – PP. 1402–1405.

10. Бабак Л.И. «Визуальное» проектирование корректирующих и согласующих цепей полупроводниковых СВЧ-устройств. – Ч. 1: Описание процедуры проектирования / Л.И. Бабак, М.В. Черкашин, Д.А. Зайцев // Доклады ТУСУР. – 2006. – № 6 (14). – С. 11–23.

11. Бабак Л.И. «Визуальное» проектирование корректирующих и согласующих цепей полупроводниковых СВЧ-устройств. – Ч. 2. Программная реализация и примеры // Л.И. Бабак, М.В. Черкашин, Д.А. Зайцев // Доклады ТУСУР. – 2007. – № 1 (15). – С. 10–19.

12. MMIC advanced technology. Официальный сайт фирмы Win Semiconductors [Электронный ресурс]. – URL: https://www.winfoundry.com/en-US/Tech/tech_advanced (дата обращения: 12.09.2024).

13. Ghannouchi F.M. Load-pull techniques with applications to power amplifier design / F.M. Ghannouchi, M.S. Hashmi. – New-York: Springer Science & Business Media, 2012. – 234 p.

Черкашин Михаил Владимирович

Канд. техн. наук, доцент, с.н.с.

Научно-исследовательского института микроэлектронных систем (НИИ МЭС) ТУСУРа

Эл. почта: mcher@kcup.tusur.ru

М.В. Черкашин

Разработка трансимпедансного усилителя на основе 0,5 мкм GaAs-pHEMT-технологии

Представлены результаты проектирования трансимпедансного усилителя для оптико-волоконных систем связи со скоростью передачи до 5 Гбит/с на основе отечественной 0,5 мкм GaAs-pHEMT-технологии АО «Светлана-Рост».

Ключевые слова: оптический приемник, трансимпедансный усилитель, GaAs, pHEMT.

Трансимпедансный усилитель (ТИУ) является одним из основных блоков в составе оптического приемника (ОПр) для систем передачи данных по оптоволоконному кабелю. ТИУ предназначен для преобразования входного фототока, который поступает от фотодиода (ФД) в выходное напряжение, достаточное для дальнейшего преобразования и обработки. При этом параметры ТИУ во многом определяют коэффициент передачи, чувствительность и ширину полосы пропускания всего ОПр [1].

Современные системы оптической связи имеют скорость передачи данных до 40 Гбит/с и выше, что, в свою очередь, требует от ОПр полосу пропускания до 40–50 ГГц [1]. Такие показатели обеспечиваются в современных приемных модулях, выполняемых в виде СВЧ-монолитных интегральных схем (МИС), изготавливаемых по разным технологиям.

В данной работе сделана попытка реализовать ТИУ на основе отечественной 0,5 мкм GaAs-pHEMT-технологии АО «Светлана-Рост» [2], которая позволяет разрабатывать СВЧ МИС на основе нормально открытых pHEMT с рабочими частотами до 20 ГГц.

ТИУ должен работать в составе цифровых систем передачи данных со скоростями до 5 Гбит/с. К характеристикам ТИУ были предъявлены следующие требования:

- малосигнальный коэффициент усиления $|s_{21}|$ – не менее 10 дБ;
- неравномерность коэффициента усиления в полосе пропускания – не более 1 дБ;
- полоса пропускания по уровню -3 дБ Δf – не менее 7 ГГц;
- коэффициент шума в 50-омном тракте N_F – не более 3,5 дБ;
- входной коэффициент отражения $|s_{11}|$ – не более -10 дБ;
- выходной коэффициент отражения $|s_{22}|$ – не более -10 дБ;
- выходная мощность при уменьшении сигнала на 1 дБ $P_{out\ 1dB}$ – не менее 0 дБм;
- потребляемый ток I_D – не более 100 мА;
- напряжение питания V_D – 5–7 В;
- коэффициент трансимпедансного усиления (КТУ) Z_T – не менее 40 дБ·Ом;
- «шумовой» ток – не более 20 пА/ $\sqrt{\text{Гц}}$.

В основе ТИУ лежит трехкаскадный усилитель [3], упрощенная схема которого показана на рис. 1.

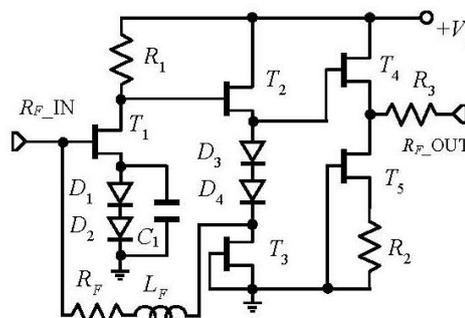


Рис. 1. Схема ТИУ на идеальных элементах

Первый каскад ТИУ выполнен на транзисторе T_1 , включенный по схеме с ОИ, в цепи истока которого подключены диоды D_1, D_2 для обеспечения требуемого отрицательного смещения потенциала затвора. Это необходимо, так как ТИУ работает от однополярного источника питания. Чтобы исключить паразитное влияние этих диодов на ВЧ, они шунтируются конденсатором C_1 большой емкости. Первый каскад охвачен цепью отрицательной обратной связи (ООС) через резистор R_F для выравнивания АЧХ и улучшения стабильности ТИУ. Для выравнивания АЧХ на ВЧ в цепь ООС помимо резистора R_F дополнительно включена индуктивность L_F .

Второй и третий каскады ТИУ на транзисторах T_2, T_4 представляют собой истоковые повторители, предназначенные для сдвига уровня выходного напряжения и развязки между входом и выходом ТИУ. В цепи истоков этих транзисторов включены источники тока, реализованные на транзисторах T_3 и T_5 , которые задают рабочий ток для основных транзисторов T_2 и T_4 . Диоды D_3, D_4 также предназначены для обеспечения отрицательного потенциала на затворах транзисторов T_2 и T_4 .

Топология МИС ТИУ показана на рис. 2, а. Размер кристалла МИС $1,3 \times 1,1$ мм². Частотные характеристики МИС ТИУ в 50-омном тракте, полученные на основе ЭМ моделирования в САПР AWR MWO, показаны на рис. 2, б.

Для проверки работоспособности ТИУ в составе оптического приемника было выполнено моделирование его входного каскада, который представляет собой соединение фотодиода (ФД) и ТИУ (рис. 3). В качестве соединительного элемента между ФД и ТИУ выступает проволока с индуктивностью L_C и потерями R_C . В данном примере выбраны значения

$R_C = 5 \text{ Ом}$, $L_C = 2 \text{ нГн}$. Модель ФД представляет собой RC -цепочку с емкостью $C_D = 0,2 \text{ пФ}$ и сопротивлением $R_D = 100 \text{ кОм}$.

Результаты моделирования ОПр показаны на рис. 4.

ОПр имеет КТУ 41–44 дБ·Ом и полосу пропускания около 10 ГГц. Также на рис. 4, б показана «глазковая» диаграмма для цифрового сигнала, когда на вход ТИУ подавалась псевдослучайная битовая последовательность (ПСП) с частотой 5 Гбит/с.

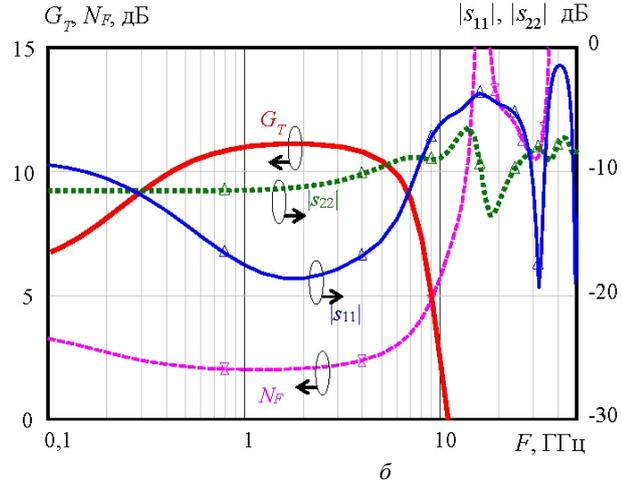
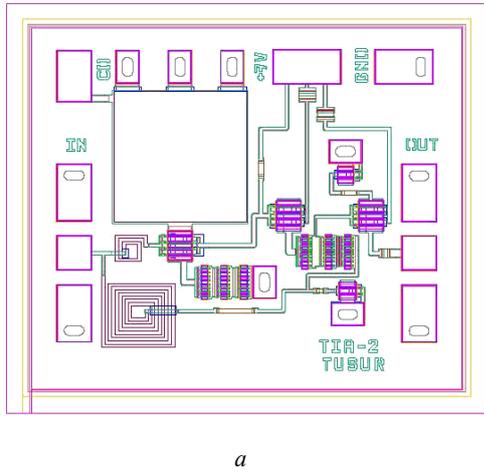


Рис. 2. Топология (а) и частотные характеристики (б) МИС ТИУ в 50-омном тракте (ЭМ-моделирование в САПР)

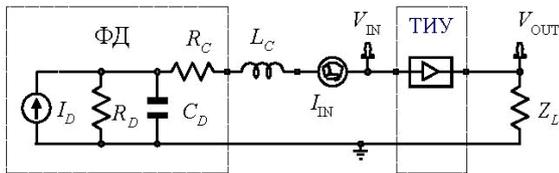


Рис. 3. Входной каскад ОПр (соединение ФД+ТИУ)

Для сравнения в таблице также приведены параметры ТИУ, реализованных на основе схожих зарубежных GaAs-pHEMT-технологий.

В настоящий момент топология МИС ТИУ передана на фабрику для изготовления.

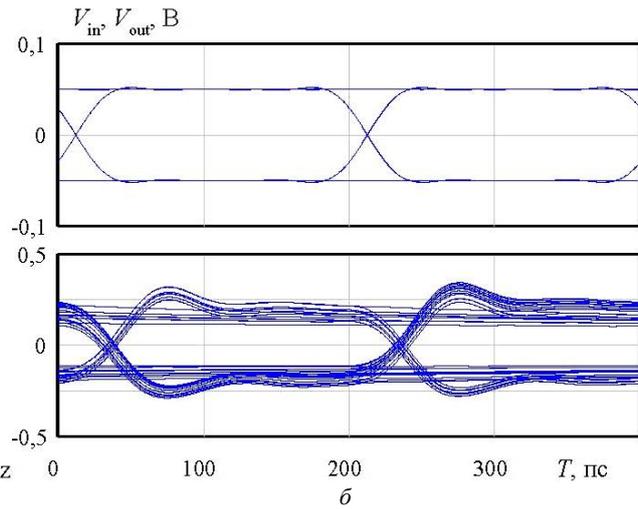
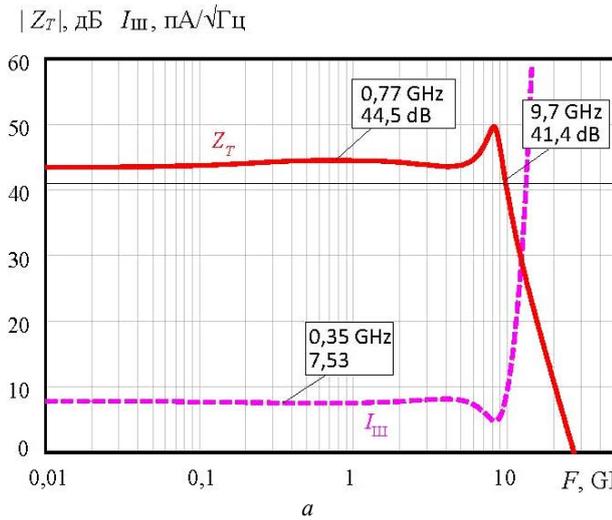


Рис. 4. Зависимость КТУ и «шумового» тока от частоты (а) и «глазковая» диаграмма (ПСП 5 Гбит/с) (б) для входного каскада ОПр (ФД+ТИУ)

Параметры МИС ТИУ в сравнении с зарубежными аналогами

ТИУ	Технология GaAs-pHEMT	КТУ $ Z_{T0} $, дБ·Ом	Полоса пропускания $f_{злб}$, ГГц	КСВн вх. / вых.	Шум ток, пА/ $\sqrt{\text{Гц}}$	Вых мощность, P_{out} 1дВ дБм	Потребляемый ток I_D , мА
[3]	0,5 мкм	55	10	2 / 2	18	–	120
[4]	0,5 мкм	45	7,5	2 / 2	17	0	80
[5]	0,2 мкм	57,8	10	–	15	–	200
[6]	0,1 мкм	63	2-38	–	9	6	–
Данная разработка	0,5 мкм	42	9,7	2 / 1,5	10	Не менее 0	Не более 70

Заключение

По результатам выполнения данной работы можно сделать вывод, что отечественная технология 0,5 мкм GaAs-pHEMT АО «Светлана-Рост» вполне пригодна для разработки ТИУ с полосой пропускания до 10 ГГц. Это достаточно для построения оптических систем связи со скоростями передачи данных до 5–7 Гбит/с.

Чтобы увеличить коэффициент усиления, улучшить линейность, расширить полосу пропускания, потребуется усложнить схемотехнику устройства, добавить дополнительные каскады в состав усилителя.

Данная работа выполнялась в рамках государственного задания при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (уникальный идентификатор FEWM-2023-0014). Производство интегральных микросхем было выполнено за счет средств Минобрнауки России в рамках федерального проекта «Подготовка кадров и научного фундамента для электронной промышленности» по гос. заданию на выполнение научно-исследовательской работы «Разработка методики прототипирования электронной компонентной базы на отечественных микроэлектронных производствах на основе сервиса MPW (FSMR–2023-0008)».

Литература

1. Razavi B. Design of integrated circuits for optical communications. – 2nd ed. – New Jersey: John Wiley & Sons, 2012. – 424 p.
2. АО «Светлана-Рост». Официальный сайт [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.svetlana-rost.ru/?page=faundry> (дата обращения: 16.09.2024).
3. Shilong J. A 10 Gb/s GaAs-pHEMT high gain preamplifier for optical receivers // Chines Journal of Semiconductors. – 2007. – Vol. 28, No. 12. – PP. 24–28.
4. Shilong J. 10 Gb/s GaAs-pHEMT current mode transimpedance preamplifier for optical receives // Chines Journal of Semiconductors. – 2007. – Vol. 28, No 1. – PP. 1902–19115.
5. Shuicheng C. Analysis and design 10 Gbps 0,2 um GaAs pHEMT transimpedance amplifier // Chines Journal of Semiconductors. – 2006. – Vol. 27, No. 10. – PP. 1808–1813.
6. Guillermo Silva Valdecasa. A 2-38 GHz Linear GaAs-pHEMT TIA for a Quasi-Coherent Optical Receiver / G.S. Valdecasa, J.B. Jensen, M. Didriksen, T.K. Johansen // 2019 14th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC). – 2019. – PP. 160–163.

Черкашин Михаил Владимирович

Канд. техн. наук, доцент, с.н.с.

Научно-исследовательского института микроэлектронных систем (НИИ МЭС) ТУСУРа
Эл. почта: mcher@kcup.tusur.ru

А.С. Синюкин, М.А. Денисенко, А.С. Исаева

Проектирование цифровых интегральных схем в САПР Kvccheg на основе поведенческих описаний аппаратуры

Система автоматизированного проектирования Kvccheg предназначена для разработки интегральных схем по технологии базовых матричных кристаллов. Базовые матричные кристаллы занимают промежуточное положение между полностью заказными интегральными схемами и программируемыми логическими интегральными схемами с точки зрения размеров, энергоэффективности и стоимости разработки. В статье представлена методика проектирования цифровых микроэлектронных устройств в Kvccheg на основе поведенческих описаний на языках описания аппаратуры. Методика рассматривается на примере проектирования ведомого блока последовательного периферийного интерфейса SPI, предназначенного для коммутации микропроцессоров и периферийных устройств. Результаты испытаний изготовленной микросхемы с высокой степенью точности согласуются с результатами моделирования в Kvccheg.

Ключевые слова: система автоматизированного проектирования, языки описания аппаратуры, цифровая интегральная схема, SPI, базовые матричные кристаллы.

Отечественная САПР Kvccheg предназначена для разработки цифровых и аналого-цифровых интегральных микросхем на базовых матричных кристаллах (БМК) [1, 2]. Схемы проектируемых устройств могут быть разработаны в Kvccheg во встроенном графическом редакторе с использованием доступной элементной базы либо структурно описаны на языке описания аппаратуры Verilog. В то же время в процессе проектирования цифровых устройств часто удобнее описывать логику их работы при помощи поведенческих описаний. В работе представлена методика проектирования цифровых микросхем на основе БМК в САПР Kvccheg с использованием поведенческих описаний на языке Verilog.

Методика рассматривается на примере проектирования ведомого блока последовательного периферийного интерфейса SPI (Serial Peripheral Interface) [3]. Интерфейс SPI широко используется для синхронной последовательной передачи данных на небольшие расстояния, обеспечивая коммутацию между интегральными схемами и встраиваемыми системами (датчиками, преобразователями данных, модулями памяти, интегральными приемопередатчиками и другими устройствами). У SPI отсутствует строгая стандартизация, что вместе с распространенностью приводит к значительному разнообразию протоколов и реализаций. Так, в [4] шина SPI разработана с использованием конечных автоматов на языке Verilog, а в качестве аппаратной платформы для реализации выбрана программируемая логическая интегральная схема (ПЛИС) типа FPGA (field-programmable gate array).

Имплементация интерфейса SPI на FPGA предполагается и в [5], в которой сравниваются, анализируются и реализуются на языке Verilog три интерфейса: SPI, I2C и RS-232, в совокупности образующие многофункциональный последовательный интерфейс связи. В [6] представлен способ коммуникации между протоколами SPI и I2C, описанный на языке Verilog и актуальный для приложений, в которых управляющему устройству необходимо вза-

имодействовать с множеством периферийных устройств.

В [7] модуль SPI представлен в качестве компонента, разработанного по технологии КМОП 180 нм аналого-цифрового преобразователя прямого преобразования (flash ADC) для обеспечения взаимодействия преобразователя с микроконтроллерами. В [8] ведомое устройство SPI реализовано в составе цифрового управляющего ядра, спроектированного по технологии КМОП 40 нм.

В [9] при построении интерфейса SPI по технологии КМОП 130 нм применялся метод относительной синхронизации (Relative Timing), допускающий простое встраивание в маршрут проектирования в системах автоматизированного проектирования. Верификация трехпроводного протокола SPI, представленного в [10], выполнялась посредством сразу и FPGA, и заказной ИС: ведомое устройство имплементировалось на заказной микросхеме, а ведущее воспроизводилось посредством ПЛИС.

Можно заметить, что интерфейс SPI в большинстве случаев реализуется либо посредством программируемых логических интегральных схем, либо по технологиям полностью заказных микросхем, тогда как предлагаемая в настоящей статье разработка основана на технологии базовых матричных кристаллов, занимающей промежуточное положение: время, затрачиваемое на их разработку и изготовление, сравнимо с ПЛИС, а по надежности, энергопотреблению и стойкости к вредным воздействиям они сопоставимы с заказными ИС [1].

Методика проектирования

Поведенческое описание работы модуля SPI составлялось на языке Verilog. Ввиду того, что в САПР Kvccheg отсутствует функционал синтеза схем на основе поведенческих описаний, разработана методика проектирования цифровых интегральных микросхем в системе Kvccheg с использованием поведенческих описаний на языках описания аппаратуры. Методика заключается в следующем:

1. Составленное поведенческое описание на языке Verilog загрузить в систему проектирования,

позволяющую преобразовывать поведенческие описания в структурные и выполнять их моделирование. Такой системой может служить, например, пакет прикладных программ Vivado Design Suite, применяющийся при проектировании ПЛИС, или модуль цифровой имплементации Genus Synthesis (GS) от Cadence, который использовался в настоящей работе.

2. Провести моделирование поведенческого описания устройства в этой среде, убедиться в корректности его работы согласно результатам моделирования.

3. Выполнить преобразование поведенческого описания в структурное, провести моделирование структурного описания устройства и убедиться в корректности результатов моделирования и их согласованности с результатами моделирования поведенческого описания.

4. Провести анализ логических компонентов и элементов, вошедших в состав полученной структуры. Так, структурное описание разрабатываемого блока SPI, синтезированное в GS, включало в себя пять видов логических элементов: инверторы, двухвходовые элементы И-НЕ и ИЛИ-НЕ, D-триггеры с записью по переднему фронту и буферы с тремя выходными состояниями.

5. В Kvccheg для этих ячеек подобрать точные функциональные аналоги, которыми заменить соответствующие устройства в структурном описании.

6. В синтезируемую в Kvccheg схему добавить ячейки цифровых выходов и входов с управляющими драйверами.

7. Провести моделирование разрабатываемого устройства в Kvccheg. Сравнить результаты моделирования, полученные в Kvccheg (рис. 1), с результатами моделирования поведенческого и структурного описаний в среде преобразования (GS).



Рис. 1. Диаграммы работы ведомого блока SPI при моделировании в Kvccheg

Все результаты должны функционально соответствовать друг другу с учетом того, что при синтезе и моделировании использовались разные комплекты средств проектирования. Так, например, при синтезе, преобразовании и моделировании в GS использовалась технология КМОП 180 нм, а в Kvccheg – КМОП 1,6 мкм, однако функционально все логические ячейки полностью соответствовали друг другу.

8. После синтеза схемы и ее верификации дальнейшее проектирование модуля SPI выполнялось в соответствии с маршрутом проектирования (рис. 2): размещение выводов чипа, синтез и оптимизация топологии, анализ задержек, аттестация проекта.

Разработка и испытание микросхемы

Интерфейс SPI обеспечивается в двустороннем режиме между одним ведущим устройством (Master) и одним или несколькими ведомыми устройствами (Slave). Типовая четырехпроводная шина SPI включает четыре логических сигнала, названия которых могут варьироваться в зависимости от источника [11]: генерируемый ведущим устройством последовательный тактовый сигнал SCLK; данные, передаваемые от ведущего устройства к ведомому DIN; данные, передаваемые от ведомого устройства к ведущему SDO; генерируемый ведущим устройством сигнал начала преобразования данных CNV.

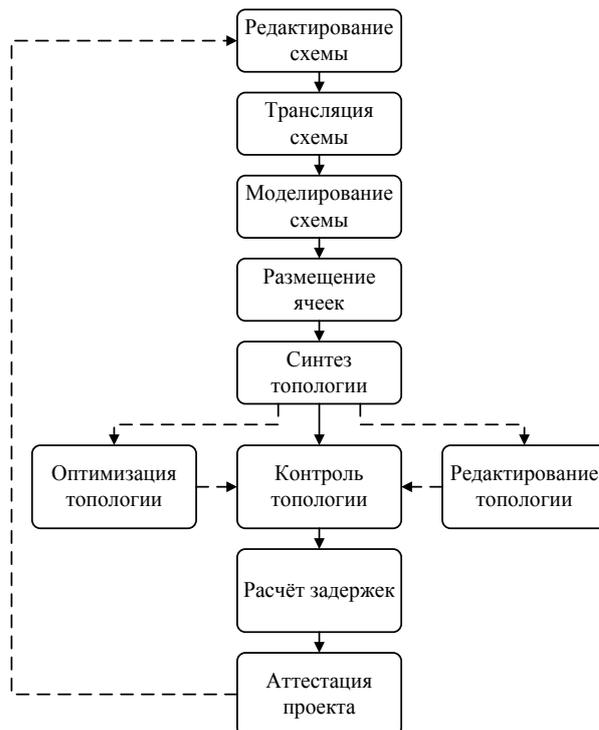


Рис. 2. Маршрут проектирования ИС в Kvccheg (штриховыми линиями показаны опциональные шаги)

Данные передаются, пока ведущее устройство генерирует тактовый сигнал, и инверсный сигнал CNV активен. Частота тактового сигнала, задаваемая при моделировании, результаты которого представлены на рис. 1, составляла 5 МГц, а наибольшая тактовая частота, при которой задержки в топологии не превышают допустимых значений, равна 10 МГц. Функционально результаты моделирования в Kovcheg оказались полностью согласованы с результатами моделирования в GS. Площадь кристалла составила 17,1 мм². Аттестация проекта проводилась для трех значений параметров (минимально допустимое, номинальное, максимально допустимое), таких как крутизна транзисторов, топологические задержки, температура, напряжение питания, и все 243 испытания завершены без ошибок.

Тестовая партия микросхем была изготовлена на НПК «Технологический центр» по системе Multi-Project Wafer (MPW).

Изготовленная микросхема, реализующая ведомое устройство SPI, размещалась на макетной плате (рис. 3), и проводились испытания корректности передачи данных, быстродействия работы устройства, способности сохранять целостность данных при воздействии шумов и при изменении напряжения питания в допустимых пределах. Измерения проводились с использованием высокочастотного генератора сигналов АК ИП-3417/2, генератора сиг-

налов специальной формы АК ИП-3418/1, осциллографа АК ИП-4134/А, логического анализатора DreamSourceLab DSLogic U3Pro16 и цифрового мультиметра Fluke 289.

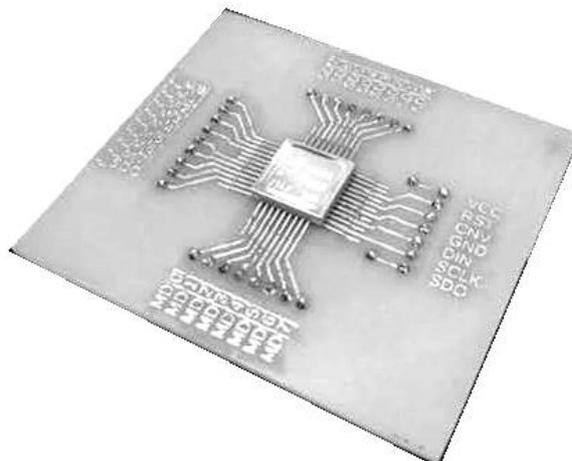


Рис. 3. Макетная плата с интегральной схемой

На рис. 4 представлены визуализированные при помощи цифрового осциллографа результаты испытаний микросхемы при подаче входных сигналов, аналогичных представленным на рис. 1 по частоте, длительности импульсов и битовым последовательностям.

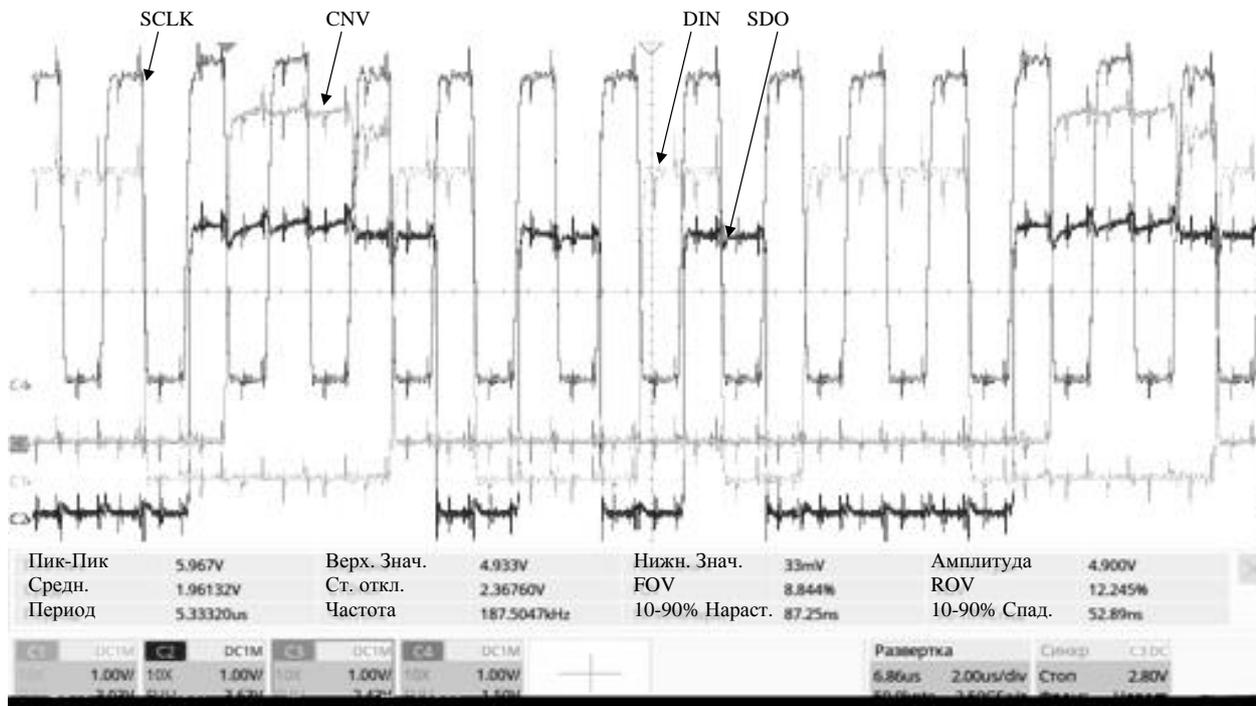


Рис. 4. Диаграммы работы тестируемой микросхемы, отображаемые на цифровом осциллографе; сигналы разнесены на разные уровни по вертикали для удобства отображения, значения напряжения во всех случаях близки к 5 В

Как видно из рис. 4, полученные при измерении результаты с высокой степенью точности соответствуют результатам, полученным при моделировании в Kovcheg (см. рис. 1). После сброса (rst) и установления на инверсном входе CNV нулевого значения на параллельные входы slave data по такто-

вому сигналу подается восьмиразрядное число 01010001₂ (выбрано произвольно, на диаграммах рис. 4 не показано), а на вход последовательной передачи DIN от Master к Slave – восьмиразрядное число 10010110₂ (также выбрано произвольно, задается через генератор сигналов специальной формы и

программу EasyWave). На выход SDO по тактовому сигналу передается число со входов slave data, преобразованное в последовательную форму. После завершения передачи и установления сигнала CNV в единичное значение на параллельных выходах master data появляется число, последовательно передаваемое со входа DIN (команда от ведущего устройства). Из диаграмм видно, что результаты испытаний соответствуют результатам, полученным при моделировании (см. рис. 1), и свидетельствуют о корректной работе предлагаемого устройства.

Заключение

На примере разработки модуля интерфейса SPI рассмотрена методика проектирования цифровых микросхем в САПР Kovcheg. Предложено решение проблемы недостающего в Kovcheg функционала по разработке интегральных микросхем на основе поведенческих описаний. Представленная методика позволяет существенно упростить проектирование цифровых устройств, логика работы которых показана на языках описания аппаратуры, например на Verilog. Разработанное ведомое устройство реализовано по технологии базовых матричных кристаллов, что отличает имплементацию от типовых решений в виде полностью заказных ИС или ПЛИС. Площадь чипа составила 17,1 мм² (3,8×4,5). Испытания быстрого действия изготовленной микросхемы показали, что предельная частота тактового сигнала полученного устройства составляет 5 МГц. Установлено, что при уровнях шумов до 10% от напряжения питания (шумы вносились в каждое двадцать пятое значение цифровой последовательности значений сигнала специальной формы DIN), а также при варьировании напряжения питания в пределах от 4,5 до 5,5 В ($\pm 10\%$ от типового значения 5 В) микросхема продолжает корректно функционировать. Разработанный ведомый блок SPI может применяться для согласования работы управляющих устройств и периферийных встраиваемых устройств.

Исследование выполнено при финансовой поддержке ООО «Маппер».

Литература

1. Полузаказные БИС на БМК серий 5503 и 5507: практ. пособие в 4 кн. – Кн. 2: Система автоматизированного проектирования «Ковчег 3.04» / С.В. Гаврилов, А.Н. Де-нисов, В.В. Коняхин, М.М. Соколовская. – М.: Техносфера, 2019. – 308 с.

2. Полузаказные БИС на БМК серий 5503 и 5507: практ. пособие в 4 кн. – Кн. 3: Библиотека функциональных ячеек для проектирования полузаказных

микросхем серий 5503 и 5507 / А.Н. Денисов, Ю.П. Фомин, В.В. Коняхин, Р.А. Федоров. – М.: Техносфера, 2019. – 316 с.

3. SPI Block Guide V03.06. S12SPIV3/D. – Motorola, 2001. – 38 p.

4. Qiang J. FPGA Implementation of SPI Bus Communication Based on State Machine Method / J. Qiang, Y. Gu, G. Chen // Journal of Physics: Conference Series. – 2020. – Vol. 1449, No. 012027. – PP. 1–6.

5. Liu X. Multi-functional Serial Communication Interface Design Based on FPGA / X. Liu, Y. Liu // 2017 3rd IEEE International Conference on Computer and Communications (ICCC), Chengdu, China, 13–16 December 2017. – PP. 758–761.

6. SPI to I2C Protocol Conversion using Verilog / D. Trivedi, A. Khade, K. Jain, R. Jadhav // 2018 Fourth International Conference on Computing Communication Control and Automation (ICCCBEA), Pune, India, 16-18 August 2018. – PP. 1–4.

7. Thai H.-H. Design of a Low-Power and Low-Area 8-Bit Flash ADC Using a Double-Tail Comparator on 180 nm CMOS-Process / H.-H. Thai, C.-K. Pham, D.-H. Le // Sensors. – 2023. – Vol. 23, No. 1. – PP. 1–17.

8. Li D. A Low-Power Digital Control Core with High-Speed SPI Slave for Phased Array Application in 40nm CMOS / D. Li, D. Zhao // 2019 IEEE International Conference on Integrated Circuits, Technologies and Applications (ICTA), Chengdu, China, 13–15 November 2019. – PP. 67–68.

9. Low Power SPI Design Based on Relative Timing Techniques / G.H. Makar, F.J. Badenas, R.G. Simone, A. Furfaro, K.S. Stevens, R. Suaya // 2019 26th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS), Genoa, Italy, 27–29 November 2019. – PP. 166–169.

10. A 3-wire SPI Protocol Chip Design with Application-Specific Integrated Circuit (ASIC) and FPGA Verification / M.-C. Tuan, S.-L. Chen, Y.-K. Lai, C.-C. Chen, H.-Y. Lee // Proceedings of the 3rd World Congress on Electrical Engineering and Computer Systems and Science (EECSS'17), Rome, Italy, 04–06 June 2017. – EEE 110. – PP. 1–7.

11. AD7689-KGD: 16-Bit, 8-Channel, 250 kSPS Pulsar ADC Data Sheet. – Analog Devices, 2022. – 10 p.

Синюкин Александр Сергеевич

Канд. техн. наук, вед. н.с. ООО «Маппер»
Эл. почта: a.sinyukin@gmail.com

Денисенко Марк Анатольевич

Канд. техн. наук, вед. н.с. ООО «Маппер»
Эл. почта: dema.bmfe@gmail.com

Исаева Алина Сергеевна

Канд. техн. наук, вед. н.с. ООО «Маппер»
Эл. почта: isaevaas@gmail.com

А.В. Помазанов, А.А. Коколов

Разработка SPDT-коммутатора поглощающего типа со встроенным драйвером управления для S-диапазона на основе 0,5 мкм GaAs-pHEMT-технологии

Представлена разработка коммутатора поглощающего типа на основе 0,5 мкм GaAs-pHEMT-технологии. Исследование направлено на создание методики прототипирования ЭКБ (электронной компонентной базы) с использованием отечественного сервиса MPW и доступных производственных технологий. В работе описаны основные этапы проектирования коммутатора, включая моделирование, разработку схемы и топологии. Полученные результаты демонстрируют потенциал отечественных производств и технологий для создания СВЧ-устройств, способных конкурировать с зарубежными аналогами.

Ключевые слова: МИС, SPDT-коммутатор, pHEMT-технология, вносимые потери, электронная компонентная база.

В условиях современной геополитической обстановки, особенно в контексте санкционного давления, возрастает необходимость развития собственных технологий для микроэлектронной промышленности. Независимость от западных технологий обеспечивает не только экономическую устойчивость, но и гарантирует доступ к критическим компонентам для национальной безопасности и развития высокотехнологичных отраслей. В этом контексте разработка и применение собственных методик и производственных процессов, таких как сервис MPW (Multi-Project Wafer), становятся ключевыми стратегическими шагами, способствующими укреплению технологической независимости и конкурентоспособности на мировой арене.

В настоящее время отечественный сервис MPW выделяется двумя основными направлениями: производство интегральных микросхем по технологии КМОП и изготовление СВЧ-интегральных микросхем на базе гетероструктур полупроводниковых соединений АЗВ5. Эти направления играют ключевую роль в развитии микроэлектронных технологий в России, предоставляя возможности для разработки высокотехнологичных и конкурентоспособных устройств в сферах интегральной электроники и СВЧ-техники.

Несмотря на то, что технология КМОП является предпочтительным вариантом для массовой микроэлектроники (низкая стоимость производства, высокая плотность интеграции), она не всегда является оптимальным выбором по сравнению с технологией на основе соединений АЗВ5. Технологии на основе соединений АЗВ5 обладают уникальными характеристиками, такими как высокая подвижность электронов и отличные высокочастотные параметры. Это делает их предпочтительными для определённых СВЧ-устройств, например, коммутаторов, аттенуаторов, фазовращателей, малошумящих усилителей и усилителей мощности.

Коммутатор SPDT (Single-Pole Double-Throw) представляет собой устройство, имеющее один входной порт и два выходных порта. Коммутатор SPDT позволяет направлять сигнал с входного порта

на один из двух выходных портов в зависимости от состояния переключения.

СВЧ-коммутаторы можно разделить на отражательные и поглощательные. Отражательные коммутаторы отличаются тем, что в отключенном состоянии сигнал отражается обратно к источнику из-за отсутствия согласованной нагрузки на выходных портах.

В отличие от отражательных, поглощательные коммутаторы поглощают сигнал в согласованной нагрузке (обычно 50 Ом) в отключенном состоянии, предотвращая его отражение обратно к источнику. Они обеспечивают низкий КСВН как в включенном, так и в выключенном состоянии, минимизируя отражения и обеспечивая стабильную работу в чувствительных высокочастотных системах. Поглощательные коммутаторы обычно имеют более сложную конструкцию и выше стоимость по сравнению с отражательными.

В научной литературе выделяют три основные схемы, которые можно использовать для создания SPDT-коммутаторов: 1) последовательная схема; 2) параллельная схема; 3) последовательно-параллельная схема [1].

Разработка драйвера управления

Для устройств с переменными состояниями, такими как коммутаторы, аттенуаторы или фазовращатели требуются драйверы управления. Драйвер управления принимает управляющий сигнал на входе (представленный уровнями TTL-логики) и формирует соответствующие уровни напряжений на выходе [2]. На рис. 1 представлена схема драйвера управления из [3], но с изменённым количеством диодов. Схема, изображенная на рис. 1, содержит генератор напряжения, инвертор и преобразователь уровня [2, 3].

В данной работе драйвер управления функционирует следующим образом: при подаче управляющего сигнала на вход (X), равного 0 В, на выходе формируются напряжения (Y^+), равные -3,5 В, и (Y^-) -0,15 В. В случае если на вход (X) подается управляющий сигнал, равный 5 В, соответственно на выходе формируются напряжения (Y^+), равные -0,15 В,

жение управления драйвера 0/5 В, напряжение питания драйвера –6 В.

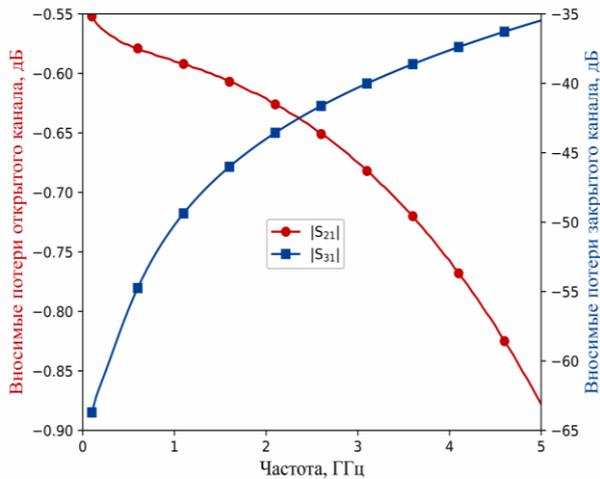


Рис. 5. Вносимые потери открытого (—●—) и закрытого канала (—■—) SPDT-коммутатора поглощающего типа

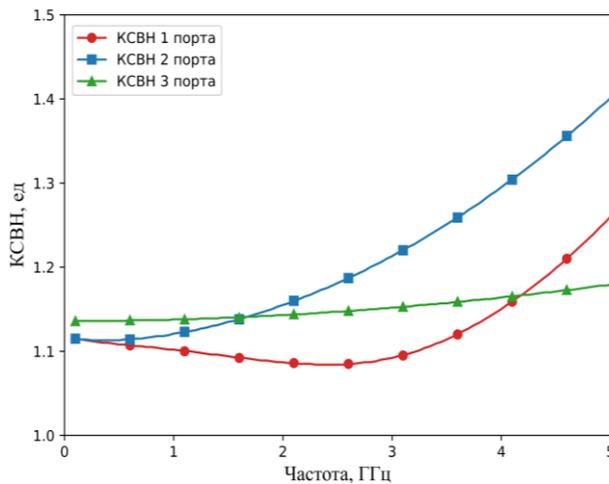


Рис. 6. Частотные зависимости КСВН SPDT-коммутатора поглощающего типа: 1-й порт (—●—) СВЧ-вход; 2-й порт (—■—) СВЧ-выход (для открытого канала); 3-й порт (—▲—) СВЧ-выход 2 (для закрытого канала)

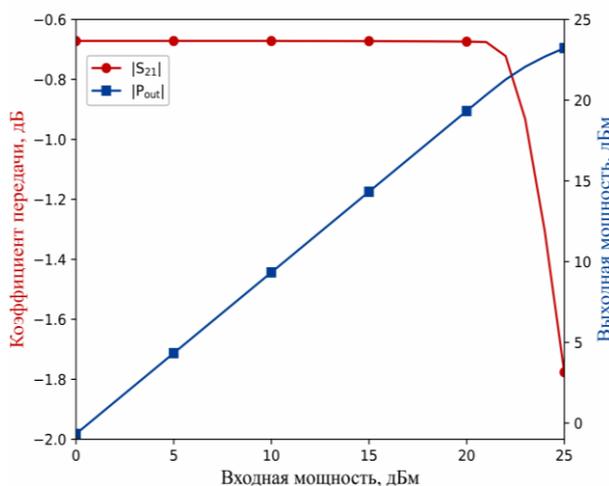


Рис. 7. Графики зависимости коэффициента передачи (S_{21}) (—●—) и мощности на выходе (P_{out}) (—■—) SPDT-коммутатора поглощающего типа от входной мощности

В таблице приведены результаты моделирования SPDT-коммутатора поглощающего типа, разработанного в рамках данной статьи, и сравнение с зарубежными аналогами.

Результаты моделирования и сравнение

№	Технология	Диапазон частот, ГГц	$ S_{21} $, дБ	$ S_{31} $, $ S_{32} $, дБ	$IP_{1дБ}$, дБм	S , мм ²
4	GaAs	DC-4	-1,5	-48	24	4**
5	GaAs	DC-4	-0,9	-44	25	4**
6	GaAs	DC-4	-1,2	-50	28	4**
7	0,5 мкм GaAs	DC-4	-1,3	-50	20	1,3
*	0,5 мкм GaAs	DC-4	-0,8	-37	24	3,74

* Эта работа.

** Площадь примерная, исходя из данных корпуса.

Заключение

Рассмотрен процесс разработки SPDT-коммутатора поглощающего типа на основе 0,5 мкм GaAs-pHEMT-технологии, выполненный в рамках отечественного сервиса MPW. Представленные результаты моделирования показывают соответствие разработанного коммутатора заданным техническим требованиям, такие как низкие вносимые потери, высокая развязка между каналами и хорошее согласование портов.

Сравнение с зарубежными аналогами [4–6] показывает, что разработанный в рамках данной работы SPDT-коммутатор поглощающего типа демонстрирует меньшие вносимые потери в открытом канале в частотном диапазоне DC–4 ГГц и соответствует западным аналогам по параметру $IP_{1дБ}$. Однако по показателю развязки между каналами он незначительно уступает. Следует отметить, что основным приоритетом данной разработки было достижение минимальных вносимых потерь, и задача достижения высокой развязки между каналами не ставилась в рамках технического задания.

Разработка ИС была выполнена при поддержке Минобрнауки России (проект «Молодежные лаборатории», уникальный идентификатор FEWM-2022-0006). Производство интегральной микросхемы было выполнено за счет средств Минобрнауки России в рамках федерального проекта «Подготовка кадров и научного фундамента для электронной промышленности» по государственному заданию на выполнение научно-исследовательской работы «Разработка методики прототипирования электронной компонентной базы на отечественных микроэлектронных производствах на основе сервиса MPW».

Литература

- Inder J.B. Control Components Using Si, GaAs, and GaN-Technologies. – Boston, London: Artech House, 2014. – 325 p.
- Билевич Д.В. Проектирование и синтез драйверов управления для многофункциональных интегральных схем СВЧ-диапазона на основе GaAs-pHEMT-технологии: дис. ... канд. техн. наук [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://postgraduate.tusur.ru/urls/ljq682ou>, свободный (дата обращения: 02.07.2024).

3. Wanum M. Van Generic robust LVCMOS-compatible control logic for GaAs-HEMT switches / M. Van Wanum, G. Van Der Bent, M. Rodenburg, A.P. DeHek // Proceedings of the 1st European Microwave Integrated Circuits Conference, EuMIC 2006. – PP. 83–86.

4. Datasheet HMC849ALP4CE [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc849a.pdf>, свободный (дата обращения: 02.07.2024).

5. Datasheet MASW-011102 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://cdn.macom.com/datasheets/MASW011102.pdf>, свободный (дата обращения: 02.07.2024).

6. Datasheet hmc270a [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [https://www.analog.com/media/](https://www.analog.com/media/en/technical-) en/technical-

documentation/data-sheets/hmc270a.pdf, свободный (дата обращения: 02.07.2024).

7. Техническая документация MP203 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.micran.ru/>, свободный (дата обращения: 02.07.2024).

Помазанов Алексей Владимирович

Мл. н.с. ЛПРИСиСНК ТУСУРа

Эл. почта: aleksei.v.pomazanov@tusur.ru

Коколов Андрей Александрович

Зав. лаб. ЛПРИСиСНК, доцент каф. КСУП ТУСУРа

Эл. почта: andrei.a.kokolov@tusur.ru

А.В. Помазанов, А.А. Коколов

Разработка 6-разрядного дискретного фазовращателя со встроенным драйвером управления для S-диапазона на основе 0,5 мкм GaAs-pHEMT-технологии

Описана разработка электрической схемы и топологии 6-разрядного дискретного фазовращателя со встроенным драйвером управления для S-диапазона на основе 0,5 мкм GaAs-pHEMT-технологии. После проведения электромагнитного моделирования топологии 6-разрядного дискретного фазовращателя были получены следующие параметры: диапазон рабочих частот 2,6–3,6 ГГц; вносимые потери < 5,0 дБ; КСВН по входу/выходу < 1,8/2,0 ед.; шаг регулировки фазы 5,625°; СКО амплитудной ошибки < 0,27 дБ; СКО фазовой ошибки < 1,8°; $IP_{1дБ} > 22$ дБм; размеры кристалла 3,3×2,2 мм².

Ключевые слова: МИС, фазовращатель, pHEMT-технология, вносимый фазовый сдвиг, S-диапазон, GaAs.

Развитие собственных технологий микроэлектроники является важной частью в обеспечении технологической независимости и экономической безопасности государства. Микроэлектроника является основой практически всех высокотехнологичных отраслей, таких как системы связи, медицинская техника, космические исследования и многое другое. В этом контексте особую важность приобретают такие материалы, как полупроводники III–V группы (GaAs или GaN) и кремний, которые позволяют создавать высокоэффективные электронные устройства с уникальными характеристиками.

Арсенид галлия, обладая уникальными свойствами, используется в создании высокочастотных и высокомошных приборов, что делает его незаменимым в разработке современных радиолокационных систем, спутниковой связи и мобильных устройств.

Развитие собственных технологий производства на основе арсенида галлия позволяет создать конкурентоспособные устройства, способные заменить зарубежные аналоги. В условиях глобальной конкуренции и ограничений на поставки зарубежных технологий такой подход становится стратегически важным для поддержания научно-технического суверенитета и лидерства на мировом рынке высоких технологий.

Данная статья посвящена разработке фазовращателя на основе технологии с использованием арсенида галлия в рамках отечественного -апуска.

Фазовращатель (ФВ) представляет собой устройство, предназначенное для изменения фазы сигнала. ФВ является важным устройством приемопередающих модулей (ППМ) активных фазированных антенных решеток (АФАР). АФАР состоит из множества антенных элементов, каждый из которых оснащен собственным передатчиком и приемником. Эти элементы работают синхронно, благодаря чему обеспечивается возможность управления направлением луча путем изменения фаз сигналов на каждом элементе. Электронное управление фазой позволяет динамически менять направление излучения без необходимости физического перемещения антенны, что значительно увеличивает скорость и точность сканирования. Технология АФАР нашла широкое

применение в радиолокационных системах, системах связи и космических технологиях.

При разработке ФВ на основе соединений АЗВ5 можно выделить два типа ФВ: проходные и отражательные [1]. Проходные ФВ позволяют изменять фазу сигнала, пропуская ее через устройство без существенных потерь мощности. Отражательные ФВ изменяют фазу сигнала путем изменения коэффициента отражения от нагрузки. Главным недостатком отражательных ФВ является необходимость использования направленного ответвителя и заметное изменение коэффициента передачи при переключении нагрузок.

По способу управления фазовращатели различают на аналоговые и дискретно-коммутационные. Принцип работы дискретно-коммутационных фазовращателей основан на изменении фазы высокочастотного сигнала путем выбора траектории его прохождения через схему посредством переключения соответствующих ключей.

Дискретно-коммутационные, в свою очередь, бывают на основе переключаемых линий задержек и фильтров (ФНЧ и ФВЧ) [2]. В качестве ключей могут выступать как транзисторы, так и диоды. Главным преимуществом транзисторов перед диодами является высокая скорость переключения и меньшее потребление тока. Для управления транзисторами в устройствах с переменными состояниями, такими как аттенюаторы или фазовращатели, необходимо использовать драйверы управления.

Разработка драйвера управления

Драйвер управления принимает управляющий сигнал на входе (представленный уровнями TTL логики) и формирует соответствующие уровни напряжений на выходе [3]. На рис. 1 представлена схема драйвера управления из [4], но с измененным количеством диодов. Схема, изображенная на рис. 1, содержит инвертор, преобразователь уровня и генератор напряжения [3, 4].

Драйвер управления в данной работе функционирует по следующему алгоритму: при подаче управляющего сигнала на вход (X), равного 0 В, на выходе формируются напряжения (Y^-), равные -3,5 В, и (Y) -0,15 В. В случае если на вход (X) по-

дается управляющий сигнал, равный 5 В, соответственно на выходе формируются напряжения (Y), равные $-0,15$ В, и (\bar{Y}) $-3,5$ В. На рис. 2 представлен график, который иллюстрирует принцип работы драйвера управления, отображая зависимость напряжения от времени на его входе и выходе.

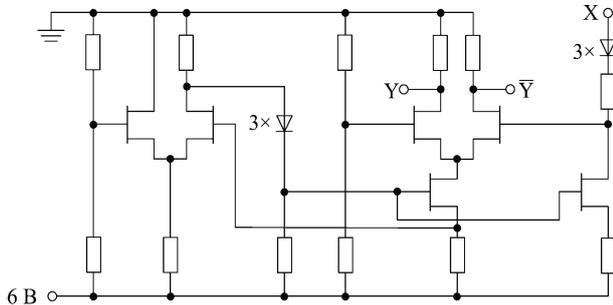


Рис. 1. Схема драйвера управления для одного разряда фазовращателя

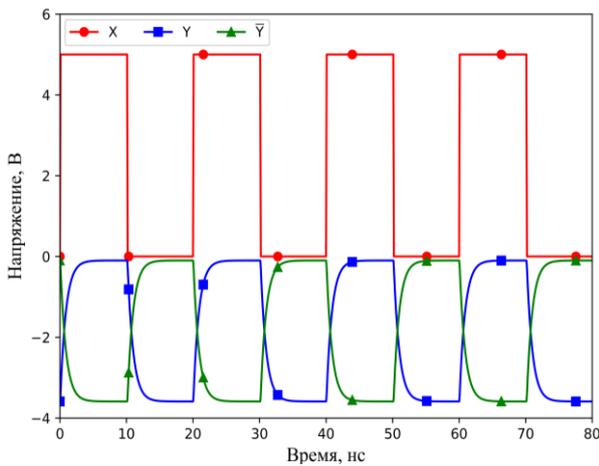


Рис. 2. График, иллюстрирующий основной принцип работы драйвера управления

Обычно фазовращатель (ФВ) состоит из нескольких разрядов, которые обеспечивают необходимый фазовый сдвиг. Например, в данной работе ФВ состоит из 6 разрядов, и для управления каждым из них требуется отдельный драйвер, т.е. всего 6 драйверов управления. Однако использование большого количества драйверов приводит к увеличению потребляемой мощности, что является нежелательным. В связи с этим в современных разработках стремятся создавать драйверы управления, потребляющие лишь несколько миллиампер, что позволяет существенно снизить энергопотребление системы.

Разработка 6-разрядного дискретного фазовращателя

Требования, установленные в рамках технического задания, были следующие: полоса рабочих частот 2,7–3,2 ГГц, допустимые потери не более 6 дБ; коэффициент стоячей волны по напряжению входного/выходного порта не более 1,8; минимальный шаг регулировки фазы 5,625°; среднеквадратичное отклонение амплитудной ошибки не более 0,3 дБ; среднеквадратичное отклонение фазовой

ошибки не более 2,8°; $IP_{1дБ}$ не менее 20 дБм; ток потребления по цепям управления не более 18 мА.

С учетом предъявленных требований было принято решение выбрать схему, состоящую из 6 разрядов, с фазовыми сдвигами 5,625; 11,25; 22,5; 45; 90 и 180°. Эта схема может быть реализована на основе переключаемых фильтров нижних и верхних частот (ФНЧ и ФВЧ). Схемы используемых разрядов ФВ представлены на рис. 3.

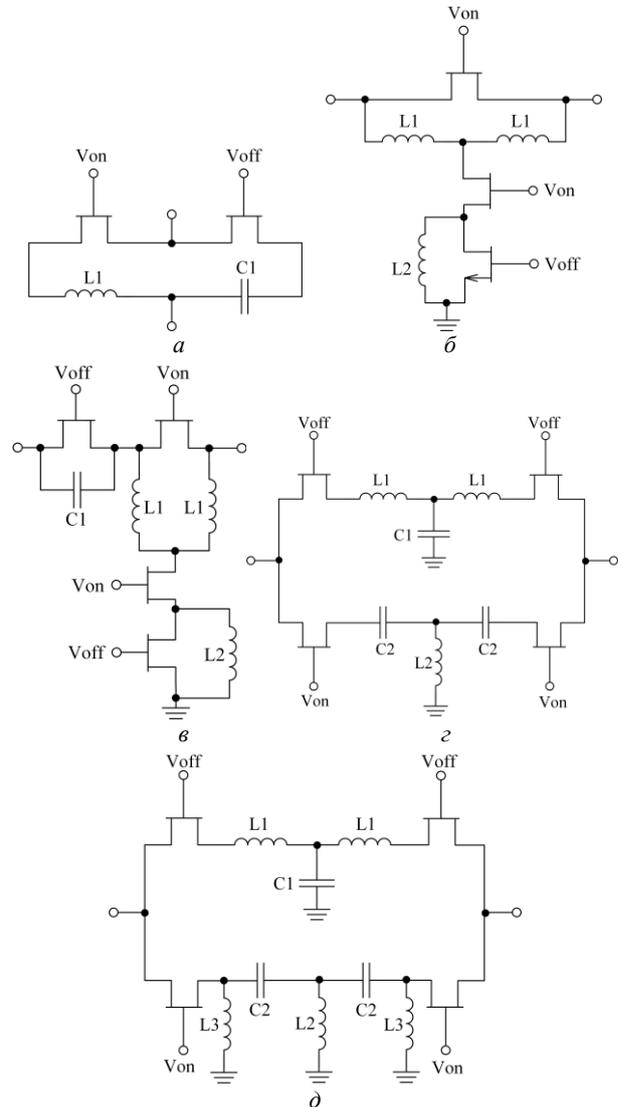


Рис. 3. Схемы разрядов ФВ с фазовым сдвигом: а – 5,625 и 11,25°; б – 22,5°; в – 45°; г – 90°; д – 180°

На основе представленных схем в рамках технологии 0,5 мкм GaAs были разработаны топологии ячеек фазовращателя. Затем, с использованием электромагнитного анализа (АХИЕМ), были рассчитаны основные характеристики разработанных ячеек ФВ, включая вносимые потери, коэффициенты отражения на входе и выходе, а также вносимый фазовый сдвиг. В случае если полученные характеристики для ячейки не соответствовали предъявленным требованиям, топология ячейки подвергалась коррекции, после чего проводился повторный электромагнитный анализ. После завершения расчетов для всех

топологий ячеек с использованием электромагнитного анализа и подтверждения соответствия полученных характеристик предъявляемым требованиям необходимо каскадно соединить данные ячейки. Это соединение должно быть выполнено таким образом, чтобы минимизировать среднее квадратическое отклонение амплитудной и фазовой ошибки, а также снизить вносимые потери и добиться лучшего коэффициента отражения на входе и выходе. Оптимальное расположение ячеек было определено в соответствии с методикой, описанной в [5]. На рис. 4 представлена каскадная схема 6-разрядного дискретного фазовращателя.

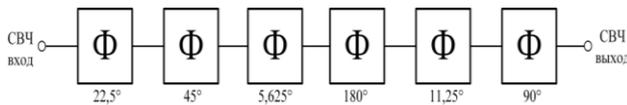


Рис. 4. Каскадная схема 6-разрядного дискретного фазовращателя

Первая топология 6-разрядного дискретного фазовращателя имела размеры $2,1 \times 3,55$ мм². Однако в рамках проекта MPW было принято решение изменить размеры, увеличив их в соответствии с требованиями фабрики для оптимизации компоновки общей пластины и улучшения удобства резки. В результате размеры были скорректированы до $2,2 \times 3,3$ мм².

Финальная топология 6-разрядного дискретного фазовращателя со встроенным драйвером управления, которая была передана для последующего изготовления, представлена на рис. 5.

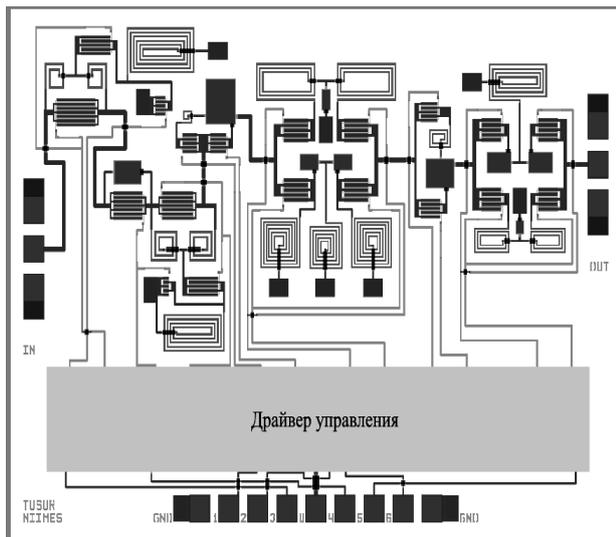


Рис. 5. Топология 6-разрядного дискретного фазовращателя со встроенным драйвером управления (размеры кристалла $2,2 \times 3,3$ мм²)

На рис. 6–11 представлены основные результаты моделирования 6-разрядного дискретного фазовращателя со встроенным драйвером управления. Напряжение управления драйвера 0/5 В, напряжение питания драйвера –6 В. Ток потребления драйвера управления при этом составляет 15,3 мА.

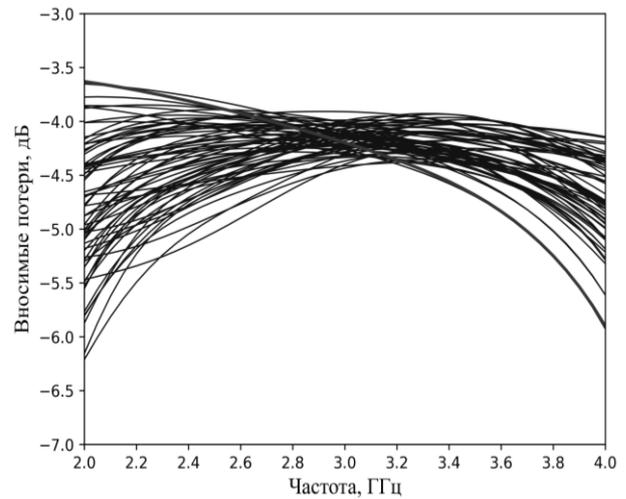


Рис. 6. Вносимые потери 6-разрядного дискретного фазовращателя для 64 состояний

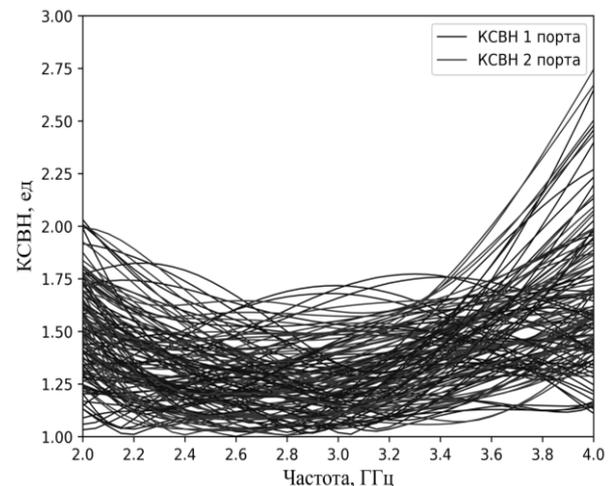


Рис. 7. КСВН по входу и выходу для 64 состояний дискретного фазовращателя

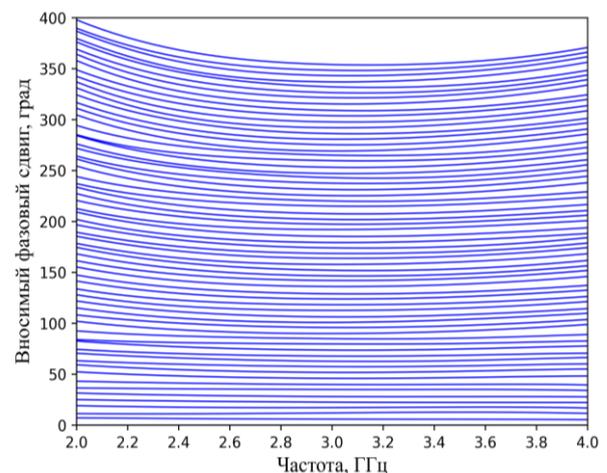


Рис. 8. Вносимый фазовый сдвиг для 64 состояний дискретного фазовращателя

В таблице приведены результаты моделирования 6-разрядного дискретного фазовращателя, разработанного в рамках данной статьи, и сравнение с отечественными аналогами.

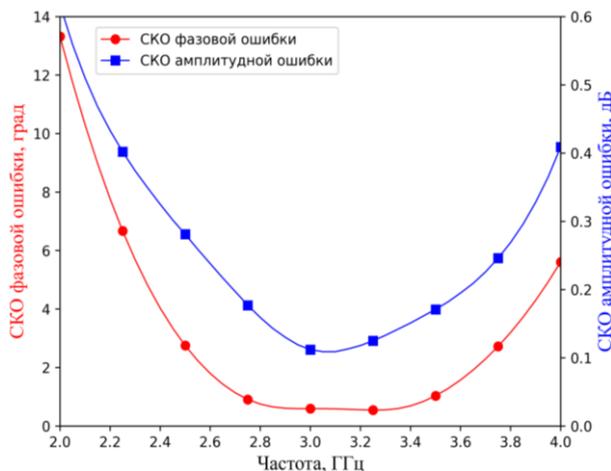


Рис. 9. СКО амплитудной (—■) и фазовой (—●) ошибки

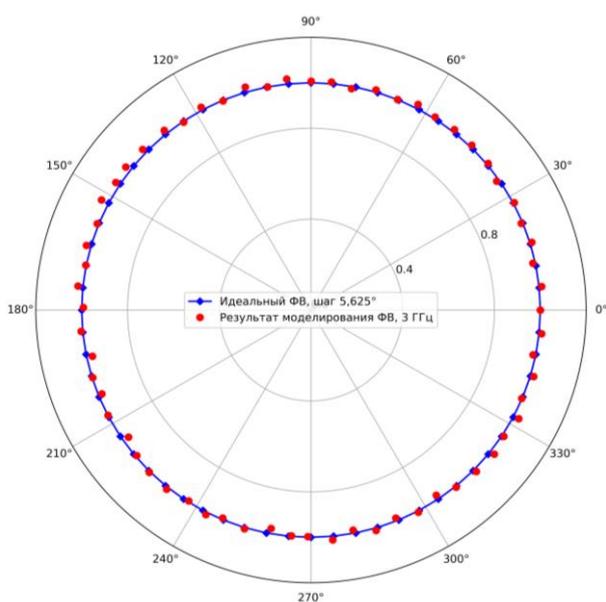


Рис. 10. Сравнение фазового сдвига разработанного 6-разрядного дискретного фазовращателя (—●) с идеальным (—■) на частоте 3 ГГц

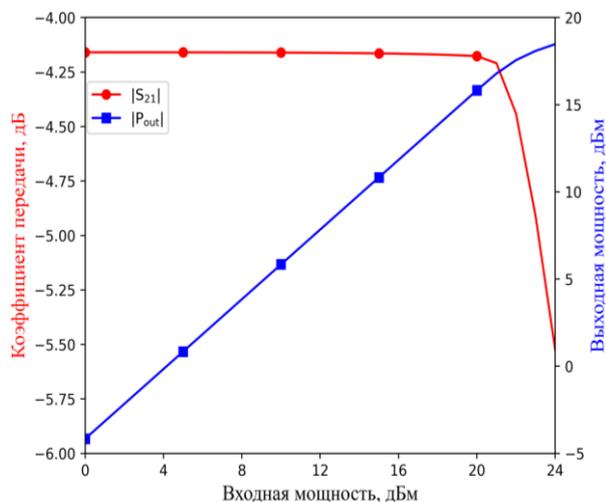


Рис. 11. Зависимость коэффициента передачи от входной мощности (—●) и зависимость выходной мощности от входной мощности (—■) на частоте 3 ГГц

Результаты моделирования и сравнение

	[6]	[7]	[8]	Эта работа
Технология, мкм	0,5	0,18	0,5	0,5
Диапазон частот, ГГц	2,5–4,0	2,5–4,0	3,4–4,0	2,6–3,6
Коэффициент передачи $ S_{21} $, дБ	-8,2	-9,0	-5,5	-5,0
Коэффициент отражения $ S_{11} $, дБ	-13	-11	-9	-11
Коэффициент отражения $ S_{22} $, дБ	-13	-13	-9	-10
$IP_{1дБ}$, дБм	20	20	20	22,0
dA , дБ	0,3	0,35	0,3	0,27
dF , град.	3	3	3,1	1,8
Ток потребления, мА	5	10	5	15,3
S , мм ²	5,3	5,3	5,3	7,3

Заключение

В данной работе описан процесс разработки 6-разрядного дискретного фазовращателя со встроенным драйвером управления на основе 0,5 мкм GaAs-pHEMT-технологии, выполненный в рамках отечественного сервиса MPW. Представленные результаты моделирования показывают соответствие разработанного фазовращателя заданным техническим требованиям, такие как низкие вносимые потери, хорошее согласование портов и низкие значения СКО амплитудной и фазовой ошибки.

Сравнение с отечественными аналогами [6–8] показывает, что разработанный в рамках данной работы 6-разрядный фазовращатель характеризуется меньшими вносимыми потерями и сопоставим с аналогами по параметрам $IP_{1дБ}$, коэффициентам отражения по входу/выходу, СКО амплитудной и фазовой ошибки. Однако по занимаемой площади и току потребления незначительно уступает.

Разработка ИС была выполнена при поддержке Минобрнауки России (проект «Молодежные лаборатории», уникальный идентификатор FEWM-2022-0006).

Производство интегральной микросхемы было выполнено за счет средств Минобрнауки России в рамках федерального проекта «Подготовка кадров и научного фундамента для электронной промышленности» по государственному заданию на выполнение научно-исследовательской работы «Разработка методики прототипирования электронной компонентной базы на отечественных микроэлектронных производствах на основе сервиса MPW».

Литература

1. Кондратенко А.В. Эффективный подход к разработке GaAs-монокристаллических интегральных схем дискретных фазовращателей с использованием по AWR Design Environment // AWR Design Forum 2017 г.
2. Inder J.B. Control Components Using Si, GaAs, and GaN-Technologies. – Boston, London: Artech House, 2014. – 325 p.
3. Билевич Д.В. Проектирование и синтез драйверов управления для многофункциональных интегральных схем СВЧ-диапазона на основе GaAs-pHEMT-технологии: дисс. ... канд. техн. наук. – Томск: ТУСУР, 2023 г. – 136 с. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://postgra>

duate.tusur.ru/urls/ljq682oy, свободный (дата обращения: 02.07.2024).

4. Wanum M. Van. Generic robust LVCMOS-compatible control logic for GaAs HEMT switches / M. Van Wanum, G. Van Der Bent, M. Rodenburg, A.P. DeHek // Proceedings of the 1st European Microwave Integrated Circuits Conference, EuMIC–2006. – Manchester, UK, 2006. – PP. 83–86.

5. Помазанов А.В. Методика проектирования дискретных управляемых фазовращателей в САПР Pathwave ADS / А.В. Помазанов, А.А. Коколов // Технологии и методики Keysight Pathwave Design в проектировании и преподавании: матер. Всерос. конф. 2–3 февраля 2022 г. – Томск: ТУСУР, 2022. – С. 41–45.

6. Техническая документация MP310D [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.micran.ru/>, свободный (дата обращения: 22.08.2024).

7. Техническая документация AP306D [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://avk-design.org/projects>, свободный (дата обращения: 22.08.2024).

8. Техническая документация MP312D [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.micran.ru/>, свободный (дата обращения: 22.08.2024).

Помазанов Алексей Владимирович

Мл. н.с. ЛПРИСиСНК ТУСУРа

Эл. почта: aleksei.v.pomazanov@tusur.ru

Коколов Андрей Александрович

Зав. лаб. ЛПРИСиСНК, доцент каф. КСУП ТУСУРа

Эл. почта: andrei.a.kokolov@tusur.ru

А.В. Помазанов, А.А. Кокотов

Разработка 6-битного фазовращателя S-диапазона на основе 180 нм КМОП-технологии

Рассматривается разработка электрической схемы и топологии 6-битного фазовращателя для S-диапазона на основе 180 нм КМОП-технологии. В результате электромагнитного моделирования топологии 6-битного фазовращателя были получены следующие характеристики: диапазон рабочих частот 2,7–3,2 ГГц; вносимые потери < 8,0 дБ; КСВН по входу/выходу < 2,5/2,0 ед.; минимальный шаг регулировки фазы 5,625°; СКО амплитудной ошибки < 0,33 дБ; СКО фазовой ошибки < 1,4°; $IP_{1дБ} > 10$ дБм; размеры кристалла 2,84×1,38 мм².

Ключевые слова: КМОП-технология, фазовращатель, вносимые потери, КСВН, фазовый сдвиг.

В последние годы развитие микроэлектронных технологий становится одним из приоритетных направлений для многих стран, стремящихся к обеспечению технологической независимости и устойчивого экономического роста. Это особенно актуально в условиях усиливающейся конкуренции на международной арене, где доступ к передовым полупроводниковым технологиям нередко ограничен геополитическими соображениями. Для России, как и для многих других стран, создание собственных производственных мощностей в области микроэлектроники является не просто вопросом экономической выгоды, но и стратегически важным шагом, обеспечивающим независимость от западных стран.

Одним из важных направлений развития микроэлектроники является создание собственной СВЧ-элементной компонентной базы. Особое значение приобретают разработки на основе КМОП, которая обладает рядом преимуществ по сравнению с традиционными материалами, такими как нитрид галлия (GaN) и арсенид галлия (GaAs).

Технология на основе КМОП, хотя и обладает относительно высоким сопротивлением и низкой теплопроводностью, предоставляет множество преимуществ. Среди них можно выделить низкую стоимость производства, высокий уровень интеграции, энергоэффективность и широкую применяемость в различных областях микроэлектроники. Она также позволяет создавать многофункциональные интегральные схемы, что делает ее привлекательной для применения в широком спектре задач, включая устройства СВЧ-диапазона. В то время как GaN и GaAs демонстрируют превосходные характеристики по мощности, коэффициенту шума и рабочим частотам, их применение зачастую ограничивается высокими требованиями к производственным процессам и стоимости конечных продуктов. GaN и GaAs идеально подходят для высокочастотных и мощных приложений, но КМОП-технологии остаются более экономически выгодными и универсальными для массового производства.

Данная статья посвящена разработке фазовращателя на основе КМОП-технологии в рамках отечественного МРВ запуска.

Фазовращатель (ФВ) представляет собой устройство, предназначенное для изменения фазы

сигнала. ФВ является важным устройством приемопередающих модулей (ППМ) активных фазированных антенных решеток (АФАР). АФАР состоит из множества антенных элементов, каждый из которых оснащен собственным передатчиком и приемником [1]. Эти элементы работают синхронно, благодаря чему обеспечивается возможность управления направлением луча путем изменения фаз сигналов на каждом элементе. Электронное управление фазой позволяет динамически менять направление излучения без необходимости физического перемещения антенны, что значительно увеличивает скорость и точность сканирования. Технология АФАР нашла широкое применение в радиолокационных системах, системах связи и космических технологиях.

При разработке с использованием кремниевых технологий наиболее часто используются два типа ФВ: 1) управляемые фазовращатели на основе фазосдвигающих звеньев ФВЧ и ФНЧ; 2) векторные фазовращатели [2]. Каждый тип обладает своими преимуществами и недостатками. Преимуществами фазовращателей, основанных на фазосдвигающих звеньях, являются простота конструкции, широкий динамический диапазон и низкое энергопотребление. К недостаткам можно отнести: ограниченную полосу рабочих частот, вносимые потери, чувствительность к изменениям параметров окружающей среды, таких как температура или напряжение питания, что может привести к нестабильности фазового сдвига. Достоинствами ФВ на основе векторного типа являются широкая полоса рабочих частот, возможность точной и гибкой регулировки фазы, более высокая стабильность фазового сдвига, меньшее влияние внешних факторов. К недостаткам можно отнести: более сложную конструкцию и схемотехнику, повышенное энергопотребление, требует более сложного управления.

В данной работе выбор в пользу управляемых фазовращателей на основе фазосдвигающих звеньев (ФВЧ и ФНЧ) обусловлен рядом ключевых преимуществ. Прежде всего они отличаются относительно простой конструкцией, что упрощает разработку и производство, снижая затраты на проектирование, и уменьшает риск возникновения ошибок при реализации схемы. Кроме того, данные фазовращатели характеризуются низким энергопотреблением, что

особенно важно для некоторых применений. Также важным фактором является широкий динамический диапазон, который позволяет использовать такие фазовращатели в различных условиях и приложениях, требующих устойчивой работы на разных уровнях сигнала.

Разработка 6-битного фазовращателя

Требования, установленные в рамках технического задания, были следующие: полоса рабочих частот 2,7–3,2 ГГц, допустимые потери не более 9 дБ; коэффициент стоячей волны по напряжению входного/выходного порта не более 2,0; минимальный шаг регулировки фазы 5,625°; среднеквадратичное отклонение амплитудной ошибки не более 0,4 дБ; среднеквадратичное отклонение фазовой ошибки не более 2,8°; $IP_{1дБ}$ не менее 10 дБм.

С учетом предъявленных требований было принято решение выбрать схему, состоящую из 6 разрядов, с фазовыми сдвигами 5,625; 11,25; 22,5; 45; 90 и 180°. Эта схема может быть реализована на основе переключаемых фильтров нижних и верхних частот (ФНЧ и ФВЧ). В качестве ключей могут использоваться nMOS-транзисторы. Схемы используемых разрядов ФВ представлены на рис. 1.

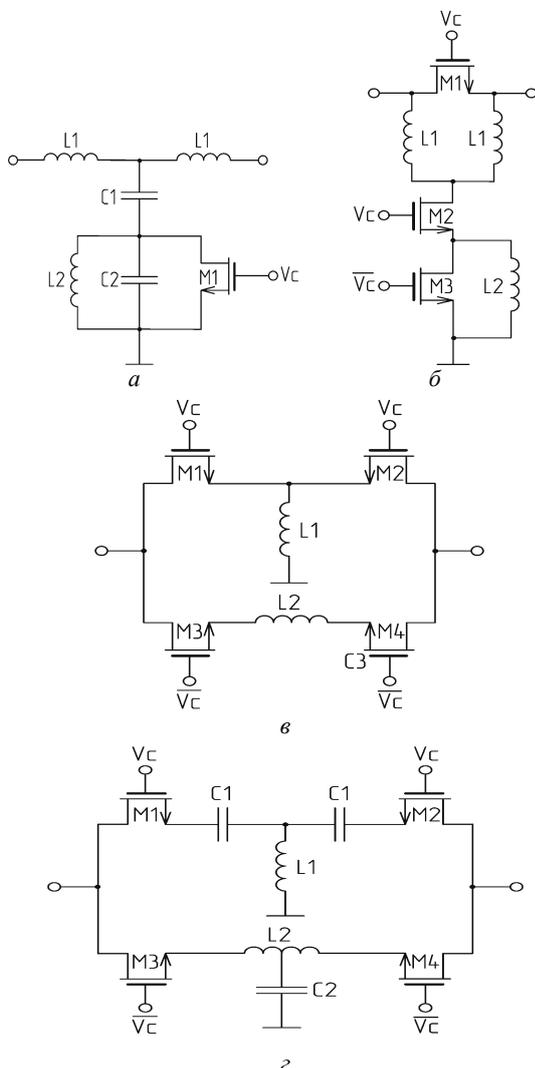


Рис. 1 (начало)

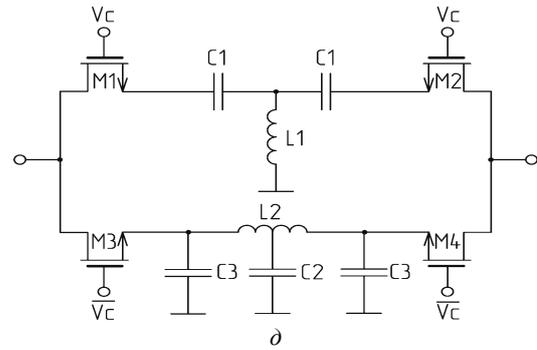


Рис. 1 (окончание). Схемы разрядов ФВ с фазовым сдвигом: а – 5,625° и 11,25°; б – 22,5°; в – 45°; з – 90°; д – 180°

В стандартной библиотеке КМОП 180 нм отсутствуют модели для катушек индуктивностей, поэтому приходилось самостоятельно настраивать стек для электромагнитного анализа и на его основе проектировать топологии для интегральных катушек индуктивностей.

На основе предложенных схем, разработанных в рамках технологии 180 нм КМОП, были созданы топологии ячеек фазовращателя. После этого требовалось каскадное соединение данных ячеек. Соединение должно быть выполнено таким образом, чтобы минимизировать среднеквадратичное отклонение амплитудных и фазовых ошибок, а также уменьшить вносимые потери и улучшить коэффициент отражения на входе и выходе. Оптимальная конфигурация ячеек была определена с использованием методики, описанной в [3]. На рис. 2 представлена каскадная схема 6-битного фазовращателя.

Финальная топология 6-битного фазовращателя, которая была передана для последующего изготовления, представлена на рис. 3.

Управление 6-битным ФВ может осуществляться двумя способами: 1) управляющее напряжение 0 или 1,8 В подается напрямую на контактные площадки (Q3-Q6, nQ0-nQ6); 2) управляющее напряжение 0 или 1,8 В подается на контактные площадки инверторов (D0-D6, VDD). Использование инверторов позволяет сократить количество используемых источников питания и облегчает измерения с помощью зондовой станции.

На рис. 4–9 представлены основные результаты моделирования 6-битного фазовращателя. Напряжение управления (D0–D6) 0/1,8 В, напряжение питания инверторов (VDD) 1,8 В.

В таблице приведены результаты моделирования 6-битного фазовращателя, разработанного в рамках данной статьи, и сравнение с представленными аналогами, разработанными на зарубежной технологии.

Заключение

В данной работе рассмотрен процесс разработки схемы и топологии 6-битного фазовращателя на основе 180 нм КМОП-технологии, выполненный в рамках отечественного сервиса MPW. Представленные результаты моделирования показывают соответствие разработанного фазовращателя заданным техническим требованиям, такие как низкие вносимые потери, хорошее согласование портов и низкие значения СКО амплитудной и фазовой ошибки.

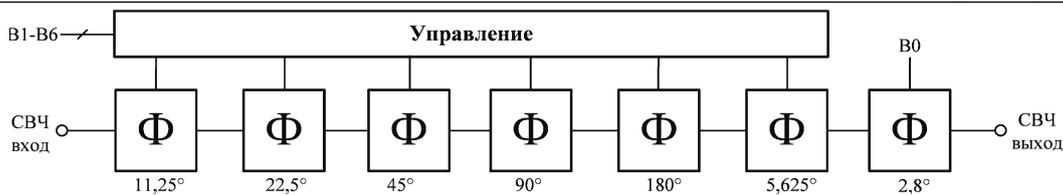


Рис. 2. Каскадная схема 6-битного фазовращателя

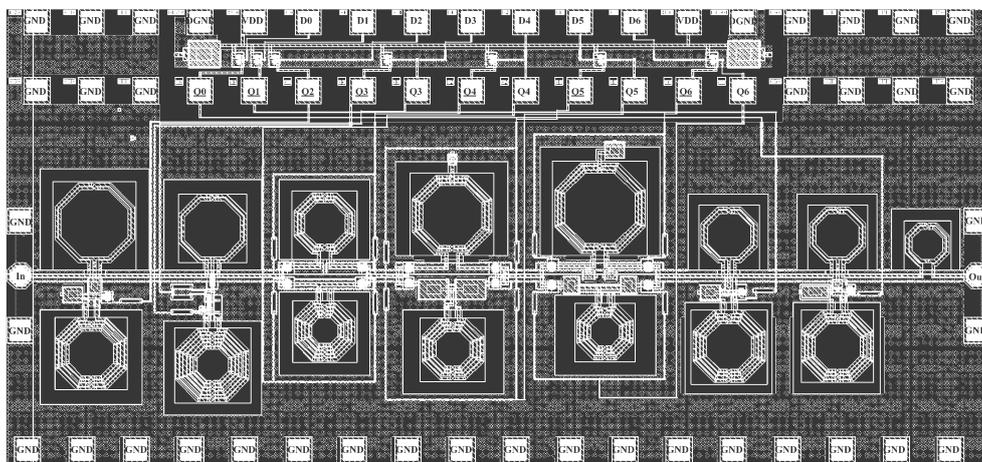


Рис. 3. Топология 6-битного дискретного фазовращателя (размеры кристалла 2,84×1,38 мм²)

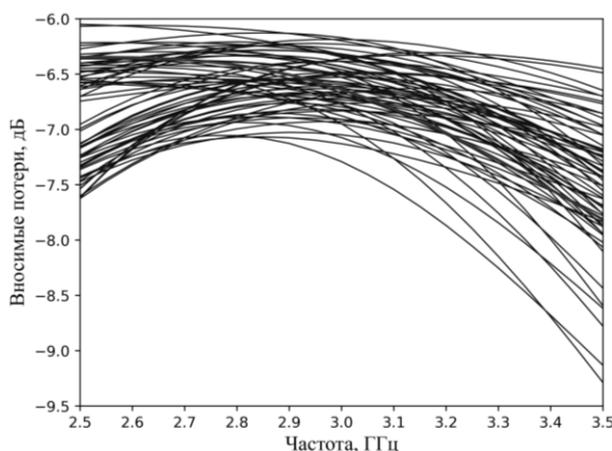


Рис. 4. Вносимые потери 6-битного фазовращателя для 64 состояний

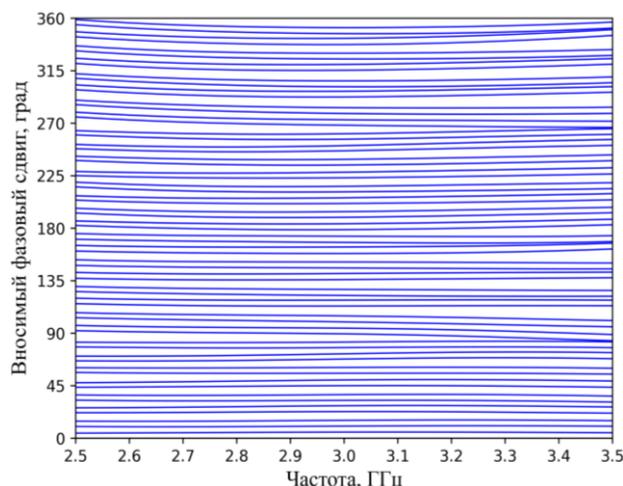


Рис. 6. Вносимый фазовый сдвиг для всех состояний фазовращателя

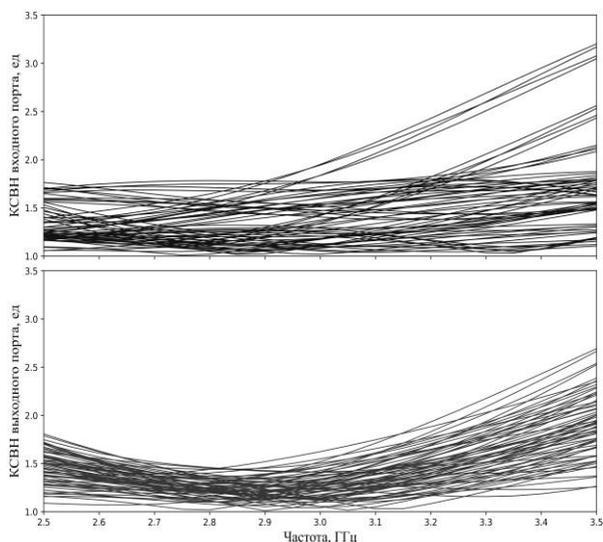


Рис. 5. КСВН для всех состояний фазовращателя: по входу и выходу

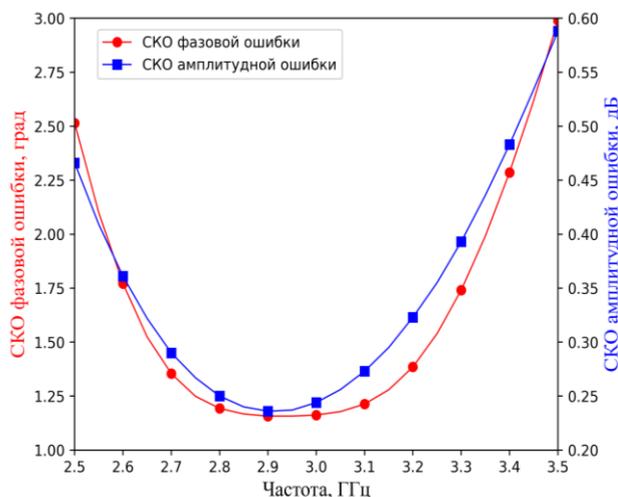


Рис. 7. Среднеквадратичное отклонение амплитудной (—■—) и фазовой (—●—) ошибки 6-битного фазовращателя

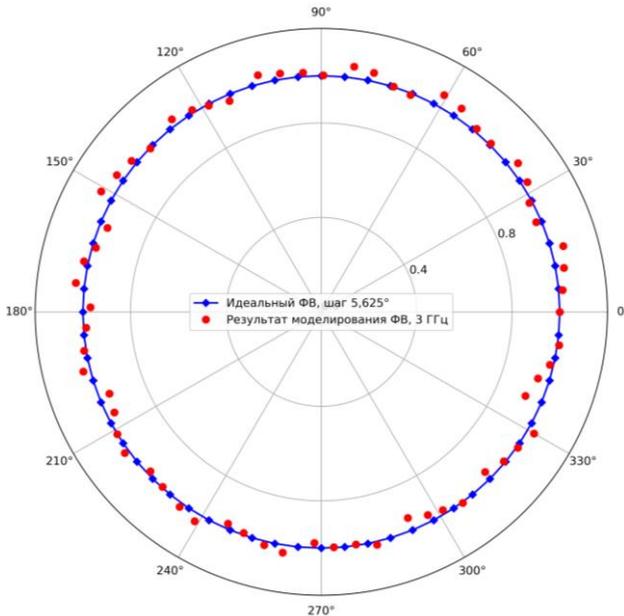


Рис. 8. Сравнение фазового сдвига идеального (—■) и разработанного (—●) 6-битного фазовращателя на частоте 3 ГГц

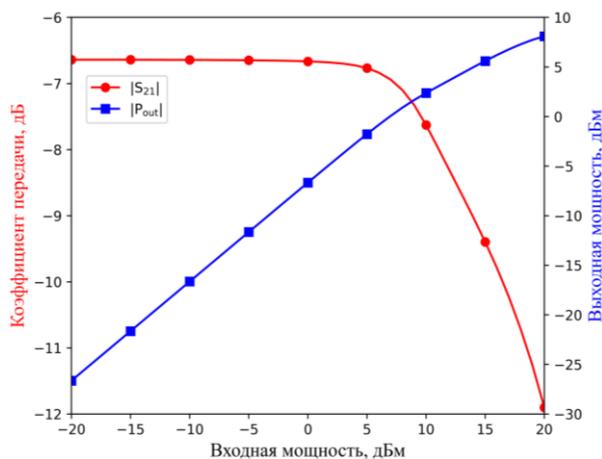


Рис. 9. Зависимость $|S_{21}|$ (коэффициента передачи) от входной мощности (—●) и зависимость P_{out} (выходной мощности) от входной мощности (—■) на частоте 3 ГГц

Сравнение с аналогичными решениями [4, 5] показывает, что разработанный в рамках этой работы 6-битный фазовращатель имеет меньшие потери и лучшее значение среднеквадратичной фазовой ошибки. При этом он соответствует аналогам по параметру IP_{1dB} и коэффициентам отражения по входу/выходу.

Разработка ИС была выполнена при поддержке Минобрнауки России (проект «Молодежные лаборатории», уникальный идентификатор FEWM-2022-0006).

Результаты сравнения и моделирование

	[4]	[5]	Эта работа
Технология, нм	180	180	180
Тип ФВ	Векторный	Коммутируемый	Коммутируемый
Диапазон частот, ГГц	2,2–3,2	2,5–3,2	2,7–3,2
$ S_{21} $, дБ	-12,8	-2,5*	-8,0
$ S_{11} $, дБ	-7,5	-8	-7,6
$ S_{22} $, дБ	-10	-8	-10
IP_{1dB} , дБм	4	12	10,0
dA, дБ	–	–	0,32
dF, град.	4,5	2	1,4
P_{dc} , мВт	95,4	60	5
S_z , мм ²	6,04	4,16	3,92

*Используется усилитель для компенсации потерь

Производство интегральной микросхемы было выполнено за счет средств Минобрнауки России в рамках федерального проекта «Подготовка кадров и научного фундамента для электронной промышленности» по государственному заданию на выполнение научно-исследовательской работы «Разработка методики прототипирования электронной компонентной базы на отечественных микроэлектронных производствах на основе сервиса MPW».

Литература

1. Гостюхин В.Л. Активные фазированные антенные решетки / В.Л. Гостюхин, В.Н. Трусов, А.В. Гостюхин. – М.: Радиотехника, 2011.
2. Inder J.B. Control Components Using Si, GaAs, and GaN-Technologies. – Boston, London: Artech House, 2014. – 325 p.
3. Помазанов А.В. Методика проектирования дискретных управляемых фазовращателей в САПР Pathwave ADS / А.В. Помазанов, А.А. Коколов // Технологии и методики Keysight Pathwave Design в проектировании и преподавании: матер. Всерос. конф. 2–3 февраля 2022 г. – Томск: ТУСУР, 2022. – С. 41–45.
4. Balashov E.V. A Fully Integrated 6-bit Vector-Sum Phase Shifter in 0.18 um CMOS // 2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Omsk, 2015. – PP. 1–5.
5. Masoud Meghdad. A 6-Bit CMOS Phase Shifter for S-Band // IEEE. Transactions on microwave theory and techniques. – December 2010. – Vol. 58, No. 12. – PP. 3519–3526.

Помазанов Алексей Владимирович

Мл. н.с. ЛПРИСиСНК ТУСУРа

Эл. почта: aleksei.v.pomazanov@tusur.ru

Коколов Андрей Александрович

Зав. лаб. ЛПРИСиСНК, доцент каф. КСУП ТУСУРа

Эл. почта: andrei.a.kokolov@tusur.ru

А.С. Коряковцев, А.А. Коколов, Л.И. Бабак

GaAs-трансимпедансный усилитель для оптических систем связи до 5 Гбит/с

Описаны результаты проектирования принципиальной электрической схемы и топологии однокаскадного трансимпедансного усилителя (ТИУ) диапазона частот DC-5,5 ГГц для систем оптической связи до 5 Гбит/с на основе 0,5 мкм GaAs-pHEMT-технологии. По результатам проведённого электромагнитного моделирования ТИУ обладает следующими характеристиками: рабочая полоса частот DC-5,5 ГГц, коэффициент трансимпедансного усиления равен 55 дБ×Ом, КСВН по входу/выходу не более 2, групповое время задержки в полосе пропускания ±15 пс, шумовой ток на входе усилителя 21 пА/√(Гц), амплитуда выходного сигнала 800 мВ, напряжение питания ±3,3 В при токе потребления 63 мА. Общая площадь топологии кристалла равна 1,3×1,2 мм².

Ключевые слова: МИС, трансимпедансный усилитель, pHEMT, ТИУ, шумовой ток, КСВН, коэффициент усиления, ГВЗ, глазковая диаграмма, скорость передачи.

Оптоэлектроника является стратегически важным направлением развития микроэлектроники в России. Интегральные схемы (ИС) усилителей трансимпеданса является неотъемлемой частью электронной компонентной базы (ЭКБ) оптоэлектроники. Исследования в данной области и в целом работа направлены на развитие и интенсификацию импортозамещения в стране, что, в свою очередь, ведёт к сохранению суверенитета технологий и их безопасности.

При этом основной актуальной задачей является разработка отечественной ЭКБ МИС усилителей трансимпеданса, имеющих параметры, сравнимые или превосходящие параметры зарубежных аналогов.

В наиболее общем представлении ТИУ является преобразователем выходного тока фотодиода в напряжение. Устройство усиливает сигнал до необходимого уровня, пригодного для дальнейшей обработки.

Так как ТИУ используется в оптических цифровых системах приёма информации, к устройству предъявляются жёсткие требования к усилению, групповой задержке, входному шумовому току, размерам, току потребления. Зачастую проектирование сводится к поиску компромисса между параметрами, что является достаточно нетривиальной задачей.

Настоящая работа посвящена проектированию МИС ТИУ с двуполярным питанием на технологии 0,5 мкм GaAs-pHEMT (АО «Светлана-Рост») для систем оптической связи со скоростями передачи данных до 5 Гбит/с.

Разработка электрической схемы и топологии ТИУ

На рис. 1 изображена электрическая схема разработанного ТИУ с использованием нормально открытых транзисторов с проектной нормой 0,5 мкм.

Схема состоит из трех частей: ядра усилителя с параллельной обратной связью (собиран на транзисторе VT1 с общим истоком), истокового повторителя (собиран на транзисторах VT2 и VT3) и выходного буферного каскада (собиран на транзисторе VT4 с общим истоком).

Истоковый повторитель отделяет контур параллельной обратной связи от большой входной емко-

сти выходного буфера, что уменьшает влияние емкостной нагрузки на предыдущие каскады [1].

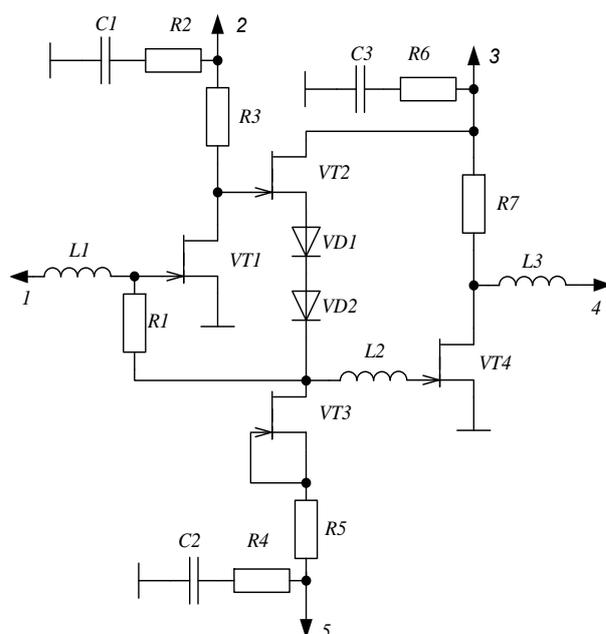


Рис. 1. Электрическая схема ТИУ, выполненного по 0,5 мкм GaAs-pHEMT-технологии

Буферный каскад позволяет обеспечить согласование с 50 Ом нагрузкой и увеличить выходную мощность.

Индуктивности L1, L2, L3 обеспечивают коррекцию АЧХ на верхних частотах. Резистор R5 ограничивает ток, а также задаёт рабочую точку транзисторов VT1 и VT4. Резисторы R5 и R7 также ограничивают ток, протекающий через транзисторы VT1 и VT4. Последовательные цепочки C1 и R2, C2 и R4, C3 и R6 являются фильтрующими в цепях питания. Диоды VD1, VD2 и транзистор VT3 в диодном включении обеспечивают необходимое падение напряжения в цепи истокового повторителя так, чтобы на затворах транзисторов VT1 и VT4 обеспечивалось необходимое отрицательное напряжение смещения. Также, по необходимости, изменяя напряжение в цепи «5», можно управлять амплитудой выходного сигнала.

В качестве основных активных элементов были выбраны рНЕМТ-транзисторы с размерами 4×50 мкм в первом каскаде и истоковом повторителе. В буферном каскаде размеры транзистора были увеличены до значения 6×45 мкм для обеспечения большей выходной мощности.

Назначение контактных площадок следующее: 1 – СВЧ-вход; 2, 3 – контактные площадки для подачи питания ($+3,3$ В); 4 – СВЧ-выход; 6 – земля; 5 – контактные площадки для подачи питания ($-3,3$ В).

На рис. 2 изображена топология кристалла ТИУ, размеры топологии кристалла ТИУ $1,3 \times 1,2$ мм².

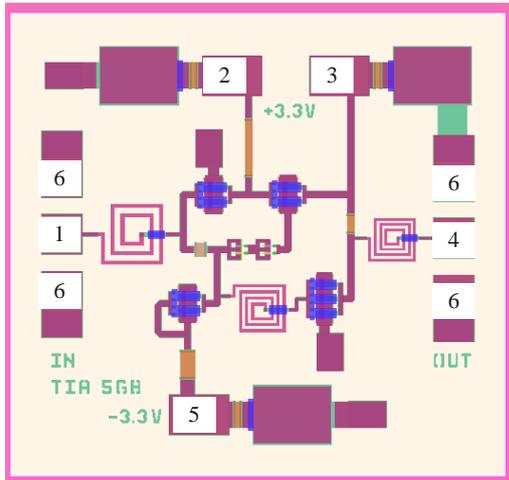


Рис. 2. Топология кристалла ТИУ, выполненного по $0,5$ мкм GaAs-рНЕМТ-технологии ($1,3 \times 1,2$ мм²)

Результаты моделирования ТИУ

В данном разделе представлены результаты моделирования ключевых характеристики ТИУ по результатам электромагнитного анализа топологической структуры, а именно: коэффициент трансимпедансного усиления (рис. 3), КСВН (рис. 4), групповое время задержки (ГВЗ) (рис. 5), шумовой ток (рис. 6), глазковая диаграмма (рис. 7).

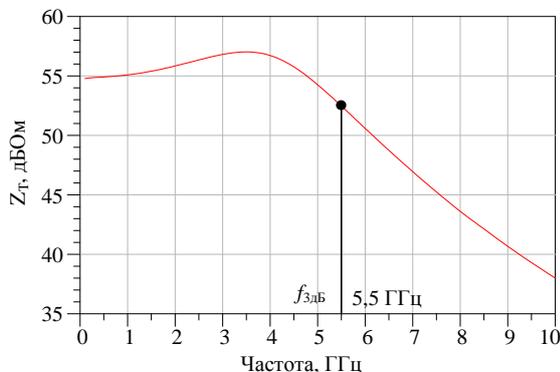


Рис. 3. Частотная зависимость Z_T ТИУ

Коэффициент трансимпедансного усиления Z_T находится из S -параметров по следующему выражению [1] и имеет размерность дБ·Ом:

$$Z_T = \frac{50S_{21}}{1 - S_{11}}. \quad (1)$$

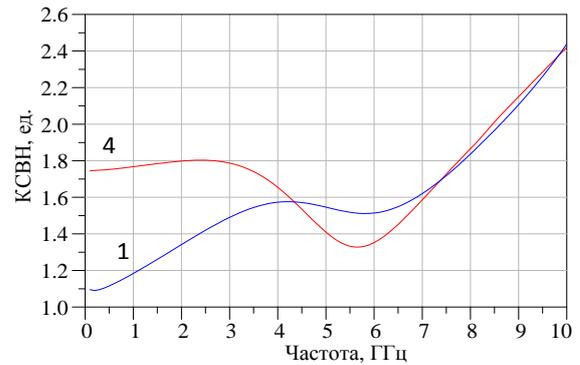


Рис. 4. Частотная зависимость КСВН по входу/выходу ТИУ

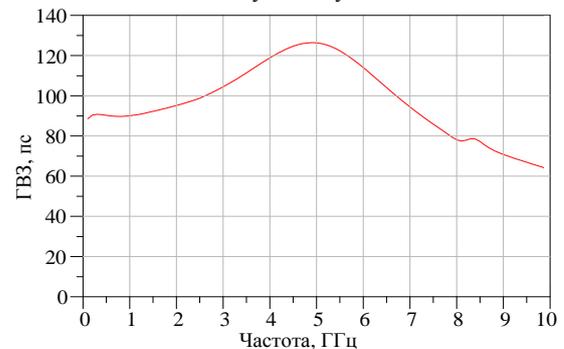


Рис. 5. Частотная зависимость ГВЗ ТИУ

Как можно заметить, полоса пропускания составила $5,5$ ГГц при $Z_T = 55$ дБ·Ом. ТИУ достаточно хорошо согласован по входу и выходу на нагрузку 50 Ом и имеет достаточно ровную характеристику ГВЗ $= \pm 15$ пс с небольшим подъёмом на верхних частотах.

На рис. 6 представлена частотная зависимость шумового тока на входе $I_{n,in}$ ТИУ в логарифмическом масштабе в шумовой полосе $df = 1$ Гц при температуре $T_0 = 298$ К. Шумовой ток рассчитывается по следующему выражению [1,2]:

$$\left| i_{n,in}^2 \right| = 4kT_0 df \operatorname{Re}(Y_S) \left[F_{\min} + \frac{R_n}{\operatorname{Re}(Y_S)} |Y_S - Y_{\text{opt}}|^2 \right], \quad (2)$$

где Y_S – реальная часть проводимости источника, F_{\min} – минимальный коэффициент КШ_{мин}, df – шумовая полоса частот, T_0 – температура в К, R_n – шумовое сопротивление. Для нашего случая $df = 1$ Гц, $T_0 = 298$ К.

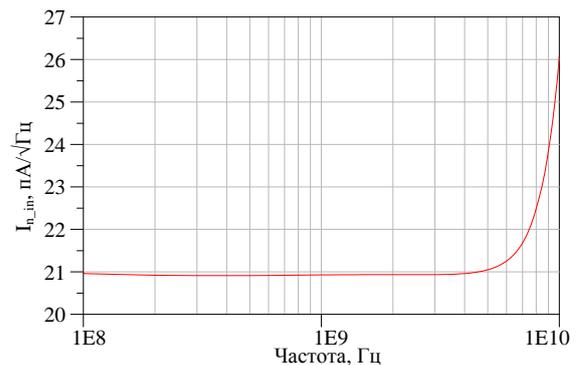


Рис. 6. Частотная зависимость шумового тока на входе $I_{n,in}$ ТИУ

Глазковая диаграмма представлена на рис. 7. На вход ТИУ подавалась всевслучайная битовая последовательность (ПСЦ) с частотой 5 Гбит/с. При этом видим достаточно качественный цифровой сигнал на выходе при амплитуде импульса 800 мВ.

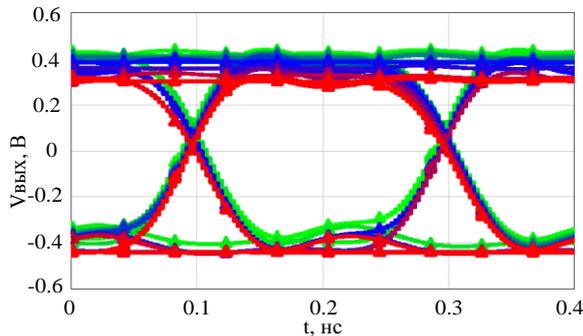


Рис. 7. Глазковая диаграмма для 5 Гбит/с (ПСЦ)

Основные результаты разработки трансимпедансного усилителя, выполненного по 0,5 мкм GaAs-pHEMT-технологии, представлены в табл. 1.

Таблица 1
Результаты моделирования GaAs ТИУ

Параметр	Описание	Результаты моделирования
Диапазон рабочих частот, ГГц	Полоса частот по уровню 3 дБ (по Z _T)	DC-5,5
КСВН, ед.	КСВН по входу/выходу	< 1,8
Z _T , дБΩ	Трансимпеданс	55–52
V _{вых} , мВ	Амплитуда выходного сигнала	800
ГВЗ, пс	Групповое время задержки в полосе пропускания	±15
I _{ш.ин} , пА/√(Гц)	Шумовой ток на входе	21
C, Гбит	Битовая скорость	5 (ПСЦ)
V _{DC} , В	Напряжение питания	±3,3
I _{DC} , мА	Ток потребления от источника питания	63
P _{DC} , мВт	Потребляемая мощность	208
S, мм ²	Площадь чипа	1,3×1,2

Заключение

Основной акцент в текущей работе был сделан на проектировании трансимпедансного усилителя диапазона частот DC-5,5 ГГц на базе отечественной 0,5 мкм GaAs-pHEMT-технологии.

В табл. 2 представлено сравнение с зарубежными аналогами характеристик разработанного ТИУ на кристалле.

Учитывая ранние публикации и тот факт, что подобным вопросом разработки ТИУ на отечественной технологии 0,5 мкм GaAs (АО «Светлана-Рост») до авторов никто не занимался, это является уникальным исследованием, а полученные результаты моделирования находятся на уровне зарубежных аналогов.

Следует отметить, проектирование выполнялось в рамках развития отечественного сервиса MPW и электронной компонентной базы.

Таблица 2
Сравнение результатов моделирования GaAs ТИУ с аналогами

№	Технология	Δf, ГГц	C, Гбит/с	BER	Z _T , дБΩ	V _{вых} , мВ	I _{ш.ин} , пА/√(Гц)	P _{пот} , мВт	V _{питр} , В	S, кв. мм
[3]	0,1 мкм GaAs-pHEMT	2–38	–	–	63	600	–	–	8	2,4
[4]	0,15 мкм GaAs-pHEMT	4,6	–	–	40	–	4,1	–	–	4
[5]	GaAs-pHEMT	1,6	–	–	63, 5	–	5	539	7	–
[6]	GaAs-pHEMT	2,5	2,5	–	75	40	1,8	–	3,3	0,76
[7]	0,5 мкм GaAs-pHEMT	2,7	2,5	–	67	–	9	–	–	–
Текущая работа	0,5 мкм GaAs-pHEMT	5,5	5	–	55	800	21	208	3,3	1,56

Работа выполнялась в рамках государственного задания при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (уникальный идентификатор FEWM-2023-0014).

Производство интегральных микросхем было выполнено за счет средств Минобрнауки России в рамках федерального проекта «Подготовка кадров и научного фундамента для электронной промышленности» по гос. заданию на выполнение научно-исследовательской работы «Разработка методики прототипирования электронной компонентной базы на отечественных микроэлектронных производствах на основе сервиса MPW (FSMR-2023-0008)». Разработка комплекта ИС трансимпедансных усилителей на основе отечественной 90-нм КМОП-технологии для высокоскоростных оптических линий связи до 25 гбит/с.

Литература

- Gao J. Optoelectronic integrated circuit design and device modeling. – Beijing: Higher Education Press, 2011. – 292 p.
- Черкашин М.В. Расчет шумового тока СВЧ-оптического приемника на базе стандартных параметров трансимпедансного усилителя как четырехполюсника / М.В. Черкашин, Л.И. Бабак // Матер. МНПК «Электронные средства и системы управления» ТУСУР. – Томск: В-Спектр, ТУСУР, 2023. – Т. 1. – С. 37–40.
- Guillermo Silva Valdecasa. A 2-38 GHz Linear GaAs-pHEMT TIA for a Quasi-Coherent Optical Receiver / Guillermo Silva Valdecasa, Jesper Bevenssee Jensen, Morten Didriksen, Tom K. Johansen // 2019 14th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC). – 2019. – PP. 160–163.
- Charles Edoua Kacou. Design of a low noise TIA between 4.4 and 5 GHz for RoF applications on a GaAs-pHEMT-technology / Charles Edoua Kacou, Jean Luc Polleux, Martine Villegas, Gérald Chrétien, Alain LeBorgne // 13th Mediterranean Microwave Symposium (MMS). – 2013.

5. Casao J.A. An enhanced GaAs monolithic transimpedance amplifier for low noise and high speed optical communications / J.A. Casao, P. Dorta, J.L. Saceres, M.S. Palma, J. Perez // IEEE MTT-S Microwave Symposium Digest. – 1992. – PP. 85–88.

6. Gasmi A. Ultra low noise 2.5 gbit/s 3.3v transimpedance amplifier with automatic gain control / A. Gasmi, B. Wroblewski, R. Leblanc, D. Smith, M. Rocchi // GaAs IC Symposium. IEEE Gallium Arsenide Integrated Circuit Symposium. 23rd Annual Technical Digest, 2001 (Cat. No. 01CH37191). – 2001. – PP. 61–64.

7. Crespo C. Transimpedance Amplifier for a 2.5 Gbit/s. Direct Transmission Optical System using GaAs MESFETS / C. Crespo, C. Cadenas, C.P. Martinez, F.D. Naranjo, B. Pablo, A. Montes, J. Ignacio // Gallium Arsenide Applications Symposium. – 1994. – PP. 43–46.

Коряковцев Артём Сергеевич

Мл. н.с. лаб. проектирования радиочастотных интегральных схем и систем на кристалле (ЛПРИСиСНК) ТУСУРа
ORCID: 0000-0001-6075-390X
Эл. почта: artem.s.koriakovtsev@tusur.ru

Коколов Андрей Александрович

Канд. техн. наук, доцент каф. КСУП,
зав. лаб. ЛПРИСиСНК ТУСУРа
Эл. почта: andrei.a.kokolov@tusur.ru

Бабак Леонид Иванович

Д-р техн. наук, проф. каф. КСУП,
директор НИИ микроэлектронных систем ТУСУРа
ORCID: 0000-0002-2333-0518
Эл. почта: leonid.babak@mail.ru

А.С. Коряковцев, А.А. Коколов, Д. Ходжиков

GaAs МИС МШУ диапазона частот 2,7–3,2 ГГц для систем наземной и спутниковой связи

Разработка GaAs МИС МШУ выполнена в рамках развития MPW-сервисов и электронной компонентной базы. В работе использованы стандартные схемотехнические решения. Проектирование выполнено на базе отечественной технологии 0,5 мкм GaAs-pHEMT (АО «Светлана-Рост»). Малошумящий усилитель состоит из трёх каскадов, и используются схемы с автосмещением. Рабочая полоса частот усилителя 2,7–3,2 ГГц при коэффициенте усиления более 30 дБ с КСВН по входу/выходу менее 1,5. Коэффициент шума устройства не более 2,5 дБ. Выходная мощность по $P_{1дБ}$ более 13 дБм. Однополярное питание +3,3 В, потребляемая мощность от источника питания 310 мВт. Площадь топологии кристалла МИС МШУ равна 3,7×2,6 кв. мм.

Ключевые слова: интегральная микросхема, pHEMT, GaAs, малошумящий усилитель, малосигнальные параметры, большесигнальные параметры.

В настоящее время в России огромное внимание уделяется развитию микроэлектронной промышленности и интенсификации импортозамещения.

При этом микроэлектронная промышленность считается стратегически важным направлением развития, одним из ответвлений которой является разработка отечественной электронной компонентной базы монокристаллических интегральных схем (МИС).

О заинтересованности государства в данной области говорит также программа «Развитие электронной и радиоэлектронной промышленности» на 2020–2030 гг.» [1].

Для внутреннего рынка создание электронных устройств двойного назначения в интегральном исполнении – достаточно актуальная задача, в особенности, если они будут на уровне аналогов или превосходить по некоторым критериям. При уделении должного внимания развитию производства микросхем исчерпает себя необходимость в покупке компонентов из-за рубежа. В связи с чем стали проводиться мероприятия по развитию MPW-сервисов и совершенствованию имеющихся технологий производства CMOS, GaAs и их тестированию.

В данной работе описаны результаты проектирования и моделирования одного из необходимых блоков приёмного радиомодуля, а именно малошумящего усилителя в интегральном исполнении на отечественной технологии 0,5 мкм GaAs-pHEMT (АО «Светлана-Рост») с диапазоном рабочих частот 2,7–3,2 ГГц для систем наземной и спутниковой связи, радаров.

Малошумящий усилитель – это радиочастотное устройство, которое усиливает слабый сигнал без существенного ухудшения его SNR (отношение сигнал/шум).

МШУ обычно размещается на входе приемника и определяет общий коэффициент шума и чувствительность системы. Устройство усиливает принимаемые слабые сигналы с внесением минимум искажений, что позволяет в дальнейшем сигнал правильно обработать.

Разработка электрической схемы и топологии МШУ

Технические требования, предъявляемые к разрабатываемому устройству в диапазоне рабочих температур от –50 до +85 С°:

Δf , ГГц: 2,7–3,2 ГГц;
 K_v , дБ: не менее 30 дБ;
 КСВН, ед.: не более 1,5;
 $K_{ш}$, дБ: не более 2,5 дБ
 I_p , мА: менее 100.

Перед тем как приступить к разработке схемы и топологии усилителя под заданные требования, был проведён системный анализ, по результатам которого было решено использовать три каскада усиления. Для сокращения числа контактных площадок на кристалле и обеспечения однополярного питания было принято во всех каскадах использовать схемы с автосмещением.

Традиционно проектирование многокаскадных схем МШУ начинается с первого каскада, так как основной вклад в шумовые характеристики вносит именно схема входного каскада.

На основании компромисса между коэффициентами шума и усиления, а также потребляемого тока в качестве основного усилительного элемента был выбран pHEMT-транзистор с размерами 6×50 мкм с граничной частотой $f_t = 36$ ГГц. На основании проведённого анализа библиотеки элементов фабрики производителя для достижения лучшего значения $K_{ш}$ рабочую точку рекомендуется выбирать следующую: –1,1 В затвор-исток и 2 В сток-исток.

Режим работы первого каскада соответствует классу АВ. При напряжении сток-исток 2,2 В, затвор-исток –1,1 В ток стока равен 21 мА.

Размер транзистора во втором каскаде был выбран аналогично первому, как и режим работы.

В последнем каскаде транзистор был увеличен до размеров 8×50 мкм. Режим работы: затвор-исток –0,95 В, ток стока 48 мА. Основная задача схемы конечного каскада – достижение большей выходной мощности.

Принципиальная электрическая схема МШУ представлена на рис. 1. В схеме трёхкаскадного усилителя цепочка С4, L1 и С3 является согласующим звеном по входу, элементы L6 и С17 позволяют обеспечить согласования с 50-омной нагрузкой. Цепочка элементов L2, С6, С7, L3 и С8 является согласующей между каскадами К1 и К2. Элементы L4, С12, С13, L5 и С14 обеспечивают согласование между каскадами К2 и К3. Для достижения устой-

чивости в цепях питания первого и второго каскада последовательно индуктивностям размещаются резисторы R5 и R11. Помимо этого, все цепи питания зашунтированы на землю последовательными филь-

трующими цепочками C1 и R3, C9 и R9, C15 и R15. Автосмещение в каскадах обеспечивается за счёт включения параллельных цепей C5 и R6, C11 и R12, C18 и R17 [2, 3].

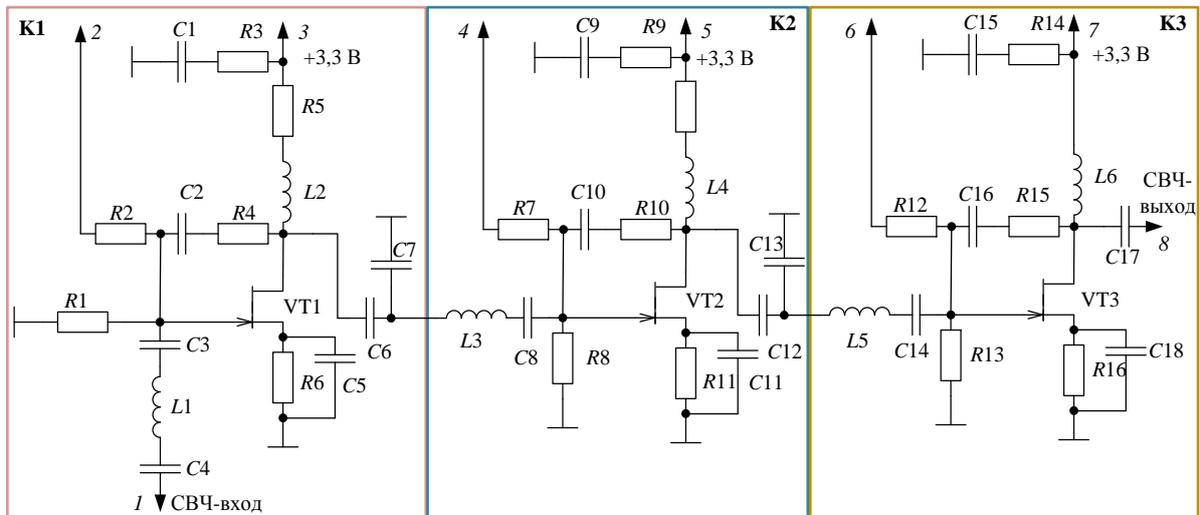


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема МШУ

На рис. 2 изображена топология кристалла, где область топологии МШУ выделена сплошной линией синего цвета, размеры всей топологии кристалла $3,7 \times 2,6 \text{ мм}^2$.

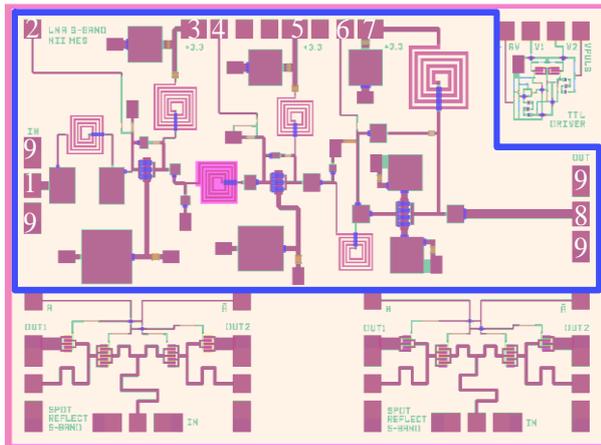


Рис. 2. Топология МИС МШУ ($3,7 \times 2,6 \text{ мм}^2$)

Назначение контактных площадок следующее: 1 – СВЧ-вход; 8 – СВЧ-выход; 9 – земля; 3, 5 и 7 – контактные площадки для подачи питания (3,3 В); 2, 4 и 6 – контактные площадки для контроля напряжения смещения.

Результаты моделирования МШУ

По результатам электромагнитного анализа на рис. 3–5 представлены смоделированные малосигнальные параметры (S -параметры, КСВН и коэффициент шума) в диапазоне частот 0,1–10 ГГц для температур -50 , $+25$ и $+85 \text{ }^\circ\text{C}$.

По результатам моделирования в диапазоне температур от -50 до $+85 \text{ }^\circ\text{C}$ видно, что коэффициент шума менее 2,5 дБ (рис. 5), коэффициент усиления более 30 дБ (рис. 3), КСВН менее 1,5 (рис. 4).

При этом отклонение характеристики в процессе изменения температуры можно считать незначительным, поскольку требование технического задания выполняется.

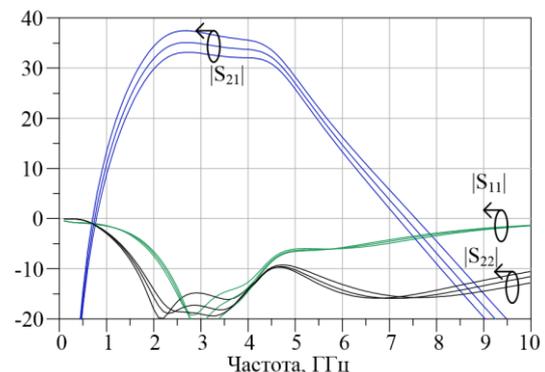


Рис. 3. Частотные зависимости S -параметров МШУ (-50 , $+25$ и $+85 \text{ }^\circ\text{C}$)

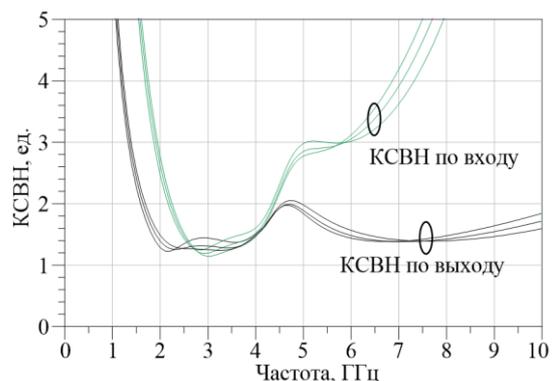


Рис. 4. Частотные зависимости КСВН по входу/выходу МШУ (-50 , $+25$ и $+85 \text{ }^\circ\text{C}$)

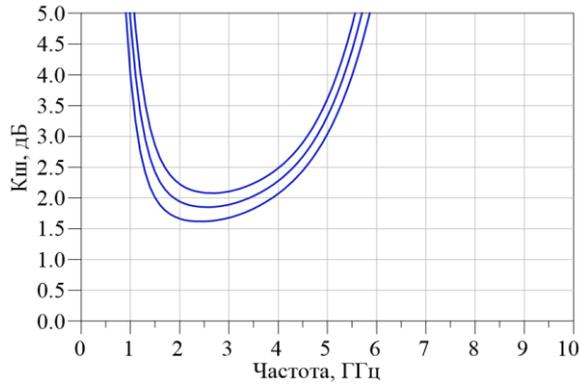


Рис. 5. Частотные зависимости коэффициента шума МШУ (-50, +25 и +85 С°)

На рис. 6 изображены смоделированные большесигнальные параметры МШУ для напряжений питания 3,3 В (см. рис. 6, а) и 5 В (см. рис. 6, б), а именно: $P_{1дБ}$ выходная мощность в точке сжатия на 1 дБ и коэффициент усиления K_y в диапазоне частот 2,4–3,6 ГГц для температур -50, +25 и +85 С°.

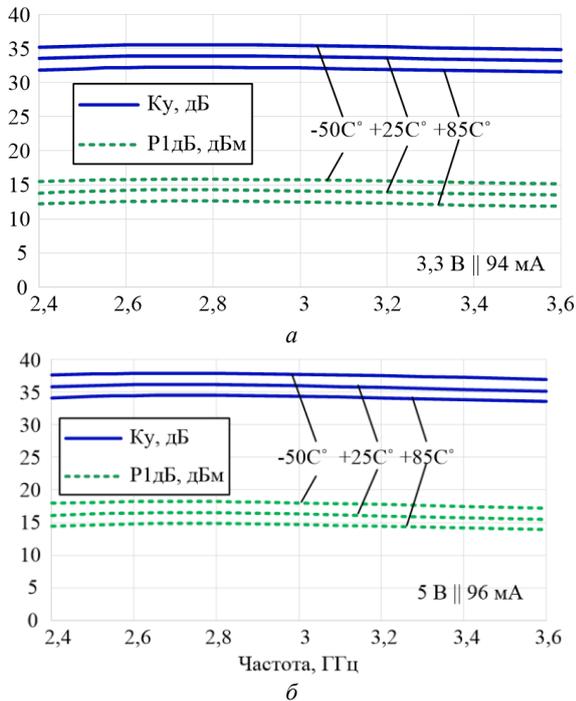


Рис. 6. Частотные зависимости $P_{1дБ}$ и K_y для напряжения питания 3,3 В (а) и 5 В (б) (-50, +25 и +85 С°)

Как можно заметить с увеличением напряжения питания, увеличивается выходная мощность и коэффициент усиления, но при этом растёт потребляемая мощность от источника питания.

Так как линейность является важным показателем качества работы приёмного тракта, и чем больше линейность СВЧ-тракта, тем менее искаженный будет полезный сигнал [4, 5], проходящий через него, было выполнено моделирование точек интермодуляционных искажений второго и третьего порядка в диапазоне частот 2–4 ГГц для температур -50, +25 и +85 С° (рис. 7).

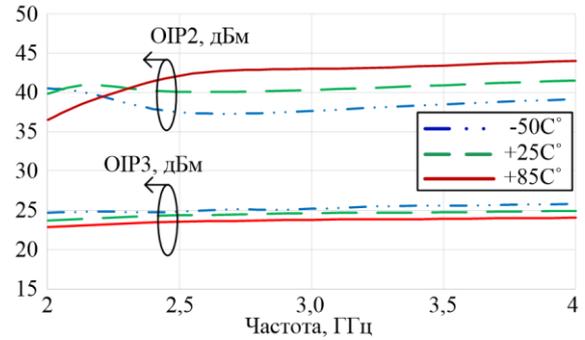


Рис. 7. Частотные зависимости OIP2 и OIP3 (-50, +25 и +85 С°)

Следует добавить, что представленные на рисунке 7 зависимости получены в условиях, когда мощности тонов входного сигнала $P_{in} = P_{TONE1} = P_{TONE2} = -30$ дБм на отстройке $\Delta f = 10$ МГц ($f_{TONE1} - f_{TONE2}$).

Основные результаты моделирования малошумящего усилителя, выполненного по технологии 0,5 мкм GaAs, для температур -50, +25 и +85 С°, представлены в табл. 1.

Таблица 1
Результаты моделирования разработанного МШУ

Параметр	Описание	-50 С°	+25 С°	+85 С°
Δf , ГГц	Диапазон рабочих частот	2,7–3,2		
$ S_{21} $, дБ	Малосигнальный коэффициент усиления	36,7	34,5	32,6
КСВН, ед.	КСВН по входу/выходу	1,44	< 1,3	1,26
$K_{ш}$, дБ	Коэффициент шума	1,7	1,9	2,1
$P_{1дБ}$, дБм	Выходная мощность по уровню сжатия на 1 дБ	15,6	13,3	12,3
OIP2, дБм	Точка пересечения второго порядка по выходу	37,3	40,1	42,8
OIP3, дБм	Точка пересечения третьего порядка по выходу	25,9	24,5	23,6
V_{DC} , В	Напряжение питания	3,3		
I_{DC} , мА	Ток потребления от источника питания	94		
P_{DC} , мВт	Потребляемая мощность	310		
S , мм ²	Площадь чипа	3,7×2,6		

Заключение

В текущей работе был спроектирован МШУ диапазона частот 2,7–3,2 ГГц на базе отечественной 0,5 мкм GaAs-pHEMT (АО «Светлана-Рост») технологии по ряду требований. По результатам электромагнитного анализа получены зависимости малосигнальных и большесигнальных характеристик в диапазоне частот 2,7–3,2 ГГц для температур от -50 до +85 С°.

В табл. 2 представлено сравнение с зарубежными аналогами характеристик разработанного малошумящего усилителя на кристалле. В целом полученные характеристики по результатам моделирования удовлетворяют требованиям технического задания и находятся на уровне зарубежных аналогов.

Таблица 2
Сравнение результатов моделирования
разработанного МШУ с аналогами

	Технология	Δf , ГГц	K_u , дБ	$K_{ш}$, дБ	$P_{1дБ}$, дБм	$OP3$, дБм	V_{DC} , В	I_{DC} , мА	S , мм ²
[6]	GaAs 0,5 мкм	2,5–5	17	2,4	0	–	1,5	22	1,5×1
[7]	GaAs 0,15 мкм	2–4	30,8	1,5	16,5	–	–	–	1,2×2,4
[8]	GaAs 0,5 мкм	3–3,6	28	1	11,4	–	5	49	2,2×1,2
[9]	GaAs (Qorvo)	2–6	32	1,5	12	23	4	45	2,3×1,35
[10]	GaAs (AD)	2–4	20,5	3	22	36	6	170	2,1×1,3
[11]	GaAs (Miller)	2–4	29	0,6	14	23	5	33	1,5×1
[12]	GaAs 0,5 мкм	1–4	23	2,3	–	–	5	50	1,2×0,8
Наша работа	GaAs 0,5 мкм	2,7–3,2	34,5	1,9	13,3	24,5	3,3	94	3,7×2,6

В дальнейшем после получения интегральных микросхем планируется проведение полного спектра измерений параметров малошумящего усилителя.

Следует отметить, проектирование выполнялось в целях развития отечественного сервиса MPW и электронной компонентной базы.

Работа выполнялась в рамках государственного задания при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (уникальный идентификатор FEWM-2022-0006).

Производство интегральных микросхем было выполнено за счет средств Минобрнауки России в рамках федерального проекта «Подготовка кадров и научного фундамента для электронной промышленности» [13] по гос. заданию на выполнение научно-исследовательской работы «Разработка методики прототипирования электронной компонентной базы на отечественных микроэлектронных производствах на основе сервиса MPW (FSMR-2023-0008)».

Литература

1. Стратегия развития электронной промышленности Российской Федерации на период до 2030 года [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://government.ru/rugovclassifier/837/events>, свободный (дата обращения: 20.07.2024).

2. Кондратенко А.В. GaAs МИС малошумящего усилителя X-диапазона / А.В. Кондратенко, А.А. Баров, В.С. Арыков // Микроэлектроника СВЧ: сборник трудов конф. – 2012. – № 1. – С. 160–164.

3. Кондратенко А.В. Разработка GaAs МИС малошумящего усилителя X-диапазона / А.В. Кондратенко, П.С. Сорвачев // Электроника и микроэлектроника СВЧ. сборник статей VII Всерос. конф. – СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2018. – С. 68–70.

4. Белов Л.А. Интермодуляционные явления при усилении и обработке СВЧ-сигналов // СВЧ-электроника. – 2016. – С. 78–84.

5. Поляков А.Е. Методика измерения IP2 и IP3 двухтонового сигнала // Труды МФТИ. – 2012. – Т. 4, № 2 (14).

6. Peng Y. A Low Power S-band Receiver Using GaAs pHEMT Technology / Y. Peng, X. Wang, F. Ma, W. Sui // IEEE. – 2011. – PP. 83–86.

7. Liang R. An S-band MMIC LNA in GaAs 0.15- μ m pHEMT / R. Liang, W. He // 5th International Conference on Wireless Communications and Smart Grid. – 2023. – PP. 1–6.

8. Huang H. Enhancement Mode pHEMT LNA with Super Low Noise and High Gain for S Band Application / H. Huang, H.-Y. Zhang, J.-J. Yin, T.-Ch. Ye // IEEE. – 2006. – PP. 1–3.

9. Datasheet CMD308 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.qorvo.com/products/d/da007713>, свободный (дата обращения: 20.07.2024).

10. Datasheet HMC609 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/datasheets/hmc609chips.pdf>, свободный (дата обращения: 20.07.2024).

11. Datasheet MML100 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://millermmic.com/pdf/mmic_amplifier/MML100.pdf, свободный (дата обращения: 20.07.2024).

12. Song H. A 1–4 GHz low noise amplifier in 0.5- μ m E-Mode InGaAs pHEMT technology / H. Song, Sh. Yu, Y. Guo, Sh. Hu // 7th IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies (MAPE). – 2017. – PP. 275–278.

13. Государственная программа Российской Федерации «Научно-технологическое развитие Российской Федерации» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.consultant.ru/document/cons_doc_LAW_433298/669a36fc5b0d3ca17c319ae17435ad0453d9e19a, свободный (дата обращения: 31.07.2024).

Коряковцев Артём Сергеевич

Мл. н.с. лаб. проектирования радиочастотных интегральных схем и систем на кристалле (ЛПРИСиСНК) ТУСУРа
ORCID: 0000-0001-6075-390X
Эл. почта: artem.s.koriakovtsev@tusur.ru

Коколов Андрей Александрович

Канд. техн. наук, доцент каф. КСУП,
зав. лаб. ЛПРИСиСНК ТУСУРа
Эл. почта: andrei.a.kokolov@tusur.ru

Ходжиков Диас

Аспирант каф. КСУП ТУСУРа
Эл. почта: dias.khodzhikov@tusur.ru

Е.А. Шутов, А.А. Коколов

МИС цифрового перестраиваемого 5-битного аттенюатора на основе 0,5 мкм GaAs-pHEMT-технологии

Описаны результаты проектирования принципиальной электрической схемы и топологии цифрового перестраиваемого аттенюатора (ЦАТТ) диапазона частот DC-4 ГГц, реализованного на основе технологии 0,5 мкм GaAs-pHEMT. По результатам выполненной работы получен 5-битный ЦАТТ, работающий в диапазоне частот 2,7–3,2 ГГц, с потерями в опорном состоянии на частоте 3 ГГц в районе –5 дБ, КСВН по входу/выходу не более 1,4, а также среднеквадратичным отклонением (СКО) вносимого ослабления на частоте 3 ГГц не более 0,42 дБ. Площадь топологии кристалла МИС ЦАТТ равна 1,6×3,5 кв. мм.

Ключевые слова: монолитная интегральная микросхема, аттенюатор, pHEMT, GaAs, S-параметры, среднеквадратичное отклонение.

В современных реалиях в Российской Федерации огромное внимание уделяют развитию микроэлектронной промышленности, импортозамещению, поиску путей максимального удешевления производства. Особенно важно отметить стремление по созданию собственной электронной компонентной базы микроэлектронных компонентов и узлов гражданского и военного назначения.

К таким узлам относят активные баллуны, малощумящие усилители, усилители мощности, фильтры, цифровые фазовращатели и аттенюаторы. Стоит отметить, что о заинтересованности государства в данной области говорит также программа «Развитие электронной и радио-электронной промышленности» на 2020–2030 гг. [1].

Цифровые перестраиваемые аттенюаторы нашли широкое применение в составе радиорелейных станций (РЛС) и базовых станций. ЦАТТ, используемые для управления величиной радиочастотного сигнала, являются основными компонентами приёмника/передатчика в современных РЛС. По этой причине точность шага вносимого ослабления, вносимый фазовый сдвиг напрямую влияют на производительность РЛС.

Данная работа посвящена разработке цифрового перестраиваемого 5-битного аттенюатора, работающего в диапазоне частот DC-5 ГГц на отечественной технологии 0,5 мкм GaAs-pHEMT компании АО «Светлана-Рост».

Разработка электрической схемы и топологии ЦАТТ

Для любого устройства на первом этапе разработчику предъявляют требования. Для ЦАТТ они следующие: рабочая полоса частот DC-5 ГГц; среднеквадратичное отклонение (СКО) по амплитуде не более 1 дБ; КСВН по входу и выходу не более 2.

На первом этапе разработки необходимо провести литературный анализ.

На следующем этапе разработки выполняется выбор схемотехнического решения для отдельных звеньев ЦАТТ (рис. 1). Итоговые характеристики устройства зависят от выбранной технологии, от того, насколько оптимально определена схема звеньев, а также от выбранной периферии переключательных транзисторов.

Для ускорения процесса необходимо разрабатывать ячейки по отдельности, а уже потом выполнять каскадирование.

В настоящей работе ячейки представляют собой звенья П-типа, так как данная схема обладает хорошими показателями вносимых потерь в опорном состоянии, а также КСВН по входу и выходу. В качестве управляемых устройств выступают pHEMT-транзисторы с размерами 2×50; 2×150; 4×50; 4×100; 4×150 мкм (где первая цифра – количество пальцев, а вторая – общая ширина транзистора). pHEMT-транзисторы управляются через высокоомные резисторы, которые обеспечивают необходимую развязку между затвором транзистора и источником питания.

На третьем этапе выполняется каскадирование разработанных ячеек. Выбор порядка расположения ячеек является важным этапом в проектировании, так как влияет на согласование по входу и выходу, а также на точность вносимого ослабления. Ещё одним важным элементом в схеме выступают межкаскадные катушки индуктивности для улучшения согласования по входу и выходу.

После того как определена схема ЦАТТ, выполняется этап разработки топологии. На рис. 2 изображена топология кристалла, размеры топологии 1,6×3,5 мм². Назначение контактных площадок следующее: 1 – СВЧ вход; 8 – СВЧ выход; 9 – земля; 2, 3, 4, 5, 6 – напряжение управления ячейками (5 В); 7 – контактная площадка для напряжения питания драйверов управления (–6 В).

Для минимизации количества управляющих контактных площадок и простоты управления, управление ячейками осуществляется посредством драйверов. Драйвер позволяет получить на его выходе два инверсных сигнала, т.е. при подаче сигнала +5 В на выходе получаем два сигнала – 0 В и +5 В. Управление осуществляется следующим образом: на контактную площадку 7 подается напряжение питания драйверами, на контактные площадки 2–6 подается сигнал для включения или отключения ослабления отдельных ячеек.

Результаты моделирования ЦАТТ

Для разработанной топологии выполнено моделирование, результаты которого представлены на рис. 3–8 (S-параметры и СКО по амплитуде).

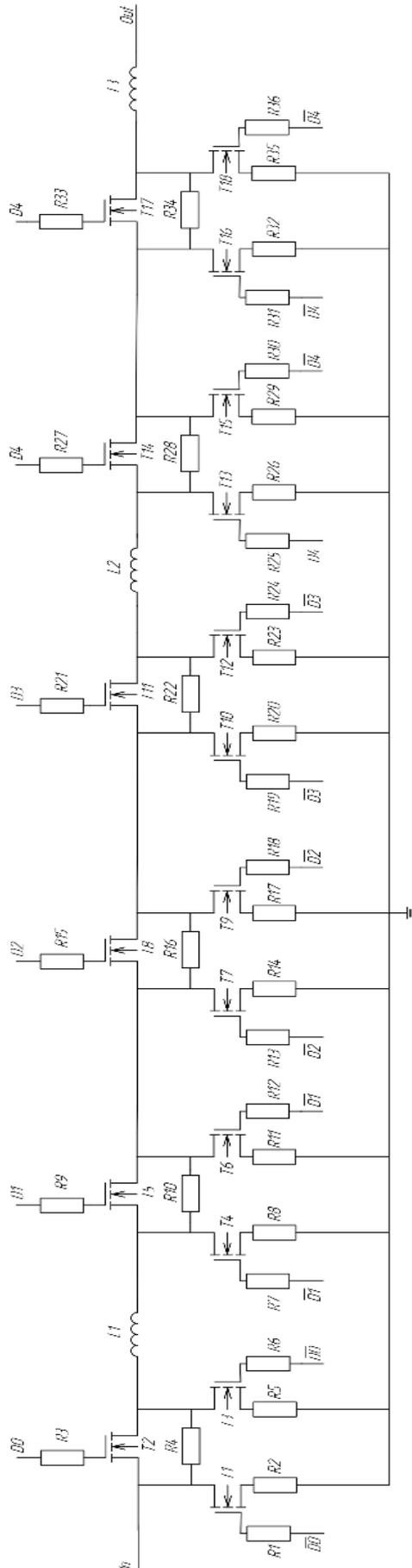


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема ЦАТТ

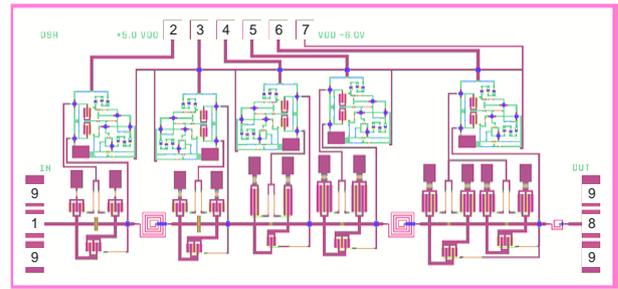


Рис. 2. Топология МИС ЦАТТ (1,6×3,5 мм²)

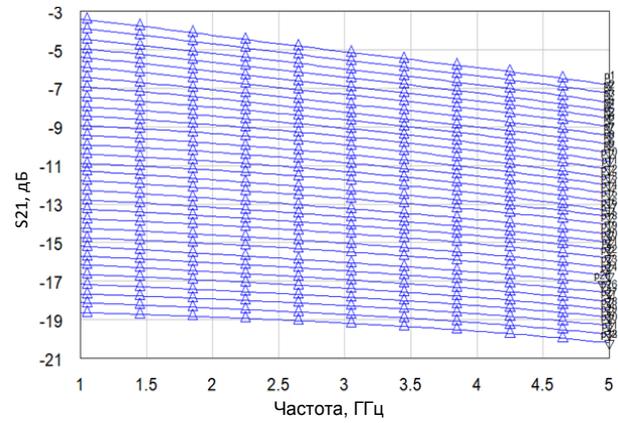


Рис. 3. Вносимые потери для 64 состояний ЦАТТ

Исходя из рис. 4, можно отметить, что ЦАТТ обладает потерями на частоте 3 ГГц 5,1 дБ. Исходя из рис. 6, 7, уровень КСВН по входу/выходу на частоте 3 ГГц не превышает 1,5; СКО для всех состояний на частоте 3 ГГц составляет 0,42 дБ.

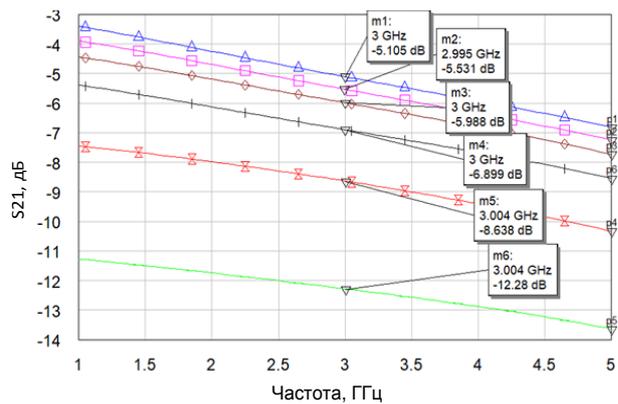


Рис. 4. Потери для основных состояний ЦАТТ

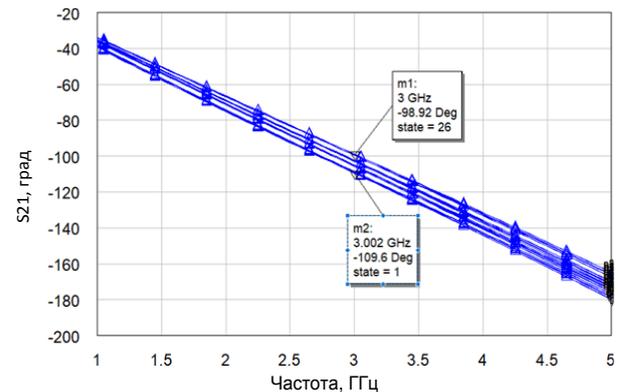


Рис. 5. Вносимый фазовый сдвиг для 64 состояний ЦАТТ

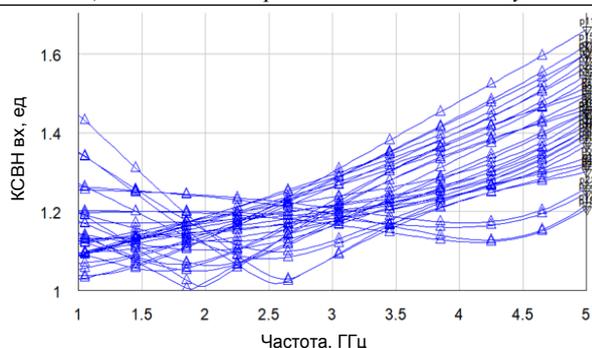


Рис. 6. КСВН по входу для 64 состояний ЦАТТ

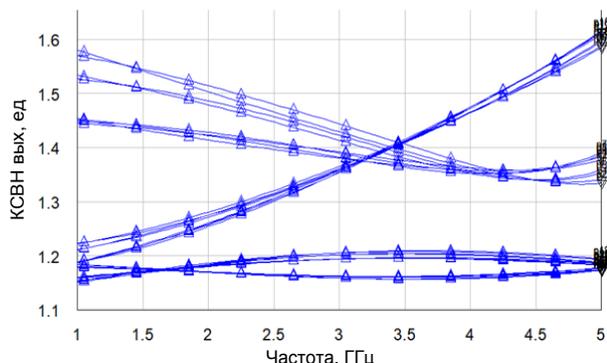


Рис. 7. КСВН по выходу для 64 состояний ЦАТТ

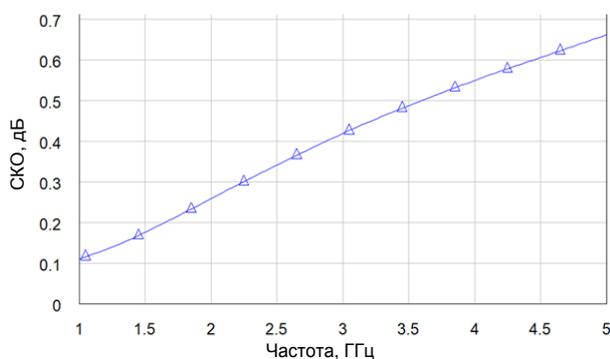


Рис. 8. СКО по амплитуде ЦАТТ

Для наглядности полученных результатов и сравнения с аналогами ключевые характеристики приведены в таблице.

Характеристики имеющихся ЦАТТ

	мод	[2]	[3]	[4]	[5]
Δf , ГГц	DC-5	DC-4	2-18	1-10	1-12
K_{P0min} , дБ	-5,1*	-2,5	-2,3	3,8	4
КСВН1, ед.	1,3*	1,4	2,32	–	1,5
КСВН2, ед.	1,4*	1,4	2,32	–	1,5
ΔA , дБ	0,42*	0,9	–	–	0,5
n , бит	5	4	6	6	5
$P_{1дБ}$, дБм	–	–	–	–	–
S , мм ²	5,6	2,89	3,52	3,41	–

* На частоте 3 ГГц.

Заключение

В данной работе приведены результаты разработки цифрового перестраиваемого 5-битного аттенюатора, работающего в диапазоне частот 2,7–3,2 ГГц, выполненного на отечественной 0,5 мкм GaAs-рНЕМТ-технологии. ЦАТТ обладает потерями в опорном состоянии –5,1 дБ, СКО по амплитуде 0,42 дБ, КСВН по входу/выходу 1,3/1,4.

Следует отметить, проектирование выполнялось в целях развития отечественного сервиса MPW и электронной компонентной базы.

Работа выполнялась в рамках государственного задания при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (уникальный идентификатор FEWM-2022-0006).

Производство интегральных микросхем было выполнено за счет средств Минобрнауки России в рамках федерального проекта «Подготовка кадров и научного фундамента для электронной промышленности» [6] по гос. заданию на выполнение научно-исследовательской работы «Разработка методики прототипирования электронной компонентной базы на отечественных микроэлектронных производствах на основе сервиса MPW (FSMR-2023-0008)».

Литература

1. Стратегия развития электронной промышленности Российской Федерации на период до 2030 года [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://government.ru/rugovclassifier/837/events>, свободный (дата обращения: 20.07.2024).
2. Твердотельный четырехбитный СВЧ-аттенюатор на арсениде галлия с малыми начальными потерями для диапазона 0–4 ГГц [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://radiotec.ru/ru/journal/Electromagnetic_Waves_and_Electronic_Systems/number/2007-6/article/2625, свободный (дата обращения: 31.07.2024).
3. An ultra broadband 2–18GHz 6-bit PHEMT MMIC digital attenuator with low insertion phase shift [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5614714/authors#authors>, свободный (дата обращения: 31.07.2024).
4. Шестиразрядный СВЧ-аттенюатор на GaAs для диапазона 1–10 ГГц [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://storage.tusur.ru/files/10967/%D0%A0%D0%A2%D0%A1-1207_%D0%90%D0%BB%D0%B5%D0%BA%D1%81%D0%B5%D0%B5%D0%B2.pdf, свободный (дата обращения: 31.07.2024).
5. Solid 5-bit attenuator for 1–12 GHz band [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.semantic-scholar.org/paper/Solid-5-bit-attenuator-for-1-12-GHz-band-Demchenko-Ignatenko/ccdcc2cc27e3aaf60a58157402669392619d9896>, свободный (дата обращения: 31.07.2024).
6. Государственная программа Российской Федерации «Научно-технологическое развитие Российской Федерации» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.consultant.ru/document/cons_doc_LAW_433298/669a36fc5b0d3ca17c319ae17435ad0453d9e19a, свободный (дата обращения: 31.07.2024).

Шутов Евгений Александрович

Мл. н.с. лаб. проектирования радиочастотных интегральных схем и систем на кристалле (ЛПРИСиСНК) ТУСУРа
Эл. почта: evgenii.a.shutov@tusur.ru

Коколов Андрей Александрович

Канд. техн. наук, доцент каф. КСУП, зав. лаб. ЛПРИСиСНК ТУСУРа
Эл. почта: andrei.a.kokolov@tusur.ru

Секция 4

НАНОТЕХНОЛОГИИ В ЭЛЕКТРОНИКЕ

*Председатель – Троян Павел Ефимович, зав. каф. ФЭ,
проф., д.т.н.*

УДК 621.396.41

С.А. Айрих, М.В. Ашмарина, Р.М. Гадиров

Создание подложек из пористого анодированного оксида алюминия для ДНК-синтеза

Показано, что для повышения степени упорядоченности пор в анодированном оксиде алюминия необходимо двухстадийное анодирование. Увеличение длительности первой стадии анодирования приводит к повышению степени упорядоченности пор, при котором происходит захват ионов из электролита оксидным слоем мембраны.

Ключевые слова: пористый анодированный оксид алюминия, двухстадийное анодирование, барьерный слой.

Мембраны на основе пористого анодированного оксида алюминия (ПАОА) в силу своих уникальных свойств (вертикальные поры с малой степенью пересечения, контролируемое межпоровое расстояние, диаметр пор и толщина мембраны, химическая инертность, термическая стойкость, самоупорядочивание, вариация показателя преломления) находят широкое применение в науке и технике в качестве фильтрующих элементов, сред для инкубации клеточных культур, темплатного синтеза наночастиц, каталитических и ионселективных мембран, оптических элементов. Например, такие мембраны применяют в качестве носителя катализатора для нефтехимии [1].

Структуры на основе ПАОА можно использовать как подложки для выращивания на них колоний бактерий [2]. При полном открытии пор возможно прохождение частиц определенных размеров и задержка более крупных, что открывает большие возможности для фильтрации вирусов, клеток и бактерий. При допировании различных частиц на поверхность мембран и внутрь нанопор открываются новые возможные области применения. Так, при допировании серебра мембраны ПАОА могут использоваться как газовые анализаторы состава атмосферы [3], а при модификации мембран наноалмазами в исследовании [4] была достигнута твердость, превосходящая в два раза твердость исходного (чистого) покрытия и в три раза превосходящая износостойкость. При покрытии мембран углеродным слоем можно получить электропроводящее покрытие [5], что может быть использовано в электронике.

Еще одним перспективным применением пористого оксида алюминия является его использование в качестве твердофазного носителя для синтеза олигонуклеотидов [6]. На сегодняшний день имеется потребность в больших библиотеках ДНК и РНК, включающих в себя сотни тысяч спотов олигонуклеотидов. Применение подложек ПАОА имеет ряд преимуществ: пористая структура обеспечивает прохождение реагентов сквозь подложку, что обеспечивает совместимость со стандартными протоколами синтеза олигонуклеотидов; удельная площадь поверхности подложки ПАОА значительно больше площади гладких стекол аналогичного размера; химическая модификация ПАОА осуществляется теми же реагентами, что и для стекла с контролируемым размером пор (CPG), применяемого в планшетных и

колоночных синтезаторах; вертикальные непересекающиеся каналы ПАОА обеспечивают сохранение размера спота внутри пористой мембраны, т.е. реакционное пятно не размывается, что позволяет достигать высоких плотностей спотов; высокая химическая инертность.

При использовании ПАОА для синтеза олигонуклеотидов желательно, чтобы размеры всех пор были одинаковыми, поскольку это обеспечит равные условия внутри разных пор, а значит, и равенство скоростей протекания химических реакций синтеза. Кроме того, важно, чтобы поры были неразветвленными и незамкнутыми, чтобы не происходило смешивание реагентов из соседних спотов. Поэтому целью настоящей работы является создание мембран ПАОА с вертикальным расположением пор для задач ДНК-синтеза.

Известно, что процесс анодирования проводят во многих кислотах. Но в данной работе будут представлены экспериментальные результаты, полученные при использовании щавелевокислого электролита. Различают два вида условий: мягкие и жесткие условия. Для щавелевой кислоты мягкими и жесткими условиями считаются 40 В и 80–120 В соответственно при температуре 0–5°C.

На первой стадии процесса анодирования наблюдается экспоненциальное уменьшение плотности тока, связанное с образованием сплошного (барьерного) оксидного слоя [7]. Затем зависимость плотности тока от времени проходит через минимум, силовые линии электрического поля концентрируются в углублениях оксидной пленки (2-я стадия). После чего ток резко возрастает и проходит через максимум, происходит зарождение пор благодаря локализации силовых линий и локального перегрева (3-я стадия), после этого ток выходит на постоянное значение, поры продолжают равномерно расти (4-я стадия). Схематично данный процесс изображен на рис. 1.

Для одностадийного анодирования рост пор продолжается несколько часов. Для двухстадийного анодирования обозначенный выше процесс является лишь первым этапом, после которого следует стравливание оксидного слоя и второй этап анодирования.

Методика эксперимента

Анодирование выполнялось на листах алюминия марки А5М с содержанием алюминия не менее 99,5%. С помощью лазерного маркиратора из алю-

миниевого листа вырезались круглые заготовки диаметром 28 мм, отжигались при температуре 390 °С в течение 4 ч с последующим плавным охлаждением до комнатной температуры, после чего выполнялась химическая полировка в растворе хромового ангидрида и ортофосфорной кислоты при температуре 65 °С [8].

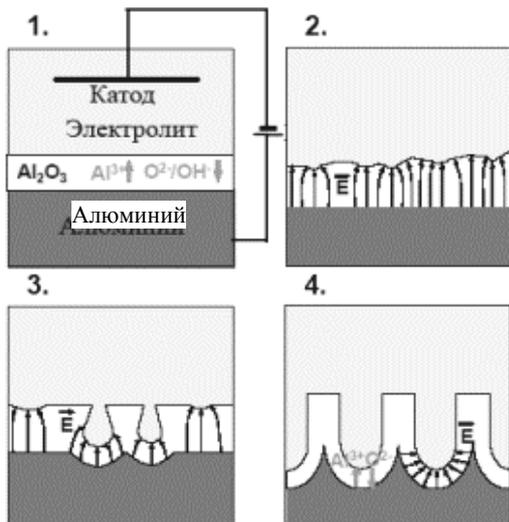


Рис. 1. Схематичное изображение стадий образования пористой структуры [7]

После этого проводилась первая стадия анодирования при мягких условиях (напряжение анодирования 40 В, температура электролита 0–5 °С, концентрация щавелевой кислоты 0,3 М) более 7 ч. Такое время было подобрано экспериментально для того, чтобы во время второй стадии поры росли упорядоченно. После первой стадии производилось полное травление оксидного слоя смесью хромового ангидрида и ортофосфорной кислоты при температуре 60 °С [9]. Далее осуществлялась вторая стадия анодирования при жестких условиях для щавелевой кислоты (напряжение анодирования 80–120 В для различных мембран, температура 0–5 °С, концентрация электролита 0,3 М). Время второй стадии составляло более 20 ч для того, чтобы толщина мембраны была 100 мкм и более. После завершения процесса анодирования стравливался слой алюминия, не подвергнутый анодированию, смесью хлорида меди и соляной кислоты [8].

Контроль полученных мембран осуществлялся при помощи растрового электронного микроскопа Сохет EM-30AX и системы ЭДС QUANTAX, энергодисперсионного рентгеновского спектрометра.

Обсуждение результатов

В ходе исследований было показано, что для получения упорядоченности каналов внутри мембраны необходимо использовать метод двухстадийного анодирования.

На рис. 2 представлен снимок РЭМ-мембраны, полученной в щавелевой кислоте одностадийным жестким анодированием при напряжении 100 В. Процесс анодирования шел 20 ч.

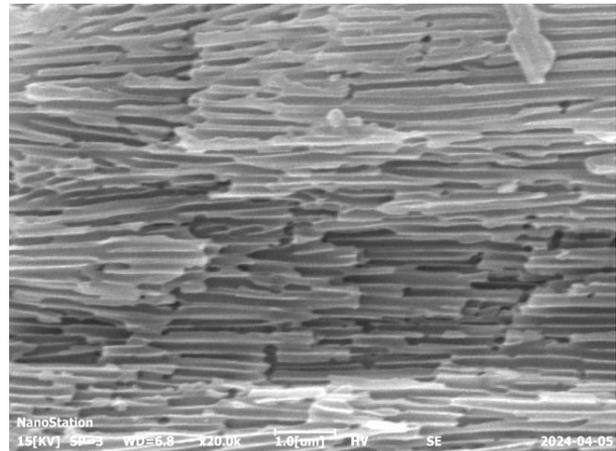


Рис. 2. Снимок РЭМ-мембраны, полученной на щавелевой кислоте одностадийным анодированием (скол мембраны)

На рис. 3 представлен снимок РЭМ мембраны, полученной двухстадийным анодированием в щавелевой кислоте. Первая стадия составляла 28 ч при напряжении 40 В, вторая стадия шла 26 ч при напряжении 80 В.

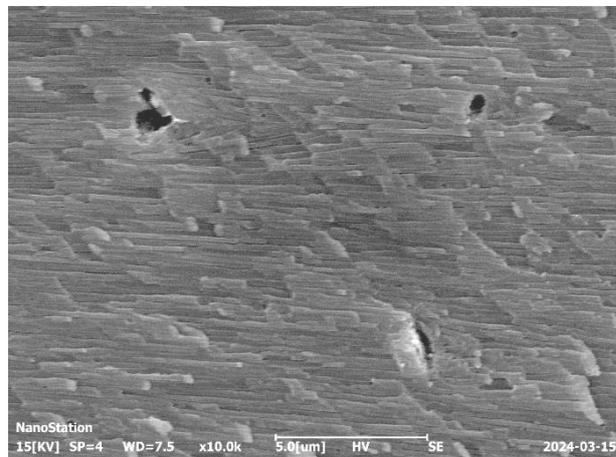


Рис. 3. Снимок РЭМ-мембраны, полученной в щавелевой кислоте двухстадийным анодированием (скол мембраны)

При рассмотрении рис. 2 и 3 можно заметить, что при одностадийном анодировании каналы имеют многочисленные разветвления, тогда как при двухстадийном анодировании каналы располагаются строго параллельно друг другу. Однако на рис. 3 видны пустоты, которые появились из-за наличия примесей внутри алюминия. Во время роста пленки поры либо огибают такие пустоты, либо проходят насквозь. Образование таких пустот связано с наличием примесей внутри алюминия, и, чтобы избежать их появления, необходимо использовать алюминий высокой степени чистоты. Однако даже низкой степени чистоты достаточно, чтобы заключить, что для образования более упорядоченных параллельных каналов внутри мембраны необходимо использовать двухстадийное анодирование.

Также в ходе экспериментов было показано, что упорядоченное расположение пор на поверхности мембраны не обязательно для того, чтобы каналы внутри нее были параллельны. На рис. 3 представ-

лены снимки РЭМ-мембраны, полученной двустадийным анодированием. Первая стадия длилась 7 ч при напряжении 40 В, вторая стадия длилась 22 ч при напряжении 40 В.

Из рис. 4, *a* видно, что поры на поверхности мембраны со стороны анодирования не имеют общую упорядоченную картину, однако имеют некоторые участки упорядоченности. При этом каналы внутри мембраны имеют четкую параллельную структуру (рис. 4, *б*).

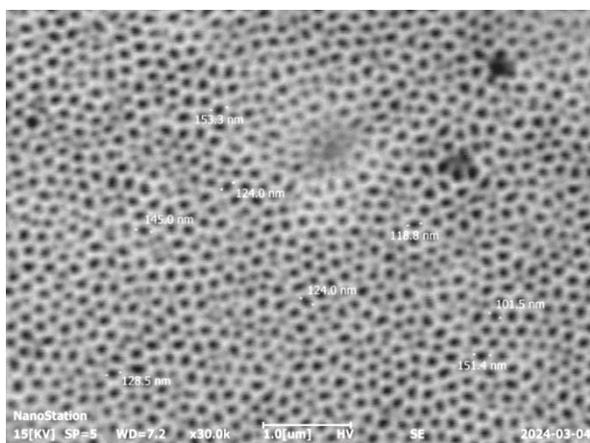
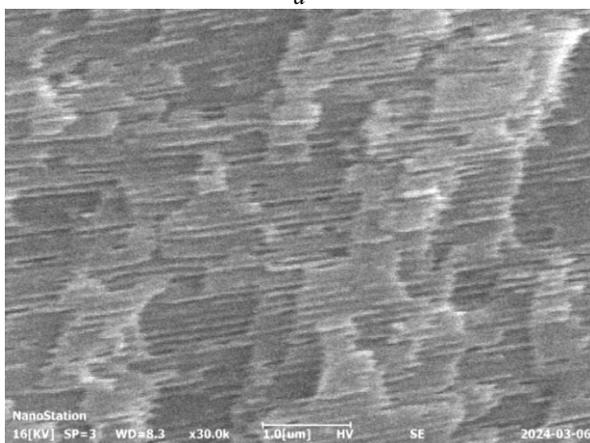
*a**б*

Рис. 4. Снимок РЭМ-мембраны, полученной в щавелевой кислоте двустадийным анодированием – *a*. Снимок со стороны анодирования – *б*

Приведенные выше данные указывают на то, что даже при неупорядоченном расположении пор на поверхности мембраны (т.е. поры со стороны анодирования) каналы внутри мембраны могут быть параллельны друг другу.

Известно, что оксидный слой мембраны поглощает частицы электролита из раствора. Чтобы это доказать, был проведен спектрометрический анализ для определения состава выросшей пористой пленки мембраны, сделан снимок РЭМ, который представлен на рис. 1.

Анализируя полученные данные, можно заметить, что абсолютно во всех спектрах присутствует углерод. Так как анодирование алюминия проводилось в щавелевокислом электролите, в растворе при-

сутствовали оксалат-ионы, которые захватывались оксидным слоем в процессе роста.

Массовая концентрация найденных в спектрах веществ в процентах для различных видов мембраны (щавелевая кислота)

Мембрана со стороны анодирования		
C	O	Al
19,65	39,57	40,78
Мембрана со стороны травления алюминия		
C	O	Al
11,81	40,14	48,05
Мембрана со стороны скола		
C	O	Al
17,90	43,23	38,87

Из литературы известно [7], что оксидный слой мембраны поглощает частицы электролита, что и наблюдалось в эксперименте. Этот факт необходимо учитывать при дальнейшей работе с такими пористыми мембранами в качестве подложек для печати олигонуклеотидов.

Заключение

Показано, что мембраны на основе пористого анодированного оксида алюминия, полученные двустадийным методом синтеза, имеют параллельную структуру каналов, что позволяет использовать их как подложки для синтеза олигонуклеотидов. Описан метод получения мембран в щавелевокислом электролите. Показано, что некоторое количество вещества электролита поглощается в оксидный слой мембраны, что необходимо учитывать при дальнейшей постобработке подложек.

Исследование выполнено в рамках госзадания № FEWM-2024-0001. Отдельная благодарность выражается проекту ПИШ ТУСУР «Разработка экспериментальной установки синтеза пористых мембран для задач генетических технологий».

Литература

1. Муратова Е.Н. Микро- и наноразмерные 3d-упорядоченные капиллярные матрицы на основе анодного оксида алюминия // Биотехносфера. – 2014. – № 6 (36). – С. 35–40.
2. Пористый анодный оксид алюминия, модифицированный частицами серебра, как газовый анализатор состава атмосферы / Д.З. Сафощкин, А.Е. Исаев, В.Р. Шатурный, И.Д. Кособудский, Н.М. Ушаков // Техногенная и природная безопасность. – 2019. – С. 240–243.
3. Высокопрочные защитные покрытия на основе пористого анодного оксида алюминия, модифицированного наноалмазами / И.В. Гасенкова, Г.А. Гусаков, Н.И. Мухуров, Г.В. Шаронов // Новые материалы и технологии: порошковая металлургия, композиционные материалы, защитные покрытия, сварка. – 2022. – С. 451–456.
4. Харченко И.А. Создание проводящей поверхности в мембранах пористого анодного оксида алюминия // Матер. 59-й Междунар. науч. студ. конф. – Новосибирск, 2021. – 196 с.
5. Муратова Е.Н. Пористый анодный оксид алюминия – основа для антиотражающих покрытий / Е.Н. Муратова, С.С. Налимова // Нанопизика и наноматериалы. – 2020. – С. 221–224.

6. Гадиров Р.М. Способ получения подложки для массового параллельного синтеза олигонуклеотидов / Р.М. Гадиров, А.Г. Лоцилов и др. // Патент № RU 2826178, дата приоритета: 01.11.2023.

7. Петухов Д.И. Пористые анодные оксиды алюминия и титана: структура, свойства, синтез: учеб. пособие / Д.И. Петухов, Р.Г. Валеев, С.М. Решетников // Ижевск: Изд. центр «Удмуртский университет», 2018. – 122 с.

8. Зейниденов А.К. Разработка техники и методики получения наноструктурированного пористого оксида алюминия методом анодного окисления / А.К. Зейниденов, Н.Х. Ибраев, Ж.М. Айтбаева // Вестник Карагандинского ун-та. – Сер.: Физика. – 2015. – № 4 (80).

9. Анодирование алюминия и его сплавов / И.А. Аккозиев, А.А. Жээнбеков, П.Д. Демьянович, Д.П. Демьянович // Вестник Кыргызско-Российского Славянского ун-та. – 2017. – Т. 17, № 5. – С. 61–63.

Айрих Светлана Андреевна

Магистрант Передовой инженерной школы (ПИШ)
Томского государственного ун-та
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: ayrikh.sa@gmail.com

Ашмарина Мария Владимировна

Магистрант ПИШ ТУСУРа
Эл. почта: mariaashmarina6@gmail.com

Гадиров Руслан Магомедтахирович

Канд. хим. наук, зав. лаб. аддитивных технологий
и инженерной биологии (ЛАТИБ) ТУСУРа
Эл. почта: grm882@ngs.ru

УДК 621.396.41

Т.А. Левина, Я.М. Клочков, Д.А. Клочкова, А.П. Адылина

Энергетическая активность природных нанодфектов в арсениде галлия

Рассмотрены вопросы, связанные с образованием электрически активных нанодфектов в ходе основных технологических процессов изготовления полупроводниковых структур на основе GaAs. Дфекты с глубокими уровнями в GaAs оказывают значительное влияние на электрофизические параметры структур. Приводится научная информация о влиянии дфектов, индуцированных имплантацией ионов водорода на время жизни носителей заряда в GaAs.

Ключевые слова: технологии, арсенид галлия, комплексные дфекты, глубокие уровни, нанодфекты.

В статье будут рассмотрены вопросы, связанные с образованием нанодфектов (их концентрация от 10^9 до 10^{14} на см^3) в ходе основных (природных) технологических процессов изготовления полупроводниковых структур на основе GaAs. В таком случае в данной работе использовался основной метод исследования электрической активности природных нанодфектов – это способ определения различий в спектрах DLTS полупроводниковых структур на основе арсенида галлия [1–6].

Основным способом получения высококачественных слоев GaAs, используемых как в лабораторных условиях, так и в промышленности, является эпитаксия: газофазовая (ГФЭ), жидкофазовая (ЖФЭ) и молекулярно-лучевая (МЛЭ). Следует также отметить еще один сравнительно новый вид эпитаксии – лазерную вакуумную эпитаксию (ЛВЭ). Сущность технологии ЛВЭ заключается в испарении мишени с помощью мощного импульсного лазера и осаждении частиц на подогретую подложку в вакууме. При ЛВЭ используется то же вакуумное оборудование, что и при МЛЭ.

Обратимся сначала к литературным данным по нанодфектам, образующим глубокие уровни (ГУ) в технологии ГФЭ. Авторами статьи [7, 8] при исследовании структур на основе эпитаксиальных слоев GaAs *n*-типа были найдены следующие ГУ: для образцов, выращенных ГФЭ, – $E_v+0,58$ эВ и $E_c-0,82$ эВ. Уровень $E_v+0,58$ эВ связывается с загрязнением атомами Fe, внесенными из материала конструкции установки (нержавеющая сталь). Дфект $E_v+0,58$ эВ ассоциируется с так называемым центром «В» по данным. Авторы работы [9] наблюдали ГУ $E_c-0,82$ эВ в диодах Шоттки на основе *n*-GaAs при выращивании ГФЭ. Отмечено, что указанный ГУ может быть связан с наличием примеси кислорода, он доминирует во всех образцах и эффективно определяет электролюминесценцию диода на длине волны 0,85 мкм. Эта же ловушка наблюдалась нами, однако здесь ее связывают с вакансией галлия (V_{Ga}). В пользу такой идентификации указывает то, что отжиг дфекта дает уменьшение концентрации указанного ГУ. Это может быть связано со смещением соотношения V_{Ga}/V_{As} в сторону роста V_{As} . При этом экспериментально наблюдается рост концентрации ловушки $E_v+0,64$ эВ (V_{As}). Эту информацию подтвер-

ждают результаты исследования процесса отжига ловушки $E_c-0,82$ эВ в GaAs, выращенного ГФЭ. С ростом температуры отжига происходит снижение концентрации этого ГЦ, но появляется дфект $E_v+0,64$ эВ, который также наблюдается в GaAs, выращенном ЖФЭ. Ловушки $E_c-0,82$ эВ и $E_v+0,64$ эВ связываются с вакансиями V_{Ga} и V_{As} .

Далее рассмотрим полученные данные по дфектам с ГУ, характерным для технологии ЖФЭ. Здесь наблюдали в ЖФЭ GaAs ГУ $E_v+0,38$ эВ и $E_v+0,58$ эВ (так называемые А- и В-центры). Нами отмечается, что эти дфекты характерны для GaAs-структур, выращенных ЖФЭ из расплава Ga, только в случае быстрого после эпитаксиального охлаждения. Установлено, что А- и В-центры вводятся эпитаксией. Добавление 1% атомов Ni, Co или Cr к расплаву Ga при эпитаксии может привести к возникновению центров А и В, даже если охлаждение идет довольно медленно. Атомы переходных металлов стремятся занять места Ga, и это должно изменить равновесие между различными возможными дфектами. В этом случае стимулируется образование дфектов, включающих вакансии Ga. Есть предположение, что центры А и В – антиструктурные дфекты типа Ga_{As} в кристаллической решетке GaAs. Они присутствуют только в условиях обогащения атомами Ga и отсутствуют при медленном послеепитаксиальном охлаждении. Эта модель находит подтверждение в [10].

Исследованы профили распределения ГУ А- и В-центров, где их энергии активации имеют следующие значения: $E_v+0,40$ эВ и $E_v+0,71$ эВ, что отличается от данных [7]. Здесь же рассмотрен ГУ $E_v+0,44$ эВ, который связывается с примесью атомов меди в ЖФЭ, – GaAs. Мы проводили модельный эксперимент по легированию GaAs атомами меди, анализ DLTS-спектров позволил идентифицировать ГУ $E_v+0,44$ эВ, как дфект, обусловленный примесью Cu в GaAs.

Наблюдаемый центр в [7] ГУ $E_c-0,82$ эВ ассоциируется с ловушкой EL2. Этот уровень почти всегда наблюдали в объеме GaAs-подложки и в эпитаксиальном слое, выращенном ГФЭ, в слоях, полученных ЖФЭ, он отсутствовал. Однако в слоях, выращенных ЖФЭ, ловушка EL2 может быть создана деформацией GaAs [7]. Это подтверждается и дан-

ными [11]. Здесь наблюдалась корреляция между фактом присутствия в экспериментальных образцах ловушки EL2 и профилем дислокаций. Дислокации были созданы пластической деформацией GaAs. В бездислокационных образцах ловушка EL2 отсутствовала.

Изучению свойств центра EL2 посвящен значительный ряд работ. Как показано в [7–12], с ловушкой EL2 обычно связывают ГУ $E_c-0,83$ эВ. В [13] с EL2 связывают ГУ $E_c-0,78$ эВ. В литературе часто встречаются значения энергии для EL2 от 0,7 эВ [14] до 0,83 эВ [15]. Анализируя DLTS-спектры, можно отметить две модели образования EL2.

Одна из них предполагает, что EL2-уровень образован вакансиями Ga. Это экспериментально подтверждается опытами по выращиванию эпитаксиального слоя GaAs при варьировании соотношения между мышьяком и галлием.

Согласно другой модели, центр EL2 можно представить в виде антиструктурного дефекта As_{Ga} . В пользу этой модели свидетельствует зависимость концентрации центра EL2 от давления паров мышьяка при выращивании и от концентрации свободных электронов. В соответствии с термодинамикой процесса, плотность дефектов As_{Ga} должна резко убывать с увеличением концентрации электронов, что и наблюдается для EL2. Согласно этой модели, антиструктурный дефект образуется после выращивания (температура роста 780 °С ГФЭ) при охлаждении и не должен наблюдаться в образцах с концентрацией электронов выше $5 \cdot 10^{17}$ см⁻³. Эта модель находит подтверждение в более поздней работе [16]. В пользу этой модели свидетельствуют и данные из [17]. Здесь говорится, что EL2 представляет собой дефект, состоящий из двух атомов As с тремя связями в отличие от соседних атомов As, имеющих по четыре связи. Мы также наблюдали ловушку EL2 на образцах с эпитаксиальным слоем n-типа, выращенным ГФЭ из металлоорганических соединений.

У нас имеются данные об отжиге центра EL2. Здесь с EL2 связывается ГУ $E_c-0,83$ эВ. Указанный центр ассоциируется с дефектом роста, образующимся в ходе эпитаксии, его концентрации при температуре роста максимальны. Концентрация ловушки EL2 падает с увеличением температуры роста, начиная с 650 °С, она становится постоянной. Данная температура является критической для EL2.

Исследования показывают такое характерное свойство EL2, как метастабильность [18]. Причиной этого считают то, что центр включает в себя связь между дефектом и мелким донором, источником метастабильности EL2 считают электронную структуру дефекта (два атома As с тремя связями вместо четырех). Причём переход дефектов EL2 в метастабильное состояние может быть вызван приложением механического напряжения вдоль осей (111) и (100). Такой переход приводит к сильной анизотропии. Наблюдаемый эффект энергетического расщепления основного состояния метастабильного дефекта EL2 свидетельствует в пользу его тригональной симмет-

рии. К энергетическому расщеплению EL2 приводят и процессы ионной имплантации. При внедрении Si^+ в слой GaAs, выращенные МЛЭ, наблюдается расщепление EL2 на четыре электронных и один дырочный уровень.

Отметим также эффект снижения интенсивности DLTS-сигнала уровня EL2. Интенсивность падает с уменьшением высоты барьера Шоттки и возрастает с его увеличением. Это явление заключается в следующем. Интенсивность DLTS-сигнала зависит от величины концентрации центров, расположенных в определенном месте запрещенной зоны полупроводника. Глубокий уровень EL2, размещенный вблизи середины запрещенной зоны GaAs, почти полностью занят при нулевом смещении, поэтому интенсивность сигнала определяется числом пустых состояний при опустошающем импульсе. Для барьера Шоттки выше 0,83 эВ все EL2-состояния при этом опустошаются. Здесь сигнал максимален и входит в насыщение. С падением высоты барьера заполнение EL2 возрастает, поэтому интенсивность сигнала падает. При очень низком барьере (ниже 0,62 эВ) сигнал вообще перестает фиксироваться.

Выше были рассмотрены дефекты с ГУ, возникающие при ГФЭ и ЖФЭ GaAs, теперь рассмотрим дефекты, возникающие при МЛЭ. Выращивание слоев проводилось в условиях Ga- и As-обогащения поверхности роста для двух типов образцов. Отмечается явное различие в спектрах ГУ между образцами, выращенными при разных условиях обогащения поверхности роста. Основными дефектами в образцах, выращенных при обогащении As, являются ГУ: $E_c-0,33$ эВ и $E_c-0,52$ эВ, наблюдались также трудноразличимые уровни $E_c-0,58$ эВ и $E_c-0,62$ эВ.

При выращивании в условиях обогащения поверхности роста Ga наблюдались ГУ: $E_c-0,29$ эВ и $E_c-0,85$ эВ. Последний глубокий уровень может быть ловушкой EL2. Как отмечалось, ловушки EL2 могут возникать при МЛЭ. Уровень $E_c-0,29$ эВ обычно связывают с комплексом типа «примесь- V_{As} », возникающим при МЛЭ. То есть следует, что дефекты, наблюдаемые при МЛЭ в случае обогащения поверхности роста атомами Ga, связаны с химическими примесями и не являются простыми дефектами решетки.

Ловушки в As-обогащенных слоях GaAs связаны также с химическими примесями. Очевидность химической природы ловушек в As-обогащенных слоях выражена сильнее, чем в Ga-обогащенных слоях. Различие в спектрах DLTS образцов с Ga- и As-обогащением определяются различиями в стехиометрии. В Ga-обогащенных слоях дефекты могут быть обусловлены вакансиями Ga и As. Ловушки не являются в этом случае простыми дефектами. Наиболее вероятно, что они являются комплексами природных дефектов с химическими примесями.

Концентрация дефектов при МЛЭ сильно зависит от кристаллографической ориентации подложки. А именно концентрация дефектов монотонно увеличивается при изменении кристаллографической ориентации поверхности роста от (100) к (111).

Картина дефектов при МЛЭ сильно зависит от температуры подложки в ходе выращивания слоев. Для достижения высокого качества эпитаксиальных слоев следует использовать высокие температуры нагрева подложки при росте, максимальная температура ограничена процессами разрушения соединения GaAs. Исследовались механизмы проводимости GaAs-слоев, выращенных МЛЭ при относительно низких (190–200 °С) температурах подложки и подвергнутых отжигу (300–600 °С). Из измерений температурных зависимостей проводимости следует, что при $T < 300$ °К она носит прыжковый характер с участием EL2.

Изучение ряда работ по ЛВЭ показало, что набор дефектов с ГУ, возникающих в случае применения этого технологического метода, практически тот же, что и в случае МЛЭ. Очевидно, это связано с тем, что при ЛВЭ применяется то же вакуумное оборудование, что и при МЛЭ. Крупным преимуществом метода ЛВЭ является замена дорогостоящего молекулярного источника на более универсальный и дешевый лазерный испаритель. Как следует из анализа, благодаря этому преимуществу в настоящее время технология ЛВЭ вытесняет МЛЭ.

Нами отмечается еще один важный вид дефектов в GaAs, это DX-центры. Здесь приводятся результаты исследований p^+n -переходов ЖФЭ GaAs. Наблюдались ловушки электронов $E_c-0,42$ эВ и $0,60$ эВ, ловушки дырок $E_v+0,40$ эВ и $0,71$ эВ. Показано, что DX-центры в GaAs могут захватывать свободные электроны ловушками неосновных носителей (по типу базы диода). Такие DX-центры захвата действуют в направлении уменьшения концентрации свободных носителей независимо от механизма действия других центров. DX-центры индуцированы гидростатическим давлением в образцах GaAs, легированных кремнием. Согласно одной из моделей, DX-центром считается комплекс типа «Si-дефект». Вторая модель связывает рассматриваемые ловушки с дефектами, возникшими при замещении атомов Ga на Si. На образцах n -GaAs 90% атомов кремния внедряются в решетку полупроводника в форме Si-Ga. Комплексы типа Si-дефекты отсутствуют.

Еще одним важным технологическим методом получения структур на основе арсенида галлия является ионная имплантация. Как и в кремнии, радиационные воздействия приводят к появлению дефектов типа вакансий, дислокаций и их комплексов с атомами примесей. Энергия активации этих ГУ лежит в области от $E_c-0,25$ до $E_c-0,83$ эВ. Радиационные воздействия приводят как к образованию новых, так и к трансформации уже существующих дефектов. Например, расщепление основного состояния ГУ EL2 в GaAs при имплантации ионов кремния.

Нейтронное облучение GaAs-слоев вносит ловушки $E_v+0,18$ эВ, а также вносит ГУ, аналогичные дефектам типа E2, E3 и E5 в GaAs, облученные электронами. Наблюдалась также широкая U-образная полоса со средней энергией $E_v+0,66$ эВ, связанная с дефектами в разупорядоченной области. Пере-

стройка этой полосы с ростом температуры связывается с формированием дефектных кластеров.

Имеется информация о влиянии дефектов, индуцированных имплантацией ионов водорода на время жизни (τ_n) носителей заряда в GaAs. Установлено, что для доз облучения выше $2 \cdot 10^{12}$ см⁻² τ_n обратно пропорционально дозе и при ее величине $1 \cdot 10^{14}$ см⁻² $\tau_n = 0,5 \pm 0,1$ нс. Отмечается, что в зависимости времени жизни от дозы отсутствует тенденция к насыщению τ_n .

Таким образом, характерными глубокими центрами в технологии газофазовой эпитаксии слоев GaAs n -типа являются следующие нанодфекты с энергиями активации: $-E_v+0,58$ эВ и $E_c-0,82$ эВ. Для технологии жидкофазовой эпитаксии GaAs – это нанодфекты с энергиями активации $E_v+0,38$ и $E_v+0,58$ эВ (так называемые А- и В-центры). Возникающие при молекулярно-лучевой эпитаксии слоев GaAs дефекты свойственны глубокому уровню: $E_c-0,33$ и $E_c-0,52$ эВ. Изучение материалов по лазерно-вакуумной эпитаксии показало, что набор дефектов с глубокими уровнями практически тот же, что и в случае молекулярно-лучевой эпитаксии при методе ионной имплантации получения структур на основе арсенида галлия появляются дефекты с энергией активации в области от $E_c-0,25$ до $E_c-0,83$ эВ. Отдельно изучено свойство центра EL2, его связывают с глубокими уровнями энергии активации, равной $E_c-0,83$ эВ. Также отмечается еще один вид дефектов в GaAs, это DX-центры. Нейтронное облучение слоев GaAs вносит дырочные ловушки с энергией $E_v+0,18$ эВ. Аналогичные дефекты в GaAs при облучении электронами образуют уровни E2, E3 и E5.

Выводы

Определена энергетическая активность природных нанодфектов в арсениде галлия в зависимости от технологии его получения. Эти ГУ влияют на время жизни носителей заряда, механизмы проводимости GaAs-слоев полупроводниковых структур, формирующие элементы интегральных схем.

Литература

- Орешкин П.Т. Долговременная релаксация неравновесной проводимости в поверхностно-барьерных структурах полупроводников / П.Т. Орешкин, А.Я. Ключков, М.В. Зубков, С.В. Патрин // ФТП. – 1984. – Т. 18, № 8. – С. 1503–1506.
- Ключков А.Я. Тестирование технологии изготовления кремниевых интегральных микросхем по глубоким центрам с применением тестовой ячейки // Вестник РГРТА. – Вып. 1. – Рязань. – 1996. – С. 93–98.
- Ключков А.Я. Сканирующая DLTS с электронным зондом // Матер. Всерос. симпозиума по эмиссионной электронике, посвященные памяти Г.Н. Шуппе: термоэлектронная, вторично-электронная, фотоэлектронная эмиссии и спектроскопия поверхности твердого тела. – Рязань, 17–19 сентября 1996 г., Рязань: РГРТА, 1996. – С. 195–196.
- Ключков А.Я. Диагностика и анализ технологических процессов полупроводниковых материалов и структур методом нестационарной спектроскопии глубоких уровней // Труды междунар. конф. «Центры с глубокими

уровнями в полупроводниках и полупроводниковых структурах». – Ульяновск, 1997. – С. 72–73.

5. Клочков А.Я. Оборудование для тестирования технологии интегральных микросхем по глубоким центрам // Вестник РГРТА. – Рязань, 1997. – Вып. 3. – С. 63–72.

6. Кузьменко А.П. Место DLTS в тестировании промышленных технологий, трудности и противоречия существующей теории / А.П. Кузьменко, А.Я. Клочков, Т.А. Левина, А.М. Левин // Физика и технология наноматериалов и структур: сб. науч. статей 3-й Междунар. науч.-практ. конф.: в 2 т. – 2017. – С. 309–313.

7. Свойства гетеропереходов p-Si-n-GaAs, полученных методом лазерной вакуумной эпитаксии / В.А. Будяну, И.А. Дамаскин, В.П. Зенченко, А.А. Насакин, С.Л. Пышкин, С.А. Федосеев, С.Н. Чечуй // ФТП. – 1984. – Т. 18, вып. 4. – С. 619–623.

8. Глухих Я.М. Параметры и свойства материалов при низкотемпературном освещении ОКГ интеллектуальных электронных технических систем АПК / Я.М. Глухих, Д.А. Кудряшова, Т.А. Левина // Науч.-исслед. решения высшей школы: матер. студенческой науч. конф., 26 декабря 2023 г. – Рязань: РГАТУ, 2023. – С. 15–16.

9. Kadota Y., Chino K. Deep level transient spectroscopy of epitaxy lauers GaAs / Y. Kadota, K. Chino // J. Appl. Phys. – 1983. – Vol. 22, No. 10. – PP. 1563–1566.

10. Каширин Д.Е. Оценка качества датчиков, применяемых в сельскохозяйственной технике / Д.Е. Каширин, А.Я. Клочков, Т.А. Левина, Я.М. Глухих, А.Р. Честных // Вестник РГАТУ им. П.А. Костычева. – 2023. – Т. 15, № 1. – С. 136–143.

11. Глухих Я.М. Особенности полупроводникового материала повышенной стойкости для датчиков Холла сельскохозяйственной техники / Я.М. Глухих, Д.А. Кудряшова, Т.А. Левина // Научно-исследовательские решения высшей школы: матер. студенческой науч. конф., 26 декабря 2023 г. – Рязань: РГАТУ им. П.А. Костычева, 2023. – С. 13–14.

12. Кудряшова Д.А. Сенсоры в сельскохозяйственной технике / Д.А. Кудряшова, Я.М. Глухих, Т.А. Левина // Научно-исследовательские решения высшей школы: матер. студенческой науч. конф., 26 декабря 2023 г. – Рязань: РГАТУ им. П.А. Костычева, 2023. – С. 33–34.

13. Левина Т.А. Обеспечение достоверности определения параметров глубоких центров в процессе технологии интегральных микросхем / Т.А. Левина, Я.М. Глухих, А.П. Аддылина, А.Р. Честных // Фундаментальные и прикладные аспекты развития современной науки: сб. науч. статей по матер. XIV Междунар. науч.-практ. конф. – Уфа: Науч.-издат. центр «Вестник науки», 2024. – С. 21–38.

14. Кудряшова Д.А. Свойства полупроводникового материала для интеллектуальной системы АПК в далёкой инфракрасной области / Д.А. Кудряшова, Я.М. Глухих, Т.А. Левина // Научно-исследовательские решения выс-

шей школы: матер. студенческой научной конференции, 26 декабря 2023 г. – Рязань: РГАТУ, 2023. – С. 31–32.

15. Левина Т.А. Схема диагностики технологического процесса изготовления биполярных интегральных микросхем / Т.А. Левина, Я.М. Глухих, А.П. Аддылина, А.Р. Честных // Научные исследования: фундаментальные и прикладные аспекты: сборник статей III Междунар. науч.-практ. конф. – Пенза, 2024. – С. 10–15.

16. Левина Т.А. Разработка оборудования и методик для тестирования технологий изготовления интегральных микросхем по глубоким центрам / Т.А. Левина, Я.М. Глухих, А.П. Аддылина // Современные тенденции развития исследовательских компетенций в условиях инновационного кластера: сборник статей Всерос. науч.-практ. конф. с междунар. участием. – УФА, 2024. – С. 15–31.

17. Левина Т.А. Исследование интегрированного технологического процесса получения диэлектрических пленок для интегральных схем / Т.А. Левина, Я.М. Глухих, А.П. Аддылина // Становление и развитие новой парадигмы инновационной науки в условиях современного общества: сборник статей Всерос. науч.-практ. конф. с междунар. участием. – УФА, 2024. – С. 11–20.

18. Левина Т.А. Экспериментальная методика исследования дефектов с глубокими центрами интегрированного технологического процесса получения диэлектрических пленок для интегральных схем / Т.А. Левина, Я.М. Глухих, А.П. Аддылина, А.Р. Честных // Современные научные исследования: актуальные вопросы, достижения и инновации: сборник статей XXXVII Междунар. науч.-практ. конф. – Пенза, 2024. – С. 22–26.

Левина Татьяна Анатольевна

Канд. экон. наук, доцент, зав. каф. стандартизации, метрологии и сертификации (СМиС) Московского политехнического ун-та (Мосполитех)
Эл. почта: gta03@mail.ru

Клочков Яков Михайлович

Студент каф. материаловедения Мосполитеха
Эл. почта: gluhihyak@gmail.com

Клочкова Дарья Андреевна

Студентка каф. иехнологий и управление качеством в полиграфическом и упаковочном производстве Мосполитеха
Эл. почта: klochdarkova@yandex.ru

Аддылина Анна Петровна

Канд. техн. наук, доцент каф. СМиС Мосполитеха
Эл. почта: dmitrleva@mail.ru

УДК 53.043

В.А. Сокурено

Исследование влияния внешнего напряжения на величину низкочастотного шума типа $1/f$ для резистивных компонентов

Исследована амплитуда низкочастотного шума от внешнего напряжения для резистивных компонентов на основе тонкой углеродной, металлической, металлооксидной и толстой углеродной пленки с сопротивлением до 200 Ом. При падении напряжения до 4 В интенсивность низкочастотных шумовых флуктуаций имеет квадратичную характеристику с достоверностью аппроксимации более $R^2 = 0,96$.

Ключевые слова: толстоплёночные резисторы, тонкоплёночные резисторы, низкочастотный шум, флуктуации напряжения.

Явление низкочастотного шума можно использовать в качестве метода неразрушающего контроля электронных компонентов. Низкочастотная шумовая спектроскопия является быстрым и не разрушающим методом контроля, имеющим большую чувствительность по сравнению с современными электрическими и оптическими методами. Однако данное явление не используется как метод контроля из-за отсутствия комплексных исследовательских работ и всестороннего изучения данного явления, особенно для резистивных компонентов [1, 2].

Явление низкочастотного шума, согласно литературным источникам, проявляется при протекании напряжения или тока через образец. При этом, согласно обзорным работам [3, 4], внешнее воздействие не является причиной возникновения флуктуации, а является методом их идентификации в системе. Интенсивность флуктуации зависит от напряжения, через образец, а также структурных и физических особенностей материала. Такой вывод можно сделать по ряду обзорных работ [5, 6], где сравниваются различные типы резистивных компонентов, изготовленных по различным технологиям и применяемым материалам при одном уровне питающего напряжения. Однако в работах не содержится комплексных исследований по определению типа зависимости низкочастотного шума от различного уровня напряжения или тока для резистивных компонентов.

Целью данной работы является исследование влияния внешнего питающего напряжения на величину низкочастотного шума для резистивных компонентов на основе углерода, металлической и металлооксидной пленки с сопротивлением $R = 200$ Ом.

Методика приготовления образцов и постановка эксперимента

В качестве устройства усилителя для низкочастотного шума применялась система, состоящая из малошумящих операционных усилителей. Блок-схема устройства для измерения шума представлена на рис. 1. Схема измерения состояла из трех основных блоков. Первый блок – источник питания с исследуемым образцом и второй – блок усилителя. Оба блока были помещены в металлический экран для предотвращения проникновения наводок и посторонних шумов. При помощи третьего блока осцил-

лографа осуществлялся сбор данных шума. Связь между блоками осуществлялась при помощи коаксиального кабеля.



Рис. 1. Блок-схема измерения низкочастотного шума

Для измерения низкочастотных флуктуаций напряжения применялась базовая схема [6], представленная на рис. 2. В качестве малошумящего источника питания для резистивных компонентов использовались батареи Mh-Ni. Для уменьшения вклада низкочастотного шума токоограничивающего резистора на результат измерения исследуемого образца R_i использовался металлопленочный резистор R_t в smd-корпусе.

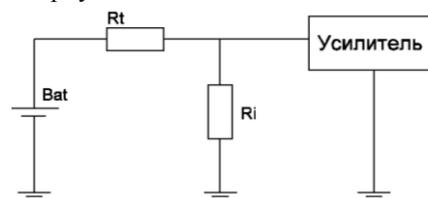


Рис. 2. Схема измерения низкочастотного шума на основе делителя напряжения

Перед измерением низкочастотного шума проводилась проверка работоспособности усилителя. Для этого последовательно выполнялись несколько этапов проверки. Сначала осуществлялась закоротка входа усилителя и производилось измерение собственных шумов усилителя. Затем к входу усилителя подключался резистор сопротивлением 50 Ом и осуществлялось измерение тепловых шумов резистора и усилителя. Результаты измерения сравнивались с результатами моделирования шума применяемой схемы в программе LTSpice. Результаты должны отличаться более чем на 4%.

Для исследования использовались 4 типа образцов. Первый образец толстопленочный, $R_{H1} = 200$ Ом,

изготавливался на основе углеродной пасты марки ПУРП 0,05 с поверхностным сопротивлением 50 Ом/кв. В качестве метода нанесения использовался метод печати на текстолитовые подложки с медными контактными площадками. Внешний вид изготовленных образцов представлен на рис. 3.

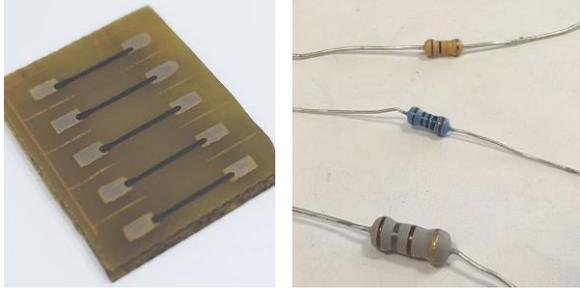


Рис. 3. Внешний вид образцов R_{11} – R_{14}

После вжигания медные контакты подвергались лужению при помощи припоя марки ПОС-61. Образцы R_{12} – R_{14} – тонкопленочные выводные тонкопленочные резисторы с сопротивлением $R = 200$ Ом на основе углеродной, металлической металлооксидной пленки. Использовались резисторы марки CF-25 (C1-4), MF-25 (C2-23) и MO-50 (C2-23).

Методика исследования заключалась в увеличении уровня питающего напряжения в пределах до $U_{\text{п}} = 4$ В для объекта исследования и регистрации усиленного шумового сигнала при помощи осциллографа. Измерение низкочастотного шума проводилось в полосе частот Δf до 150 кГц и напряжении в диапазоне $U_{\text{п}} = 0,5$ –4 В.

Результаты

На рис. 4 представлены результаты измерения низкочастотного шума изготовленных образцов R_{11} .

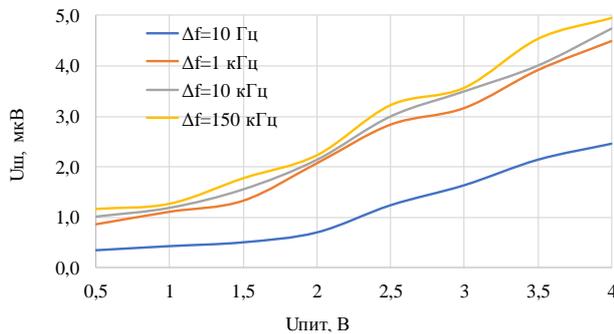


Рис. 4. Экспериментальные данные изменения низкочастотного шума при внешнем напряжении до 4 В для образца R_{11}

На основе полученных экспериментальных данных для анализа типа зависимости шума от внешнего питающего напряжения применялся метод наименьших квадратов. Для анализа экспериментальных данных применялась линейная, степенная, квадратичная и кубическая зависимость. В результате достоверность аппроксимации $R^2 = 0,9909$ была достигнута при использовании квадратичной зависимости. Результаты регрессионного анализа представлены на рис. 5.

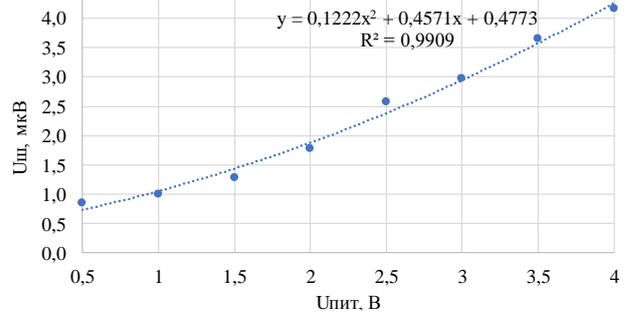


Рис. 5 Зависимость уровня низкочастотного шума от внешнего напряжения для образца R_{11}

После аналогичные измерения были выполнены для образцов R_{12} – R_{14} . На рис. 6 представлены данные уровня низкочастотного шума от внешнего напряжения для образцов R_{12} – R_{14} . Все образцы показали квадратичную зависимость уровня низкочастотного шума от внешнего питающего напряжения с достоверностью аппроксимации $R^2 = 0,96$ – $0,98$.

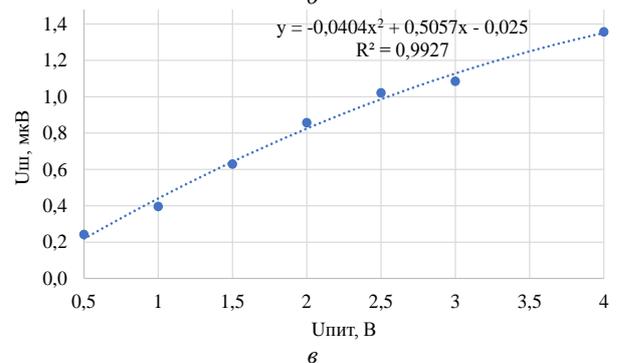
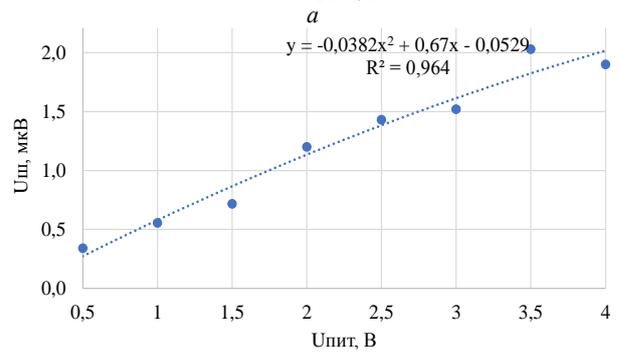
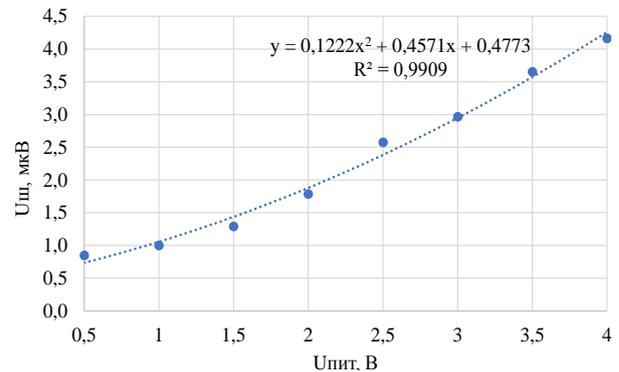


Рис. 6. Зависимость уровня низкочастотного шума от внешнего напряжения для образца R_{12} – R_{14} :
 а – R_{12} – резистор на основе тонкой пленки углерода;
 б – R_{13} – резистор на основе тонкой металлооксидной пленки;
 в – R_{14} – резистор на основе тонкой металлической пленки

Полученные экспериментальные данные отличаются по амплитуде низкочастотного шума: минимальный шум зафиксирован у металлопленочных резисторов; максимальный – у резисторов на основе толстых пленок, изготовленных методом принтерной печати.

Выводы

Исследованные резистивные структуры сопротивлением до 200 Ом имели различный уровень низкочастотного шума при напряжении питания в диапазоне 0,5–4 В. Уровень низкочастотного шума от внешнего напряжения для резистивных компонентов на основе углерода, металлооксидной и металлической пленки изменялся по квадратичной зависимости. Достоверность аппроксимации полученных данных составила более $R^2 = 0,96$ для всех образцов.

Характер полученных зависимостей указывает, что внешнее питание оказывает индивидуальный прирост флуктуации напряжения для каждого рассматриваемого материала. Максимальный уровень шума до 4,1 мкВ зафиксирован для толстопленочных углеродных резисторов, а минимальный уровень шума до 1,4 мкВ – для резисторов на основе металлической пленки. Резисторы на основе металлооксидной пленки имели среднее значение шума до 2 мкВ. Возможной причиной этого являются индивидуальные особенности электропроводности. В будущих работах планируется подробное исследование механизмов электропроводности и их корреляции с низкочастотными шумами.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации № FEWM-2022-0005.

Литература

1. Jones B.K. Electrical noise as a measure of quality and reliability in electronic devices // *Advances in Electronics and Electron Physics*. – 1933. – Vol. 87. – PP. 201–267.
2. Vandamme L.K.J. Noise as a diagnostic tool for quality and reliability of electronic devices // *IEEE Transactions on Electron Devices*. – 1994. – Vol. 41, No. 11. – PP. 2176–2187.
3. Beev N. Measurement of Excess Noise in Thin Film and Metal Foil Resistor // *IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)*. – 2021. – PP. 1–6.
4. Noise properties of thick-film conducting lines for integrated inductors stadler / A.W. Kolek, K. Mleczko, Z. Zawislak, A. Dziedzic, D. Nowa // *Metrology and Measurement Systems*. – 2015. – No. 22. – PP. 229–240.
5. Якубович Б.И. Фундаментальные электрические шумы и неразрушающий контроль электронных приборов // *Надежность*. – 2017. – Вып. 17 (2). – С. 31–35.
6. Conrad G. Recommended Standard Resistor-Noise Test System / G. Conrad, N. Newman, A. Stansbury // *IRE Transactions on Component Parts*. – 1960. – No. 3. – PP. 71–88.

Сокуренок Вячеслав Артурович

Аспирант каф. ФЭ, м.н.с. лаб. печатной электроники (Аддитив) ТУСУРа
Эл. почта: sokurenko.sl.08@mail.ru

А.С. Терехова

Фазовый состав и электропроводность наноразмерных пленок ITO

Проведены результаты рентгенофазового анализа пленок ITO, полученных магнетронным распылением на подложках из плавленного кварца. Экспериментально установлено, что в результате отжига пленок в кислородсодержащей атмосфере происходит изменение структуры пленки от рентгеноаморфной к нанокристаллической. Таким образом, отжиг приводит к электрической активации примесных ионов олова и, как следствие, к повышению электропроводности пленки.

Ключевые слова: пленки ITO, дифрактограмма, электропроводность, отжиг, постоянная решетки, область когерентного рассеяния (ОКР), энергия активации электропроводности.

Наноразмерные пленки оксида индия, легированного оловом (ITO), находят широкое применение в электронике. Они используются в качестве электродов солнечных панелей, покрытий для жидкокристаллических дисплеев, биосенсоров, светодиодов. Основным преимуществом данного материала являются его высокая электропроводность и прозрачность для видимого света, что делает его пригодным для использования в оптоэлектрических приборах [1].

Существуют различные методы получения пленок из компактных исходных материалов: ионно-плазменное, магнетронное, электрохимическое, термическое и др. В качестве подложек могут использоваться различные материалы: полупроводник, стекло, ситалл. Как правило, данными способами получают пленки со стекловидной структурой. Поэтому с целью стабилизации параметров полученные этими способами пленки подвергают отжигу в кислородсодержащей атмосфере. Отжиг может происходить при различной температуре и занимать разное время. Все эти факторы влияют на структуру и электронные свойства пленок.

Целью работы является изучение влияния отжига на фазовый состав пленок ITO и их электрические свойства.

Результаты экспериментов и их анализ

В качестве объектов исследования использовались образцы пленок ITO, полученные методом магнетронного распыления из компактной мишени толщиной 200 нм на подложках из плавленного кварца до отжига и после отжига при 600 °С в кислородсодержащей среде [1]. Рентгенофазовый анализ проводился с помощью дифрактометра «Дифрей 402», а измерения электрофизических характеристик – с помощью измерителя импеданса Е7-21. В качестве тестового образца использовался чистый порошок оксида индия (рис. 1).

Максимальный «характеристический» дифракционный максимум принадлежит отражению рентгеновского излучения от плоскости (222). Постоянная решетки чистого оксида индия составила 1,01087 нм, а средний размер областей когерентного рассеяния, определенный по методу Шерера–Дебая, составил 45 нм. Исследования, проведенные на экс-

периментальных образцах пленок ITO на плавленном кварце после их напыления, показали, что их структура является рентгеноаморфной (полное отсутствие дифракционных пиков) (рис. 2). В процессе отжига пленка частично кристаллизуется, что приводит к появлению характерной для оксида индия дифрактограммы.

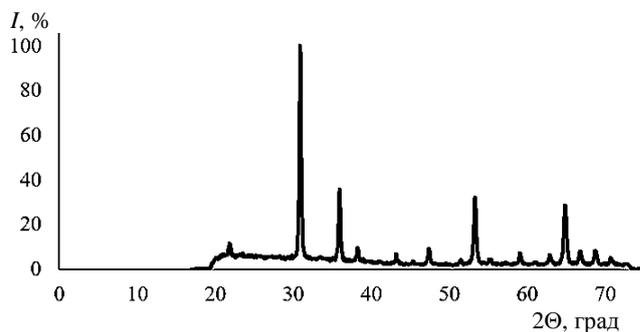


Рис. 1. Рентгенодифрактограмма оксида индия

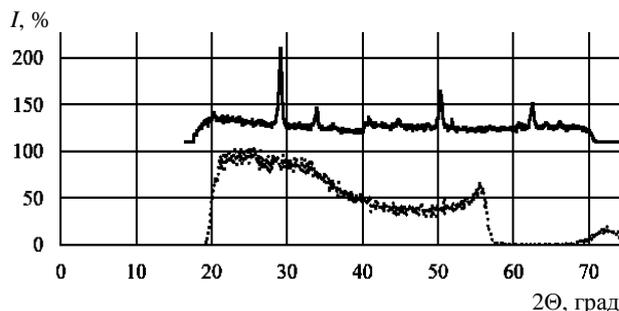


Рис. 2. Дифрактограммы пленок ITO на подложках из кварца: – без отжига; — – с отжигом

Средний размер областей когерентного рассеяния в пленках после отжига составил 16,5 нм. На полученных образцах пленок ITO были проведены исследования их электрофизических характеристик в диапазоне температур и частот. Установлено, что отжиг в атмосфере кислорода приводит к увеличению её электропроводности более чем в два раза, что связано как с электрической активацией примесных ионов олова, так и с генерацией кислородных вакансий [2, 3]. Механизм электропроводности при комнатной температуре приобретает металлический характер, но при температурах выше 150 °С он изменяется на полупроводниковый (рис. 3).

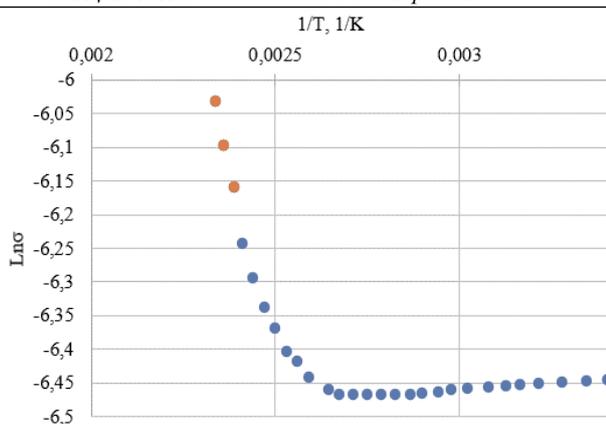


Рис. 3. Температурная зависимость электропроводности пленки ITO на плавном кварце в поле её отжига

Была также установлена зависимость сопротивления пленки ITO от частоты (рис. 4).

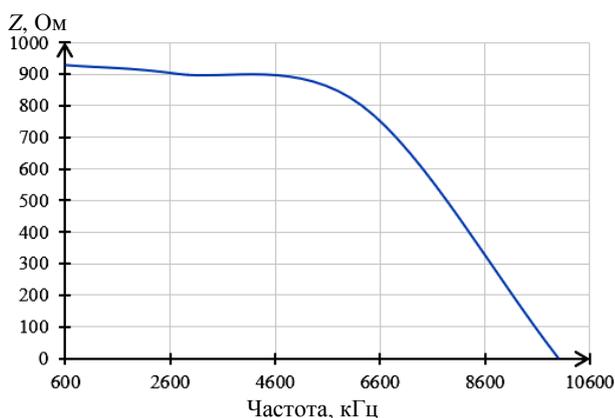


Рис. 4. Зависимость сопротивления пленки ITO от частоты

Форма зависимости позволяет предполагать наличие у наноразмерных пленок ITO прыжкового механизма проводимости, описанного Моттом.

Заключение

Полученные данные позволяют сделать вывод, что отжиг приводит к кристаллизации пленок ITO, полученных методом магнетронного распыления на подложках из кварцевого стекла, и к активации примесных центров, из-за чего пленка становится вырожденным полупроводником. Также установлено, что пленки обладают прыжковым механизмом электропроводности.

Литература

1. ITO Films for Plasmon Resonance-Based Optical Sensors / Y. Zhidic, A. Ivanova, S. Smirnov, K. Zhuk, I. Yunusov, P. Troyan // Coatings. – 2022. – No. 12. – PP. 1–11.
2. Sofi A.H. Structural, Optical and Electrical Properties of ITO Thin Films / A.H. Sofi, M.A. Shan, K. Asokan // Journal of electronics materials. – 2018. – Vol. 47, No. 2.
3. Спектральные и рентгеновские исследования пленок оксида индия на сапфировых подложках / А.А. Тихий, Ю.М. Николаенко, Ю.И. Жихарева, И.В. Жихарев // Оптика и спектроскопия. – 2020. – Т. 128, вып. 10.

Терехова Александра Сергеевна

Студентка каф. физической электроники (ФЭ) ТУСУРа
Эл. почта: tas18102004@mail.ru

Ю.В. Карпачёва, Ю.В. Сахаров

Разработка технологического процесса получения тонкой пленки диоксида кремния плазмохимическим осаждением для защитного слоя светодиодов на основе нитрида галлия

Представлена разработка технологического процесса получения тонкой пленки диоксида кремния плазмохимическим осаждением. Ключевым критерием при разработке режима осаждения является минимизация мощности генератора. Разработанный режим осаждения диоксида кремния соответствует ряду требований: определенному диапазону показателя преломления, допустимому разбросу по толщине пленки, параметрам толщины, соответствию стехиометрии.

Ключевые слова: диоксид кремния, тонкая пленка, плазмохимическое осаждение.

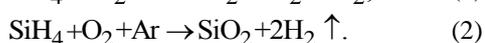
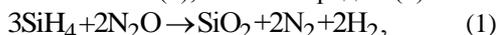
Диэлектрические пленки в современной электронике предназначены для пассивации и защитных слоев приборов. Пассивирующие пленки наносятся на заключительных этапах изготовления прибора с целью обеспечения защиты активных слоев прибора от внешних воздействий среды. В свою очередь, защитные пленки используются в качестве масок для различных технологических процессов.

Важнейшим критерием для разработки режима осаждения является минимальная мощность генератора. Стремление к достижению минимального значения мощности обусловлено необходимостью предотвращения повреждения приповерхностных слоев подложки и сформированных структур, что может привести к разрушению аморфной структуры. Данные процессы негативно влияют на электрофизические свойства структур.

Перед началом разработки режима осаждения диоксида кремния были выданы требования, которым должна соответствовать полученная пленка:

1. Показатель преломления пленки должен быть в пределах 1,46–1,52.
2. Разброс по толщине пленки не должен превышать 5%.
3. Толщина пленки должна составлять 120 нм с учетом заданного разброса;
4. Осажденная пленка должна соответствовать стехиометрии диоксида кремния.
5. Скорость реактивного ионного травления должна составлять примерно 33 нм/мин.
6. Скорость жидкостного травления в буферном травителе должна составлять примерно 100 нм/мин.
7. Скорость осаждения пленки должна быть больше 1 нм/с.

Диоксид кремния может быть получен осаждением из парогазовых смесей за счет реакции либо силана с закисью азота (1), или кислородом (2):



Для разработки технологического процесса за основу рассмотрим базовый рецепт для осаждения диоксида кремния, представленного в табл. 1.

Для того чтобы получить пленки диоксида кремния, экспериментально были разработаны ре-

цепты, используемые на установки плазмохимического осаждения, представленные в табл. 2.

Таблица 1
Параметры основных этапов базового режима плазмохимического осаждения пленки диоксида кремния

Параметры	Стабилизация	Подача мощности	Подача газов	Осаждение	Постобработка	Откачка продуктов реакции
Время, с	10	5	100	230	3	10
Давление, Па	1,33	1,33	1,33	1,33	1,33	1,33
Мощность ICP, Вт	600	1 050	1 050	1 050	600	0
Мощность RIE, Вт	50	50	50	50	50	50
Ar, см ³ /мин	100	100	100	100	100	100
N ₂ O, см ³ /мин	100	100	100	100	100	100
SiH ₄ , см ³ /мин	0	0	0	21	0	0

Таблица 2
Рецепты изготовления образцов диоксида кремния

Номер рецепта	N ₂ O, см ³ /мин	SiH ₄ , см ³ /мин	Ar, см ³ /мин	Задание давления, Па	Мощность генератора ICP, Вт	Время, с
1	100	21	100	1,33	1050	230
2	100	21	100	1,33	550	230
3	100	21	100	1,33	400	230
4	100	21	100	1,33	300	210
5	100	21	100	1,33	400	105
6	100	21	100	1,33	400	105
7	100	21	100	0,67	400	105
8	100	21	100	0,93	400	105
9	100	21	150	0,93	400	105
10	100	21	80	0,93	400	105
11	100	21	100	0,93	400	95

В ходе эксперимента с использованием рецептов 1–4 была произведена регулировка мощности генератора ICP в диапазоне от 1 050 до 300 Вт. Минимальным оптимальным значением было установлено 400 Вт, поскольку при мощности 300 Вт наблюдалась нестабильная работа плазмы, что подтверждается из спектрограммы плазмы, представ-

ленной на рис. 1. В результате было принято решение о работе при мощности 400 Вт, поскольку это значение обеспечивает стабильное состояние плазмы, следовательно, процесс можно контролировать, что видно на спектрограмме (рис. 2).

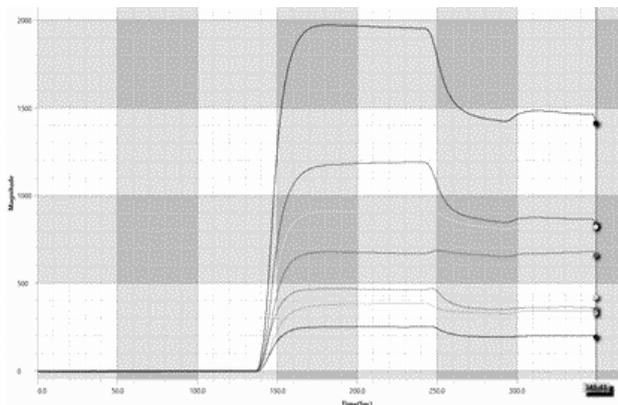


Рис. 1. Спектрограмма плазмы при 400 Вт

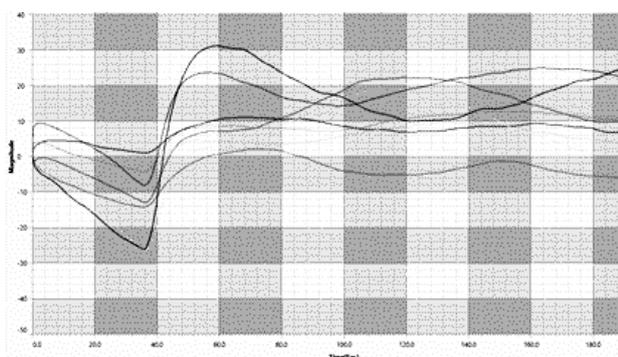


Рис. 2. Спектрограмма плазмы при 300 Вт

В рамках исследования, проведенного с использованием рецептов 5, 6, была осуществлена проверка на воспроизводимость процесса. Результаты показали отсутствие воспроизводимости, так как при двух одинаковых процессах получаются пленки с разной стехиометрией, толщиной и равномерностью, из этого следует, что необходимо изменить другие параметры процесса.

При использовании рецепта 7, 8 было проведено снижение давления в камере с 1,33 (10 мТорр) до 0,63 Па (5 мТорр). Давление в камере составило 0,77 Па (5,8 мТорр) вместо ожидаемых 0,63 Па, это может быть обусловлено значительными большими потоками газов. Поэтому решено повысить давление до 0,93 Па (7 мТорр).

В ходе эксперимента с использованием рецептов 9, 10 проводилось изменение значения газового потока инертного газа – аргона с 150 до 80 см³/мин. При повышении потока до 150 см³/мин наблюдалось повышение скорости осаждения и снижение разброса по толщине пленки, однако это также приводило к нарушению стехиометрии. При снижении потока до 80 см³/мин наблюдалось увеличение разброса по толщине и изменение стехиометрии. В связи с этим было принято решение установить значение газового потока аргона 100 см³/мин.

При использовании рецепта 11 было произведено сокращение времени осаждения с 105 до 95 с. При данных условиях обеспечиваются необходимая толщина пленки, равномерность, стехиометрия, а также стабильные параметры скорости осаждения и травления, что свидетельствует о воспроизводимости процесса.

После изготовления образцов были проведены измерения толщины пленки и показателя преломления с помощью лазерного эллипсомер-рефлектометра. В табл. 3 представлены измерения пленок диоксида кремния.

Таблица 3

Измерения пленок диоксида кремния

Номер рецепта	Толщина пленки в центре, нм	Толщина пленки в крайней точке, нм	Показатель преломления
1	223,2	218,8	1,45
2	239,3	236,7	1,47
3	263,3	259,9	1,45
4	257,3	249,6	1,47
5	122,9	121,3	1,47
6	129,9	123,2	1,47
7	129,9	127,9	1,47
8	133,2	128,9	1,47
9	148,6	147,4	1,49
10	199,4	192,6	1,42
11	120,3	118,7	1,46

После измерения свойств пленок диоксида кремния, изготовленных по рецептам, указанным выше, была проведена оценка равномерности пленки по толщине, скорости осаждения.

Таблица 4

Расчетные данные тонких пленок диоксида кремния

Номер рецепта	Разброс по толщине, %	Скорость осаждения, нм/с
1	1,94	0,96
2	1,11	1,03
3	1,31	1,14
4	2,97	1,21
5	1,29	1,17
6	5,17	1,24
7	1,46	1,24
8	3,19	1,27
9	0,83	1,42
10	3,42	1,89
11	1,31	1,27

После оценки равномерности пленки по толщине и скорости осаждения отобраны только те пленки, которые соответствовали установленным требованиям. Далее проводилась оценка скоростей реактивного ионного травления и жидкостного травления полученных пленок диоксида кремния (табл. 5).

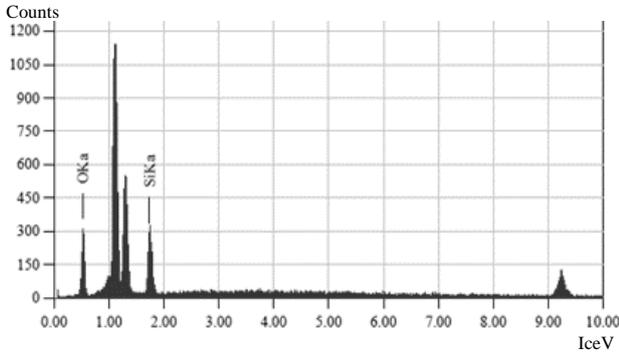
Для проверки стехиометрии проводились измерения состава полученной пленки с помощью электронно-растрового микроскопа.

На рис. 3 изображена спектрограмма полученной пленки.

Таблица 5

**Скорости реактивного ионного
и жидкостного травления**

Номер рецепта	Скорость реактивного ионного травления, нм/мин	Скорость жидкостного травления, нм/мин
3	29	85
5	26	77
8	28	94
11	32	98



Thin Film Standardless Standardless Quantitative Analysis
Fitting Coefficient : 0.7878

Element	(keV)	Mass%	Counts	Sigma	Atom%	Compound	Mass%	Cation
O K	0.525	52.62	2761.14	380.03	66.10			
Si K (Ref.)	1.739	47.38	3068.86	536.54	33.90			
Total		100.00			100.00			

Рис. 3. Энергодисперсионный рентгеновский спектр пленки диоксида кремния

Из рис. 3 следует, что стехиометрия диоксида кремния соответствует составу полученной пленки.

В ходе исследования был разработан режим осаждения пленки диоксида кремния для защитного

слоя светодиодов на основе нитрида галлия, который удовлетворяет требованиям.

Режим осаждения пленки диоксида кремния происходит:

- при мощности генератора ICP 400 Вт;
- при заданном давлении в рабочей камере 0,93 Па;
- при газовых потоках: N_2O – 100 $см^3/мин$; Ar – 100 $см^3/мин$; SiH_4 – 100 $см^3/мин$;
- время осаждения 95 с.

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ в рамках проекта FEWM 2024-0004.

Литература

1. Процессы микро- и нанотехнологии: учеб. пособие / Т.И. Данилина, К.И. Смирнова, В.А. Илюшин, А.А. Величко. – Томск: ТУСУР, 2005. – 314 с.
2. Плазменное осаждение диэлектриков PECVD и ICPECVD [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://minateh.ru/stati/plazmennoe-osazhdenie-dielektrikov-pecvd-i-icpecvd> (дата обращения: 19.08.2024).

Карпачёва Юлия Вячеславовна

Студентка каф. физической электроники (ФЭ)
Томского государственного университета
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: karpachva.yulya@mail.ru

Сахаров Юрий Владимирович

Д-р техн. наук, проф., в.н.с. ЛИОР каф. ФЭ ТУСУРа
Эл. почта: iurii.v.sakharov@tusur.ru

Секция 5

АНТЕННЫ

И МИКРОВОЛНОВЫЕ УСТРОЙСТВА

*Председатель – Сычев Александр Николаевич,
проф. каф. КСУП, д.т.н.*

УДК 537.876.4

В.В. Фисанов

Поверхностные волны на границе магнитоплазмы и вакуума или антивакуума

Поверхностные электромагнитные волны, способные свободно распространяться вдоль границы гиротропного плазменного полупространства и вакуума / антивакуума, ищутся в геометрии Фойгта (постоянное магнитное поле приложено вдоль поверхности раздела сред и поперёк волнового распространения). Рассмотрены характеристики поверхностных волн для границы с вакуумом. В случае границы с антивакуумом решение дисперсионного уравнения отсутствует.

Ключевые слова: магнитоактивная плазма, вакуум, антивакуум, плоская поверхность раздела двух сред, геометрия Фойгта, однонаправленные поверхностные волны.

Электромагнитные метаматериалы являются искусственными композитными структурами. В макроскопической электродинамике они характеризуются как сплошные среды с эффективными материальными параметрами, диапазоны изменения значений которых существенно превосходят таковые для обычных материалов. «Дважды отрицательные» изотропные метаматериалы в природе не известны, они опираются на пионерские работы В.Г. Веселаго [1, 2], в которых рассматривалось гипотетическое вещество с проницаемостями $\epsilon = \mu = -1$ (в гауссовой системе единиц). Впоследствии такой метаматериал получил наименование «антивакуум» [3]. С «дважды отрицательными» средами связаны новые интересные волновые явления, такие как отрицательное преломление, суперлинза и др. Их канализирующие способности рассмотрены, в частности, на примере поверхностных волн, распространяющихся вдоль границы с обычными изотропными средами [4, 5]. В данной работе рассматривается возможность существования поверхностных волн на границе антивакуума и гиротропной среды – холодной магнитоактивной плазмы, имея в виду, что для системы «магнитоплазма – вакуум» такие волны, называемые также поверхностными поляритонами, представляют прикладной интерес и неоднократно изучались [6–10].

Плоская поверхность $z = 0$ разграничивает полупространства однородной плазмы ($z < 0$) и вакуума или антивакуума ($z > 0$). Плазма является гиротропной средой, так как находится под воздействием внешнего постоянного магнитного поля, приложенного вдоль оси y . Исследуются поверхностные монохроматические электромагнитные волны с круговой частотой ω и временным фактором $e^{-i\omega t}$, распространяющиеся вдоль оси x , т.е. поперёк магнитного поля (геометрическая конфигурация Фойгта). Вихревые уравнения Максвелла для комплексных амплитуд напряжённостей электрического \mathbf{E} и магнитного \mathbf{H} полей

$$\nabla \times \mathbf{E} = i\omega\mu_0\mathbf{H}, \quad \nabla \times \mathbf{H} = -i\omega\epsilon_0\bar{\bar{\epsilon}}\cdot\mathbf{E} \quad (1)$$

содержат электрическую ϵ_0 и магнитную μ_0 постоянные. Относительная диэлектрическая проницаемость плазмы имеет вид

$$\bar{\bar{\epsilon}} = \begin{bmatrix} \epsilon_1 & 0 & -i\epsilon_2 \\ 0 & \epsilon_3 & 0 \\ i\epsilon_2 & 0 & \epsilon_1 \end{bmatrix}$$

с элементами тензора $\epsilon_1 = \frac{\Omega^2 - 1 - R^2}{\Omega^2 - R^2}$,

$\epsilon_2 = \frac{R}{\Omega(\Omega^2 - R^2)}$, $\epsilon_3 = \frac{\Omega^2 - 1}{\Omega^2}$, где введены относительные частоты $\Omega = \omega/\omega_p$ и $R = \omega_c/\omega_p$, а символы ω_p и ω_c обозначают плазменную и циклотронную частоту соответственно. В области $z > 0$ уравнения Максвелла имеют вид

$$\nabla \times \mathbf{E} = \pm i\omega\mu_0\mathbf{H}, \quad \nabla \times \mathbf{H} = \mp i\omega\epsilon_0\mathbf{E}, \quad (2)$$

где верхние знаки относятся к вакууму, нижние – к антивакууму. При двумерной постановке задачи (принимается, что $\partial/\partial y = 0$) дальнейший интерес представляет E -мода, у которой $H_y(x, z) \neq 0$. Для области плазмы касательная к поверхности раздела составляющая электрического поля имеет вид

$$E_x(x, z) = -\frac{i\epsilon_1}{\omega\epsilon_0\epsilon} \frac{\partial H_y}{\partial z} - \frac{\epsilon_2}{\omega\epsilon_0\epsilon} \frac{\partial H_y}{\partial x}, \quad (3)$$

где введено обозначение $\epsilon = \epsilon_1^2 - \epsilon_2^2$. Для полупространства $z > 0$ следует положить

$$E_x(x, z) = \mp \frac{i}{\omega\epsilon_0} \frac{\partial}{\partial z} H_y(x, z). \quad (4)$$

Магнитная составляющая подчиняется уравнению Гельмгольца; для области плазмы оно имеет вид

$$\frac{\partial^2 H_y}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_y}{\partial z^2} + k^2 H_y = 0, \quad (5)$$

где $k^2 = \omega^2\mu_0\epsilon_0\epsilon\epsilon_1^{-1} = k_0^2\epsilon\epsilon_1^{-1}$. Согласно формуле (5), однородные плоские волны распространяются в безграничной плазме с волновым числом $k = k_0\sqrt{\epsilon\epsilon_1^{-1}}$.

Для области $z > 0$ следует в (5) заменить k^2 на k_0^2 . Бегущие плоские волны в области $z < 0$ удовлетворяют уравнению (5) и имеют структуру вида

$\exp[ik_0(\zeta x - \xi z)]$, а в области вакуума / антивакуума ($z > 0$) они описываются показательной функцией $\exp[ik_0(\zeta x + \xi_0 z)]$. Безразмерные волновые числа ζ , ξ , ξ_0 связаны соотношениями

$$\xi_0 = \begin{cases} +\sqrt{1-\zeta^2}, & |\zeta| < 1, \\ +i\sqrt{\zeta^2-1}, & |\zeta| > 1, \end{cases} \quad (6)$$

$$\xi = \begin{cases} +\sqrt{\varepsilon\varepsilon_1^{-1}-\zeta^2}, & \zeta^2 < \varepsilon\varepsilon_1^{-1}, \\ +i\sqrt{\zeta^2-\varepsilon\varepsilon_1^{-1}}, & \zeta^2 > \varepsilon\varepsilon_1^{-1}. \end{cases} \quad (7)$$

Наложение граничных условий непрерывности полей $H_y(x, +0) = H_y(x, -0)$ и $E_x(x, +0) = E_x(x, -0)$ на поверхности $z = 0$ с использованием формул (3), (4), (6) и (7) приводит к дисперсионным уравнениям для волн, направляемых поверхностью раздела и распространяющихся вдоль неё с волновым числом ζ :

$$\xi_0 \pm \varepsilon_1 \xi + \varepsilon_2 \zeta = 0. \quad (8)$$

Иррациональные уравнения (8) имеют точные аналитические решения. Они достигаются переходом к единому биквадратному уравнению (после устранения радикалов в (8) путём двукратного возведения во вторую степень):

$$P_1 \zeta^4 + P_2 \zeta^2 + P_3 = 0,$$

с коэффициентами

$$P_1 = (\varepsilon + 1)^2 - 4\varepsilon_1^2,$$

$$P_2 = -2(\varepsilon + \varepsilon_1)(\varepsilon + 1 - 2\varepsilon_1),$$

$$P_3 = (\varepsilon - \varepsilon_1)^2,$$

имеющему решение [9]:

$$\zeta_{1,2}^2 = \frac{1}{\varepsilon + 1 + 2\varepsilon_1} \left[(\varepsilon + \varepsilon_1) \pm \sqrt{\frac{-4\varepsilon_1\varepsilon_2^2}{\varepsilon + 1 - 2\varepsilon_1}} \right]. \quad (9)$$

Анализ формулы (9) требует знания зависимости входящих в неё знакопеременных величин от приведённой частоты Ω , а также гиротропного параметра R . С учётом значений элементов тензора $\bar{\varepsilon}$ имеют место следующие выражения:

$$\varepsilon + \varepsilon_1 = \frac{2(\Omega^2 - \Omega_1^2)(\Omega^2 - \Omega_2^2)}{\Omega^2(\Omega^2 - R^2)}; \quad (10)$$

$$\Omega_{1,2} = \frac{1}{2} \left(\sqrt{R^2 + \frac{3+\sqrt{8}}{2}} \mp \sqrt{R^2 + \frac{3-\sqrt{8}}{2}} \right); \quad (11)$$

$$\varepsilon + 1 + 2\varepsilon_1 = \frac{4(\Omega^2 - \Omega_3^2)(\Omega^2 - \Omega_4^2)}{\Omega^2(\Omega^2 - R^2)}; \quad (12)$$

$$\Omega_{3,4} = \frac{1}{2} \left(\mp R + \sqrt{R^2 + 2} \right); \quad (13)$$

$$\frac{\varepsilon}{\varepsilon_1} = \frac{(\Omega^2 - \Omega_5^2)(\Omega^2 - \Omega_6^2)}{\Omega^2(\Omega^2 - \Omega_7^2)}; \quad (14)$$

$$\Omega_{5,6} = \frac{1}{2} \left(\mp R + \sqrt{R^2 + 4} \right); \quad (15)$$

$$\varepsilon_1 = \frac{\Omega^2 - \Omega_7^2}{\Omega^2 - R^2}, \quad \Omega_7 = \sqrt{R^2 + 1}; \quad (16)$$

$$\varepsilon_1 + 1 = \frac{\Omega^2 - \Omega_8^2}{\Omega^2 - R^2}, \quad \Omega_8 = \sqrt{R^2 + 1/2}; \quad (17)$$

$$\varepsilon + 1 - 2\varepsilon_1 = \Omega^{-2} (\Omega^2 - R^2)^{-1}. \quad (18)$$

Критические частоты $\Omega_1 - \Omega_8$ являются нулями соответствующих выражений (10)–(18). Поверхностным волнам в формуле (9) соответствуют только те значения корней биквадратного уравнения, которые являются вещественными и положительными. Так как дискриминант уравнения может оказаться отрицательным, из рассмотрения исключается интервал $\Omega > \Omega_7$, которому соответствуют комплексные значения ζ^2 (вытекающие волны). Согласно теореме Виета, являются справедливыми соотношения для корней биквадратного уравнения:

$$\zeta_1^2 \zeta_2^2 = \frac{(\varepsilon - \varepsilon_1)^2}{(\varepsilon + 1)^2 - 4\varepsilon_1^2} = \frac{(\Omega^2 - 1)^2}{4(\Omega^2 - \Omega_3^2)(\Omega^2 - \Omega_4^2)},$$

$$\zeta_1^2 + \zeta_2^2 = \frac{2(\varepsilon + \varepsilon_1)}{\varepsilon + 1 + 2\varepsilon_1} = \frac{(\Omega^2 - \Omega_1^2)(\Omega^2 - \Omega_2^2)}{(\Omega^2 - \Omega_3^2)(\Omega^2 - \Omega_4^2)},$$

откуда следует, что в частотном интервале $\Omega_4 < \Omega < \Omega_7$ поверхностных волн нет, в интервале $0 < \Omega < \Omega_3$ возможны две волны, а в интервале $\Omega_3 < \Omega < \Omega_4$ допускается только одна волна.

Ввиду зависимости от параметра R иерархия критических частот не является неизменной; имеют место равенства: $\Omega_4 = \Omega_5 = \sqrt{3}/2$ для $R = 1/\sqrt{12}$, $\Omega_3 = R = 1/2$, $\Omega_1 = R = 1/\sqrt{3}$, $\Omega_5 = \Omega_8 = \sqrt{2}/3$ для $R = 1/\sqrt{6}$, $\Omega_5 = R = 1/\sqrt{2}$, $\Omega_8 = 1$ для $R = 1/\sqrt{2}$. В зависимости от величины параметра R внутрь интервала $0 < \Omega < \Omega_4$ могут попадать некоторые критические частоты, а также характерные частоты $\Omega = 1$ (плазменная частота) и $\Omega = R$ (циклотронная частота). Формула (9) может быть конкретизирована для характерных частот

$$\zeta_1^2(R) = \frac{(R-1)^2}{1-2R}, \quad (19)$$

$$\zeta_2^2(R) = (R+1)^2(1+2R)^{-1}; \quad (20)$$

$$\zeta_2^2(1) = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{1-(2R)^{-1}} + \frac{1}{1+(2R)^{-1}} \right); \quad (21)$$

$$\zeta_2^2(\Omega_3) = \frac{\Omega_4}{R} (\Omega_3^2 - 1)^2 = \frac{\Omega_4}{R} (\Omega_4^2 - R^2)^2; \quad (22)$$

$$\zeta_2^2(\Omega_1) = \frac{2|\Omega_1^2 - R^2 - 1|}{\sqrt{4(\Omega_1^2 - R^2 - 1)^2 - 1}}; \quad (23)$$

$$\zeta_2^2(\Omega_5) = \frac{1}{2\sqrt{1+\Omega_5 R^{-1}} - (1+\Omega_5 R^{-1})}; \quad (24)$$

$$\zeta_2^2(\Omega_8) = 1 + \frac{\Omega_8^2}{\sqrt{2R}} = \frac{(1+\sqrt{2R})^2}{2\sqrt{2R}}. \quad (25)$$

Среди формул (19)–(25), выводимых исходя непосредственно из уравнений (8), ранее была известна только формула (21) для плазменной частоты [9]. Эти формулы позволяют наметить дисперсионную зависимость поверхностных волн. Волна с постоянной распространения ζ_1 является более медленной, и на циклотронной частоте из интервала $0 < \Omega < \Omega_3$ разница в фазовых скоростях двух волн увеличивается с ростом R по формуле

$$\zeta_1^2(R) - \zeta_2^2(R) = 4R(R^2 + R + 1) / (1 - 4R^2),$$

неограниченно возрастаая при $R \rightarrow 1/2$, тогда как ζ_2 при этом остаётся конечной величиной, согласно формуле (22). Изменение волнового числа ζ_2 с частотой в окрестности плазменной частоты характеризуется разностью

$$\zeta_2^2(R) - \zeta_2^2(1) = (R-1)(2R^2 + R + 1) / (4R^2 - 1),$$

т.е. для $R > 1$ происходит возрастание ζ_2 с увеличением частоты, что является признаком прямой волны (нормальная дисперсия). Частота $\Omega = \Omega_4$ является для поверхностной волны с волновым числом ζ_2 предельной и резонансной.

Поверхностные волны границы раздела сред можно сопоставить с поверхностной волной, распространяющейся в магнитоплазме вдоль идеально проводящего экрана с нормированным на k_0 волновым числом $\zeta_0 = \sqrt{\varepsilon_1}$ [11]. На частоте $\Omega = 1$, как можно показать, используя формулы (16) и (21), их волновые числа образуют отношение

$$\frac{\zeta_2^2(1)}{\zeta_0^2(1)} = \frac{R^2 - 1}{R^2 - 1/4},$$

т.е. волна на экране является более медленной. Коэффициенты ослабления этих волн $\kappa_2 = \sqrt{\zeta_2^2 - 1}$ и $\kappa_0 = \sqrt{\zeta_0^2 - \varepsilon_1^{-1}}$ на плазменной частоте оказываются идентичными и равными $1/\sqrt{4R^2 - 1}$, имея в виду, что, согласно формуле (14), $\varepsilon(1)/\varepsilon_1(1) = 1$.

На циклотронной частоте коэффициенты ослабления вычисляются с использованием формул (20). В области вакуума для волны с индексом «1» получается выражение $\kappa_1 = R/\sqrt{1-2R}$, для волны с индексом «2» – выражение $\kappa_2 = R/\sqrt{1+2R}$. Для расчёта коэффициентов ослабления в области плазмы по формуле $\kappa_n = \sqrt{\zeta^2 - \varepsilon_1^{-1}}$ следует принять во внимание, что $\varepsilon(R)/\varepsilon_1(R) = 2 - 1/R^2$. Для волны с

индексом «1» отношение коэффициентов ослабления в двух средах характеризуется формулой

$$\kappa_{1п}/\kappa_1 = \sqrt{1 + (1-2R)(1-R^2)R^{-4}},$$

а для волны с индексом «2» –

$$\kappa_{2п}/\kappa_2 = \sqrt{1 + (1+2R)(1-R^2)R^{-4}};$$

в обоих случаях ослабление поля поверхностных волн является более выраженным в плазменной области.

Как следует из дисперсионного уравнения (8), поверхностные волны являются однонаправленными вследствие присутствия в нём слагаемого с первой степенью переменной ζ . Это свойство однонаправленности характерно и для других волноводных структур в конфигурации Фойгта [11, 12]. Определение знака чисел ζ_1 и ζ_2 производится прямой подстановкой решений биквадратного уравнения в уравнение (8). В [9] было найдено посредством анализа уравнения (8) в окрестности частоты $\Omega = \Omega_3$, что $\zeta_1 < 0$, а $\zeta_2 > 0$. Также очевидно, что $\zeta_2(\Omega_5) > 0$, поскольку $\varepsilon/\varepsilon_1 = 0$, а $\varepsilon_2/\varepsilon_1 = -1$ на частоте $\Omega = \Omega_5$.

Относительная ширина интервала существования поверхностной волны с числом ζ_1

$$(\Omega_4 - \Omega_3)/\Omega_4 = 1 - 2\Omega_3^2 = 2 / \left(1 + \sqrt{1 + 2R^{-2}}\right)$$

увеличивается с ростом R от нуля до предельного значения, равного единице. Принимая во внимание формулу (14), следует заключить, что волна с числом ζ_1 всегда распространяется в отсутствие пространственных волн. При слабой гиротропии (т.е. если $R < 1/\sqrt{12}$) также распространяется и волна с числом ζ_2 . При дальнейшем возрастании параметра R появляется частотный интервал $\Omega_5 < \Omega < \Omega_4$, в котором эта поверхностная и пространственные волны сосуществуют. По сравнению с поверхностной волной, способной распространяться в магнитоплазме вдоль идеально проводящего экрана на частотах, превосходящих гибридную частоту $\Omega = \Omega_7$ [10], поверхностные волны границы раздела «магнитоплазма – вакуум» являются низкочастотным явлением.

Два дисперсионных уравнения (8) сводятся к биквадратному уравнению с одними и теми же коэффициентами, что является признаком математической неравносильности процедуры преобразования уравнений. Однократное возведение во вторую степень исходных уравнений с перенесённым членом $\varepsilon_2 \zeta$ в правую часть равенства сохраняет эквивалентность уравнений относительно ζ^2 , приводя к выражению

$$(\varepsilon + 1)\varepsilon_1^{-1}(\zeta^2 - 1) + \varepsilon_1^{-1} - 1 = \mp 2\varepsilon_1 \sqrt{(\zeta^2 - 1)(\zeta^2 - \varepsilon_1^{-1})}. \quad (26)$$

Обе части формулы (26), разделённой знаком равенства, должны иметь один и тот же знак. Это требование выполняется только в случае вакуума (знак «минус» перед корнем в формуле (26)). Поэтому применительно к антивакууму дисперсионное уравнение (8), как очевидно, не имеет решения, т.е. поверхностные волны для границы магнитоплазмы и антивакуума в конфигурации Фойгта отсутствуют, а их возбуждение каким-либо способом невозможно.

Таким образом, показано, что поверхностные волны на плоской границе полубесконечной магнитоактивной плазмы с ориентацией внешнего постоянного магнитного поля согласно конфигурации Фойгта могут существовать только при контакте с вакуумом. Представлены новые точные аналитические формулы, которые характеризуют свойства однонаправленных поверхностных волн (постоянные распространения, ослабления, диапазоны существования), в том числе на плазменной и циклотронной частотах.

Явление отсутствия поверхностных волн на поверхности раздела плазмы и метаматериала, называемого «антивакуум», может оказаться полезным в условиях, когда в антенно-фидерной системе требуется подавление нежелательной поверхностной волны.

Исследование выполнено при поддержке Программы развития Томского государственного университета (Приоритет-2030) и частично по проекту государственного задания Минобрнауки России (проект № 0270-2021-0002).

Литература

1. Веселаго В.Г. О свойствах веществ с одновременно отрицательными значениями диэлектрической (ϵ) и магнитной (μ) восприимчивостей // Физика твёрдого тела. – 1966. – Т. 8, № 12. – С. 3571–3574.
2. Веселаго В.Г. Электродинамика веществ с одновременно отрицательными значениями ϵ и μ // Успехи физических наук. – 1967. – Т. 93, № 3. – С. 517–526.
3. Lakhtakia A. An electromagnetic trinity from «negative permittivity» and «negative permeability» // International

Journal of Infrared and Millimeter Waves. – 2002. – Vol. 23, No. 6. – PP. 813–818.

4. Rupp R. Surface polaritons of a left-handed medium // Physics Letters A. – 2000. – Vol. 277, No. 1. – PP. 61–64.

5. Darmany S.A. Surface modes at the interface of conventional and left-handed media / S.A. Darmany, M. Nevière, A.A. Zakhidov // Optics Communications. – 2003. – Vol. 225, No. 4–6. – PP. 233–240.

6. Гинцбург М.А. Поверхностные волны на границе плазмы в магнитном поле // Труды ИЗМИРАН СССР. – 1960. – № 17 (27). – С. 208–215.

7. Винникова Т.Л. Спектр поверхностных волн на границе вакуум – магнитоактивная плазма / Т.Л. Винникова, М.А. Гинцбург // Журнал технической физики. – 1964. – Т. 34, № 5. – С. 818–820.

8. Elgin J.N. Surface waves at the boundary of a magneto-active plasma // Journal of Plasma Physics. – 1975. – Vol. 14, No. 2. – PP. 255–269.

9. Seshadri S.R. Radiation from a source near a plane interface between an isotropic and a gyrotropic dielectric / S.R. Seshadri, A. Hessel // Canadian Journal of Physics. – 1964. – Vol. 42, No. 11. – PP. 2153–2172.

10. Санников Д.Г. Поверхностные поляритоны на границе намагнитченного полупроводника и диэлектрика / Д.Г. Санников, Д.И. Семенов // Физика твёрдого тела. – 2013. – Т. 55, № 11. – С. 2209–2214.

11. Seshadri S.R. Excitation of surface waves on a perfectly conducting screen covered with anisotropic plasma // IRE Transactions. – 1962. – Vol. MTT-10, No. 6. – PP. 573–578.

12. Фисанов В.В. Волны в плазменном метаматериале в геометрии Фойгта, ограниченном плоским проводящим экраном // Электронные средства и системы управления: матер. докл. XIX Междунар. науч.-практ. конф. (15–17 ноября 2023 г.): в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр (ИП Бочкарева В.М.), 2023. – С. 111–114.

Фисанов Василий Васильевич

Д-р физ.-мат. наук, проф. каф. радиофизики
Национального исследовательского
Томского государственного ун-та (НИ ТГУ)
Эл. почта: fisanov@mail.tsu.ru

В.Г. Овчинников, И.Д. Артемьев

Метод синтеза диаграммы направленности антенной решетки на основе экспериментальных измерений

Предложен метод синтеза антенной решетки из экспериментальных характеристик одиночного направленного излучателя. Проведен электромагнитный анализ математической модели данного излучателя. Методика позволяет качественно оценить особенности направленного излучения эквидистантной ФАР.

Ключевые слова: диаграмма направленности, эквидистантная антенная решетка, синтез диаграммы направленности.

В настоящее время фазированные антенные решетки (ФАР) находят широкое применение. Для проектирования и анализа различных антенных систем необходимо проводить измерения их параметров, что крайне важно для оценки эффективности работы радиосистем. Форма, размеры, конструкция и расположение элементов относительно друг друга определяют характеристики ФАР. Одной из ключевых характеристик является диаграмма направленности, которая определяет сектор сканирования всей системы. Она формируется как за счет диаграмм направленности отдельных излучателей, так и благодаря взаимному расположению её элементов. На основе экспериментальных данных в данной работе предложен метод оценки основных характеристик диаграммы направленности для эквидистантной ФАР с возможностью использования различных языков программирования.

В качестве единичного элемента для исследования ФАР был выбран сверхширокополосный дипольный излучатель, представляющий собой два металлизированных эллипса с внутренним вырезом, расположенных зеркально относительно оси [1]. Основные параметры, влияющие на усиление и согласование, – это ширина и длина эллипса. Соотношение диаметров внешних и внутренних эллипсов также влияет на коэффициент усиления излучателя. Расстояние между ними определяется конструктивно и выбирается с учетом размеров соединителя, используемого для возбуждения излучателя. Опытный образец изображен на рис. 1, экран на тыльной стороне излучателя необходим для формирования направленного излучения.

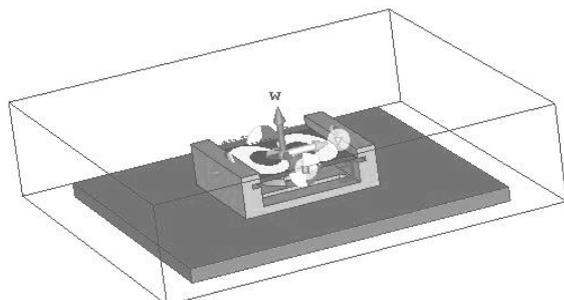


Рис. 1. Дипольный излучатель

Расстояние между экраном и излучателем составляет 11 мм и было определено эмпирически в

процессе моделирования, так как оно влияет на форму диаграммы направленности и согласование. Чтобы обеспечить это расстояние, была разработана модель пластикового держателя, которая затем была смоделирована и напечатана с использованием технологии 3D-печати.

По результатам моделирования на трех частотах 4, 5 и 6 ГГц были получены диаграммы направленности одного элемента и всей ФАР, которые представлены на рис. 2 и 3.

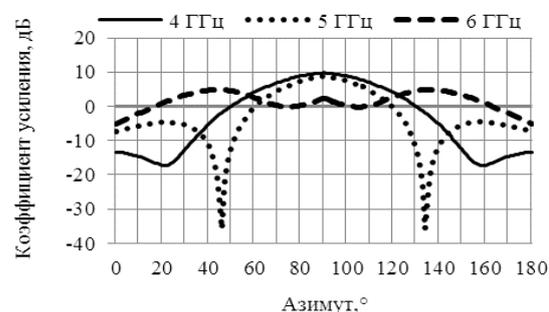


Рис. 2. Диаграммы направленности дипольного излучателя (математическая модель)

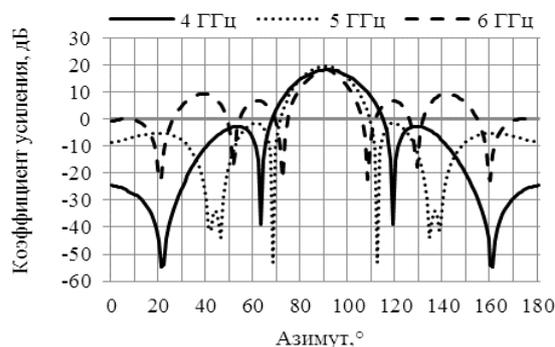


Рис. 3. Диаграммы направленности ФАР, состоящие из дипольных излучателей (математическая модель)

Согласно рис. 2, можно сделать вывод, что коэффициент усиления не превышает 9 дБ. Единичный излучатель имеет слабую направленность, что особенно заметно на частоте 6 ГГц, однако, собрав идентичные излучатели в антенную решетку, можно сформировать направленный луч диаграммы направленности, что продемонстрировано на рис. 3. Стоит отметить, имеющиеся боковые лепестки могут ухудшать фильтрацию сигнала в пространстве, поэтому для корректной работы радиосистемы их необходимо оценить на практике.

Для оценки реальных параметров излучателей, как говорилось ранее, были собраны опытные образцы. Замеры проводились в безэховой камере (БЭК) по методике измерения коэффициента усиления, соответствующего определенному градусу на азимутальной или угломестной плоскостях относительно эталонного рупора [2]. Тем самым диаграмма направленности представляет собой зависимость коэффициента усиления от угла поворота в пространстве.

Так как измерения производились в секторе 180° с шагом 6°, был получен массив размерностью [1:30]. Коэффициент усиления представлен сразу в логарифмическом масштабе. Для оценки параметров ФАР требуется суммировать реальные диаграммы направленности, полученные в БЭК.

Сигнал на выходе N элементной линейки излучателей, как показано на рис. 4, представляется как векторная сумма отдельных его составляющих элементов [3] согласно формуле

$$y(t) = \sum_{i=1}^N x(t)e^{j(i-1)\varphi}, \quad (1)$$

где $x(t)$ – сигнал на выходе излучателя, N – количество излучателей в линейке, $\varphi = 2\pi(d/\lambda_0)\sin(\theta)$ – фазовый сдвиг, вызванный сигналом, который приходит на излучатели не одновременно из-за фронта падающей волны, расположенного под углом θ . Это означает, что диаграмма направленности линейки излучателей может быть найдена согласно формуле (2):

$$A(\theta) = \sum_{i=1}^N e^{j(i-1)\varphi}. \quad (2)$$

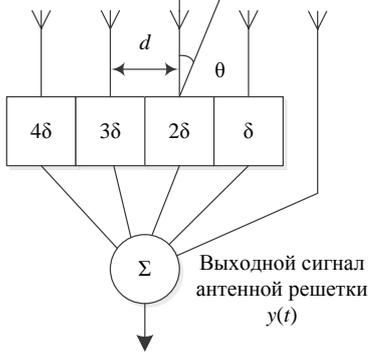


Рис. 4. Антенная N -элементная решетка

Однако если элементы, образующие антенную решетку, имеют направленные свойства, то это необходимо учесть, за счет внесения в формулу (2) дополнительного множителя $F(f_0, \theta)$ – диаграммы направленности единичных элементов антенной решетки, в данном случае результаты измерения в БЭК. Если предположить, что сигналы с выходов антенной решетки каждого элемента суммируются с определенными фазовыми сдвигами, эквивалентными времени задержки $(n-1)*\delta$, чтобы учесть данные фазовые сдвиги требуется воспользоваться формулой (3):

$$\theta = \arcsin \left[\frac{1}{2\pi} \left(\frac{\lambda_0}{d} \right) \delta \right]. \quad (3)$$

С учетом формул (1), (3) можно найти множитель решетки $FND(n\Delta\theta)$ с учетом диаграммы направленности единичного излучателя согласно формуле (4):

$$FND(n\Delta\theta) = \sum_{m=1}^4 f_m(n\Delta\theta) e^{jkd(m-1)\sin(n\Delta\theta)} - e^{j\Delta\phi(m-1)}, \quad (4)$$

где n – номер отсчета, $f_m(n\Delta\theta)$ – диаграмма направленности одного излучателя с номером m , $\Delta\phi$ – фазовый сдвиг между соседними элементами, варьируя который, можно управлять основными лепестками излучения ФАР. В логарифмическом масштабе множитель решетки будет равен $FND(n\Delta\theta) = 10 \lg |FND(n\Delta\theta)|$.

Благодаря вышеописанным формулам и современным языкам программирования допустимо синтезировать диаграмму направленности ФАР на основе экспериментальных измерений. Алгоритм написания программы представлен на рис. 5.

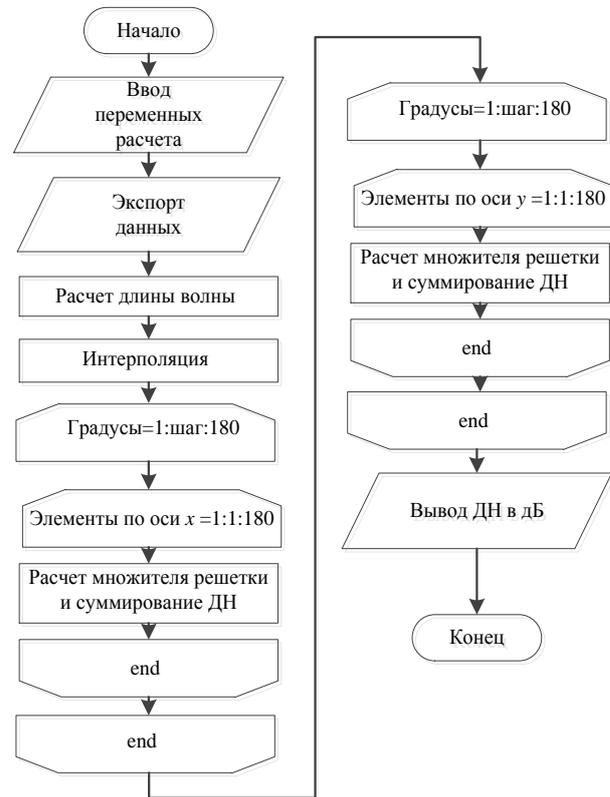


Рис. 5. Алгоритм программы расчета

Работу программы можно описать несколькими шагами:

1. Организация ввода переменных для проведения расчета, важными для проведения расчета являются такие параметры, как частота, шаг измерения n_stp , количество элементов ФАР по горизонтали и вертикали, расстояние между элементами, угол падения фронта волны и сдвиг электрической фазы. Требуется создать три массива размерностью согласно измеряемому сектору (в данном случае сектор измерения составил 180°), один необходим для записи в него множителя решетки согласно формуле

(4), во второй будут записываться результаты сложения диаграмм с учетом множителя решетки, третий нужен для записи в него диаграммы направленности после интерполяции.

2. Экспорт диаграммы направленности из файла, в данном случае был проведен экспорт из Excel. Необходимо рассчитать длину волны $\lambda = c/f$, где c – скорость распространения электромагнитной волны в вакууме была взята равной 3×10^8 м/с. Как говорилось ранее, диаграмма направленности представляет собой зависимость параметра S_{21} от поворота исследуемого излучателя относительно эталонного рупора, поэтому при измерении с шагом больше 1° данные, полученные в результате эксперимента, требуются интерполировать, это позволит избежать изрезанности диаграммы направленности и позволит соблюсти размерности массивов.

Расчет требуется производить для линейки излучателей, организовывая циклы *for* таким образом, чтобы сначала шел расчет множителя для количества элементов в решетке при 0° , а затем умножался на экспериментальную диаграмму направленности, значения которой были интерполированы. Последующие итерации производятся аналогично только с шагом измерения в плоскости $n_stp=n_stp+1$.

3. Линейка излучателей с расстоянием между излучателями по оси x представляется как единый излучатель, и действия, описанные в предыдущем абзаце, следует повторить, только с учетом расстояния по оси y . Полученный массив, значения которого соответствуют значению азимутального угла с шагом 1° , и есть диаграмма направленности, которую можно вывести в удобном формате. На рис. 6 представлена диаграмма направленности излучателя, которая была измерена в БЭК. На рис. 7 представлена диаграмма направленности, которая была получена согласно описанной выше методике.

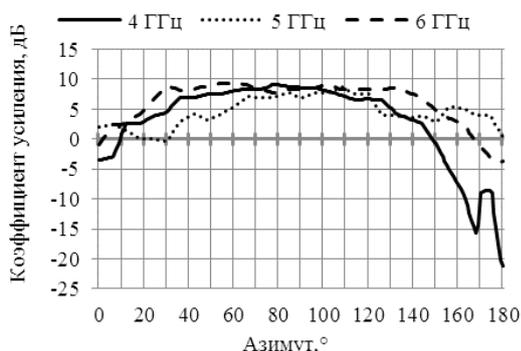


Рис. 6. Диаграммы направленности измеренного излучателя

На рис. 8 представлено сравнение диаграмм направленности диполя для частоты 5 ГГц, которые были получены в результате моделирования и расчета на основе измерений в БЭК.

Анализ результатов сравнения электромагнитного расчета и синтезированной экспериментальной характеристики ФАР показывает, что модель в целом работает корректно, особенно в отношении коэффициента усиления и расположении точек минимума. Отличия в форме боковых лепестков связаны с шагом измерения 6° , что достаточно для задач, где

не требуется точно знать локальные минимумы диаграммы направленности.

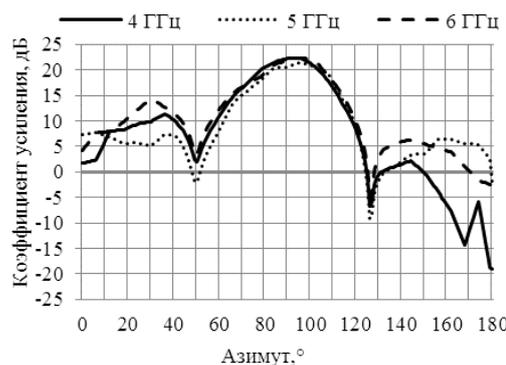


Рис. 7. Расчетные диаграммы направленности ФАР

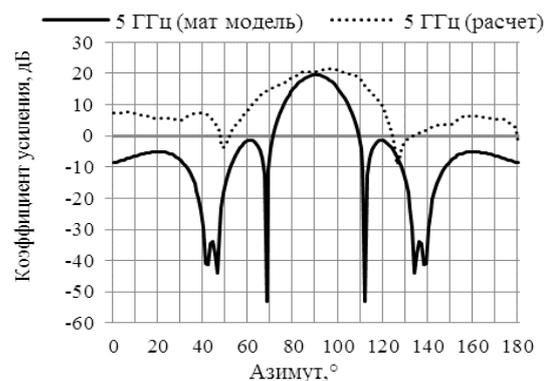


Рис. 8. Расчетные диаграммы направленности ФАР, математическая модель и результат расчета программы

Таким образом, зная диаграмму направленности одного элемента антенны и применяя предложенный метод, можно эффективно синтезировать диаграмму направленности ФАР без необходимости в сложных комплексах электромагнитного моделирования. Это значительно упрощает процесс проектирования и позволяет быстро получать результаты, что особенно полезно в условиях ограниченных ресурсов или времени. Такой подход может быть особенно актуален для практических приложений, где требуется быстрая оценка характеристик антенн.

Литература

1. Nazli H. An Improved Design of Planar Elliptical Dipole Antenna for UWB Applications / H. Nazli, E. Biçak, B. Türeken, M. Sezgin // *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*. – 2010. – Vol. 9. – PP. 264–267.
2. Фрадин А.З. Измерение параметров антенно-фидерных устройств / А.З Фрадин, Е.В. Рыжков. – М.: Связьиздат, 1962. – 314 с.
3. Elliott R.S. The Theory of Antenna Arrays // *Microwave Scanning Antennas. Array Theory and Practice* / ed. by R.C. Hansen. – New York, London: Academic Press, 1966. – Vol. 2, Ch. 1.

Овчинников Виктор Геннадьевич

Вед. инженер АО «НПП «Полет», г. Нижний Новгород
Эл. почта: ovchinnikovvg@yandex.ru

Артемьев Иван Дмитриевич

Инженер АО «НПП «Полет», г. Нижний Новгород
Эл. почта: ivan.artemev.52@mail.ru

Б.А. Беляев, С.А. Ходенков, О.С. Никитинский, О.В. Дианова

Микрополосковый диплексер со смежными полосами пропускания

Разработан микрополосковый диплексер со смежными полосами пропускания. СВЧ-конструкция реализована на подложке с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 80$ и содержит четыре одноמודовых резонатора и один многомодовый. Частотно-селективные свойства двухканального устройства, сконструированного на сонаправленных и встречно-направленных резонаторах, различаются уровнем подавления мощности на частотах его полос заграждения.

Ключевые слова: микрополосковый диплексер, многомодовый резонатор, СВЧ-техника.

Развитие современных технологий беспроводной передачи информации требует постоянного совершенствования и модернизации как в целом систем связи, так и составляющих ее элементов. Поэтому на сегодняшний день актуальной остается задача разработки селективных СВЧ-устройств.

Широко востребованными в технике сверхвысоких частот остаются фильтры [1], особенно полотно-пропускающие [2–4], при этом для реализации ряда технических решений используются также и фильтры верхних [5] и нижних [6] частот. Кроме того, при проектировании узлов связи используются и многоканальные устройства – мультиплексеры [7], в том числе и их частный случай – диплексеры [8–10], представляющие собой двухканальные устройства.

На рис. 1 и 2 представлены пара СВЧ-диплексеров, а на рис. 3 – сравнение их АЧХ. В основе обеих конструкций прямоугольные диэлектрические пластины, показанные на рисунках светло-серым цветом. Нижняя сторона каждой такой пластины, называемой еще подложкой, металлизирована и заземлена на основание по всей площади. На верхней стороне этих пластин нанесен рисунок полосковых проводников – четыре регулярных полосковых проводника (5, 6, 8, 9) и один нерегулярный (7), показанные на рисунках более темным цветом.

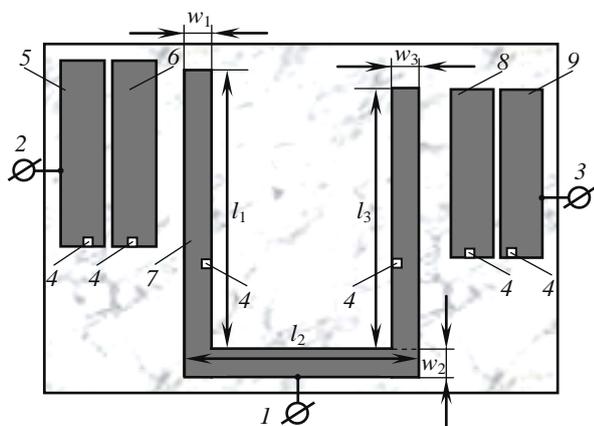


Рис. 1. Микрополосковый диплексер на основе сонаправленных резонаторов

Отметим, что устройства, по сути, различаются только взаимной ориентацией четвертьволновых

микрополосковых резонаторов (проводники 5, 6, 8 и 9), у которых один конец полоскового проводника заземлен. Первый диплексер сконструирован на сонаправленных резонаторах (см. рис. 1), а второй – встречно-направленных (см. рис. 2). При этом для заземления проводников в трехмерных моделях исследуемых диплексеров использованы квадратные отверстия (позиция 4, рис. 1 и 2) высотой, равной толщине подложки, заполненные проводящим материалом.

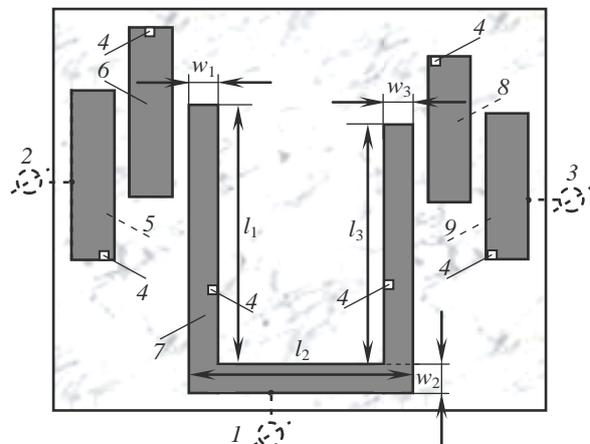


Рис. 2. Микрополосковый диплексер на основе встречно-направленных резонаторов

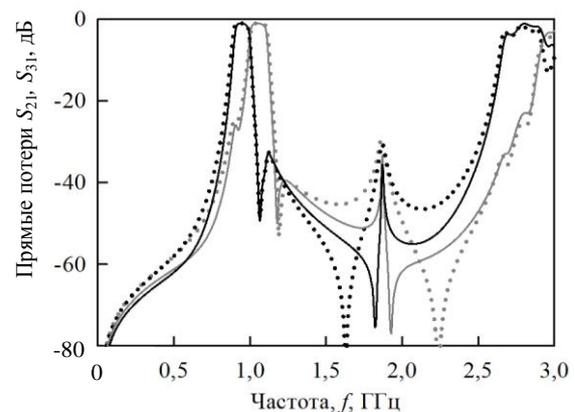


Рис. 3. АЧХ диплексера на сонаправленных резонаторах (линии) и на встречно-направленных резонаторах (точки). S_{21} – кривые черного цвета, S_{31} – кривые серого цвета

порты устройств 2 и 3 подключены кондуктивно к проводникам 5 и 9, расположенным на расстоя-

нии, равном толщине подложки на противоположных краях ее длинной стороны.

В центре каждой конструкции расположен трехмодовый резонатор, образованный П-образным проводником 7, состоящим из трех отрезков одинаковой ширины $w_1 = w_2 = w_3$, различающихся между собой длиной l_1, l_2, l_3 . Этот проводник 7 также заземлен на основание, но уже в двух местах, как это показано на рис. 1, а также на рис. 2, поэтому данный резонатор состоит из центрального полуволнового резонатора и двух четвертьволновых резонаторов на краях.

В расчетах АЧХ предложенных двухканальных устройств была применена подложка с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 80$, при этом толщина пластины была выбрана стандартной – 1 мм. «Машинные эксперименты» проведены с задействованием численного электродинамического анализа 3D-моделей диплексеров.

Укажем, что одномодовые резонаторы с полосковыми проводниками 5 и 6 участвуют в формировании полосы пропускания низкочастотного канала, а аналогичные резонаторы, но с полосковыми проводниками 8 и 9 – полосы пропускания высокочастотного канала (рис. 4 и 5). Поэтому размеры проводников 5 и 6 должны быть несколько больше размеров проводников 8 и 9.

Параллельные друг другу отрезки свернутого полоскового проводника 7 трехмодового резонатора у обеих конструкций, как видно из рис. 1 и 2, подобраны таким образом, что $l_1 > l_3$.

Поэтому пара четвертьволновых резонаторов также участвует в формировании полос пропускания микрополосковых диплексеров. Соответственно, резонатор с более длинным проводником – полосы пропускания низкочастотного канала, резонатор с укороченным проводником – полосы пропускания высокочастотного канала (см. рис. 4 и 5).

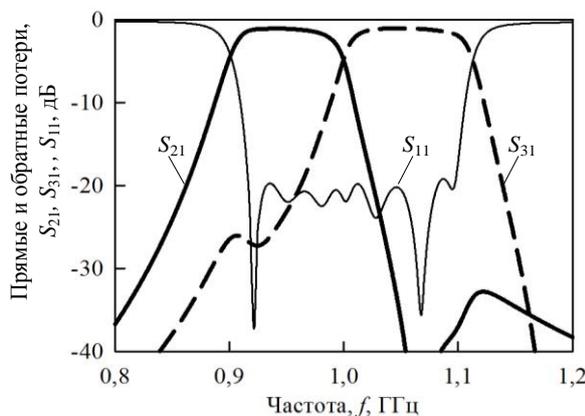


Рис. 4. АЧХ диплексера на сонаправленных резонаторах в узком диапазоне частот

Таким образом, в формировании полосы пропускания низкочастотного и высокочастотного каналов каждого двухканального устройства участвуют шесть резонансов.

Размеры проводника полуволнового резонатора подобраны таким образом, чтобы его нижайший резонанс находился между смежными полосами пропускания, а в частности на частоте примерно 1 ГГц (см. рис. 4 и 5). То есть использование оригинального трехмодового резонатора позволяет максимально сблизить по частотам каналы диплексера.

Отметим, что рассмотренные СВЧ-устройства обладают высокими селективными свойствами: сравнительно небольшими потерями мощности в полосах пропускания, достаточной крутизной склонов полос пропускания и расширенной высокочастотной полосой заграждения в каждом канале.

Относительная ширина полосы пропускания низкочастотного и высокочастотного каналов СВЧ-диплексера на сонаправленных и встречно-направленных резонаторах отличается незначительно и составляет $\Delta f_1/f_0$ ($\Delta f_2/f_0$) $\sim 11\%$ при минимальных потерях мощности на этих частотах $\sim 1,1$ дБ.

Укажем, что площадь подложки диплексера, реализованного на встречно-направленных резонаторах, больше в 1,2 раза по сравнению с площадью подложки диплексера на сонаправленных резонаторах. При этом сравнение их АЧХ (см. рис. 3) показывает, что подавление мощности на низких частотах, а также в центре расширенной высокочастотной полосы заграждения сильнее у устройства на сонаправленных резонаторах. Отметим, что наблюдаемый на частоте 1,87 ГГц у двухканальных устройств паразитный резонанс обусловлен высшей модой колебаний полуволнового резонатора.

Приведем площадь полосковых проводников одномодовых резонаторов первой конструкции (см. рис. 1): 5 – $9,4 \times 2,2$ мм², 6 – $9,4 \times 2,1$ мм², 8 – $8,4 \times 2,1$ мм², 9 – $8,4 \times 2,2$ мм², а также площадь трех отрезков, составляющих проводник 7 многомодового резонатора: $l_1 \times w_1$ – $14,0 \times 1,5$ мм², $l_2 \times w_2$ – $11,8 \times 1,5$ мм², $l_3 \times w_3$ – $13,0 \times 1,5$ мм².

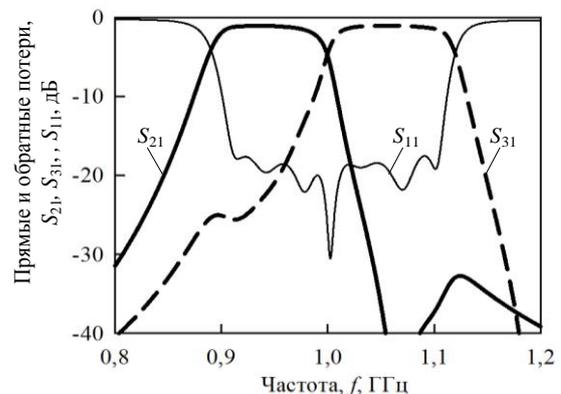


Рис. 5. АЧХ диплексера на встречно-направленных резонаторах в узком диапазоне частот

Расстояние между проводниками устройства 5 и 6 – 0,35 мм, 6 и 7 – 1,35 мм, 7 и 8 – 1,35 мм, 8 и 9 – 0,35 мм соответственно.

Размеры шести сквозных отверстий 4 в подложке данной конструкции – $0,4 \times 0,4$ мм².

Также приведем площадь полосковых проводников одномодовых резонаторов второй конструкции (см. рис. 2): 5 – $9,3 \times 2,4 \text{ мм}^2$, 6 – $9,3 \times 2,2 \text{ мм}^2$, 8 – $8,0 \times 2,2 \text{ мм}^2$, 9 – $8,0 \times 2,4 \text{ мм}^2$, а также площадь трех отрезков, составляющих полосковый проводник 7 многомодового резонатора: $l_1 \times w_1 = 14,0 \times 1,5 \text{ мм}^2$, $l_2 \times w_2 = 11,7 \times 1,5 \text{ мм}^2$, $l_3 \times w_3 = 12,9 \times 1,5 \text{ мм}^2$.

Расстояние между проводниками устройства 5 и 6 – 0,7 мм, 6 и 7 – 0,9 мм, 7 и 8 – 0,9 мм, 8 и 9 – 0,7 мм соответственно.

Размеры шести сквозных отверстий 4 в подложке данной конструкции – $0,4 \times 0,4 \text{ мм}^2$.

Таким образом, исследованы селективные свойства микрополоскового диплексера, реализованного на четырех одномодовых резонаторах и одном многомодовом. Показано, что использование в конструкции трехмодового резонатора, состоящего из одного полуволнового и двух четвертьволновых, позволяет настроить двухканальное устройство со смежными полосами пропускания. Применение сонаправленных резонаторов, по сравнению со встречно-направленными, сопровождается увеличением подавления мощности на частотах полос заграждения обоих каналов устройства. При этом диплексер, разработанный как с использованием сонаправленных, так и встречно-направленных резонаторов, обладает высокими селективными свойствами.

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации, проект FEFE-2023-0004.

Литература

1. Athukorala L. Compact Filter Configurations Using Concentric Microstrip Open-Loop Resonators / L. Athukorala, D. Budimir // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2012. – Vol. 22, No. 5. – PP. 245–247.
2. Zakharov A.V. Microstrip Spurious-Coupling Band-Pass Filters with Quarter-Wavelength and П-Shaped Resonators / A.V. Zakharov, S.A. Rozenko // Journal of Communications Technology and Electronics. – 2019. – Vol. 64, No. 4. – PP. 430–438.
3. Hong J.-S. Design of highly selective microstrip bandpass filters with a single pair of attenuation poles at finite frequencies / J.-S. Hong, M.J. Lancaster // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2000. – Vol. 48, No. 7. – PP. 1098–1107.
4. A Compact and Sharp Rejection Ultra-Wideband Bandpass Filter Based on Short and Open Stub-Loaded Mul-

tipole Mode Resonators / M. Danaeian, E. Zarezadeh, M.H. Gholizadeh, A.-R. Moznebi, J. Khalilpour // Journal of Electrical Engineering & Technology. – 2019. – PP. 1–8.

5. Noujeim K.M. High-Pass Filtering Characteristics of Transmission-Line Combs // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2009. – Vol. 57, No. 11. – PP. 2743–2752.

6. A miniaturized microstrip lowpass filter with sharp skirt performance and wide stopband utilizing modified hair-pin resonator with long straight slots / A. Nouritabar, A. Abdipour, H. Shamsi, S.A. Ahmadi // Progress In Electromagnetics Research C. – 2017. – Vol. 78. – PP. 83–92.

7. Wang C. Microstrip multiplexer with four channels for broadband system applications / C. Wang, K. Chang // International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering. – 2001. – Vol. 11, No. 1. – PP. 48–54.

8. Menzel W. Quasi-Lumped Suspended Stripline Filters and Diplexers / W. Menzel, A. Balalem // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2005. – Vol. 53, No. 10. – PP. 3230–3237.

9. Microstrip diplexers design with common resonator sections for compact size, but high isolation / C.-F. Chen, T.-Y. Huang, C.-P. Chou, R.-B. Wu // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2006. – Vol. 54, No. 5. – PP. 1945–1952.

10. Peng H.-S. Microstrip Diplexer Constructed with New Types of Dual Mode Ring Filters / H.-S. Peng, Y.-C. Chiang // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2015. – Vol. 25, No 1. – PP. 7–9.

Беляев Борис Афанасьевич

Д-р техн. наук, проф., вед. н.с. научно-исслед. лаб. ИИТК Сибирского гос. университета науки и технологий им. акад. М.Ф. Решетнева (СибГУ им М.Ф. Решетнева)
Эл. почта: belyaev@iph.krasn.ru

Ходенков Сергей Александрович

Канд. техн. наук, доцент, вед. н.с. науч.-исслед. лаб. ИИТК СибГУ им М.Ф. Решетнева
Эл. почта: hsa1982sibsau@mail.ru

Никитинский Олег Сергеевич

Инженер науч.-исслед. лаб. ИИТК СибГУ им М.Ф. Решетнева
Эл. почта: onikitinsky@yandex.ru

Дианова Оксана Викторовна

Инженер науч.-исслед. лаб. ИИТК СибГУ им М.Ф. Решетнева
Эл. почта: dianova_ov@mail.sibsau.ru

Секция 6

ПРИБОРЫ И МЕТОДЫ КОНТРОЛЯ

*Председатели – Филатов Александр Владимирович,
проф. каф. ТОР, д.т.н.;*

*Бомбизов Александр Александрович, доцент каф. КУДР,
начальник СКБ «Смена»*

УДК 621.372.832.43

Н.С. Труфанова, С.А. Артицев

Исследование частотных характеристик направленного ответвителя, изготовленного по аддитивной технологии

Рассмотрены вопросы использования аддитивных технологий для создания компонентов и узлов электроники. Показана возможность печати на принтере топологии направленного ответвителя. Приведены частотные характеристики изготовленного макета направленного ответвителя (на частоте 1 ГГц переходное ослабление составило 10 дБ).

Ключевые слова: направленный ответвитель, аддитивная печать, микрополосковая линия, S -параметры.

С развитием технологии 3D-печати появляется множество новых методов и возможностей производства электронных устройств. В частности, в области СВЧ-техники наблюдается все более активное применение аддитивных технологий – изготовление компонентов и устройств путем послойного добавления материала. Данная технология отличается простотой изготовления прототипов устройств за счет сокращения количества технологических процессов. Применение аддитивных технологий обеспечивает возможность изготовления СВЧ-устройств, таких как фильтры, антенны, фазовращатели, направленные ответвители и т.д. [1–3].

Направленные ответвители (НО) на связанных линиях представляют собой устройство, состоящее из двух линий передачи, которые связаны между собой посредством электромагнитного поля. В зависимости от конструкции связанных линий НО бывают с боковой и лицевой электромагнитной связью. В зависимости от направления передачи энергии электромагнитной волны во вспомогательную линию различают следующие виды НО на связанных линиях: сонаправленные, транснаправленные и противонаправленные [4].

В данной работе рассматривается моделирование и экспериментальное исследование частотных характеристик НО, изготовленного по аддитивной технологии печати проводящими пастами.

Моделирование направленного ответвителя с боковым типом связи

В работе [5] показан способ определения электрических параметров линии передачи, изготовленной методом печати серебросодержащими пастами. Предложенная методика проектирования СВЧ-узлов для аддитивного производства заключается в определении параметров материалов, используемых для печати, путем экстракции их по изготовленному макету микрополосковой линии и учета этих параметров в модели. Полученные значения используются в данной работе при проектировании НО.

Моделирование НО с боковым типом связи проводилось в системе автоматизированного проектирования (САПР) AWR Design Environment. С помощью программы TXLine, исходя из заданных геометрических и электрических параметров, проведен расчет параметров модели СВЧ-узла и определены значения недостающих параметров.

Для связанных линий характерны два разных режима возбуждения волн – четный и нечетный режим, для каждого из которых характерны свои электрические характеристики. Волновое сопротивление связанных микрополосковых линий зависит от волнового сопротивления при четном и нечетном режимах возбуждения. Волновое сопротивление связанных МПЛ, промоделированных в TXLine, составляет:

$$Z_0 = \sqrt{Z_E \cdot Z_O} = \sqrt{73,5 \cdot 34} = 50 \text{ Ом.}$$

Данное соотношение волновых сопротивлений достигается при размерах связанных линий 0,75 мм и расстоянии между линиями 0,3 мм. Расчет выполнен для подложки из оксида алюминия ВК-96 с диэлектрической проницаемостью 9,8. На рис. 1 представлены модель НО и его рассчитанные частотные характеристики с учетом корректировки геометрических параметров напечатанных линий (фактические размеры незначительно отличаются от расчетных, что объясняется растеканием пасты при печати).

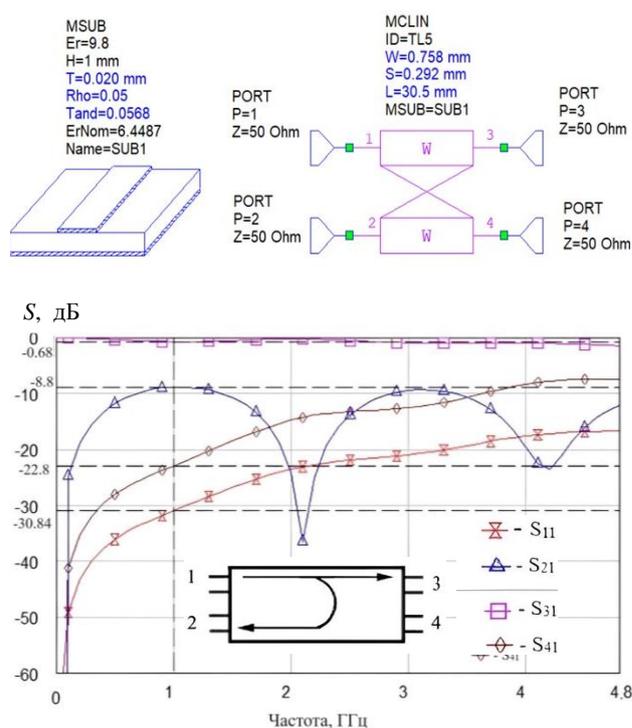


Рис. 1. Расчетные частотные характеристики модели НО

Исследование свойств напечатанного направленного ответвителя

С помощью аддитивной технологии изготовлен направленный ответвитель на связанных микрополосковых линиях передачи с боковым типом связи. Для печати использован принтер Voltera V-One, принцип работы которого основан на поршневом дозировании паст. Для изготовления НО использованы токопроводящие пасты ПТСП-Д2 производства ООО «Дельта-пасты» (г. Зеленоград). Спекание паст проводилось в печи при температуре 175 °С в течение 20 мин. На рис. 2 представлен внешний вид изготовленного НО.

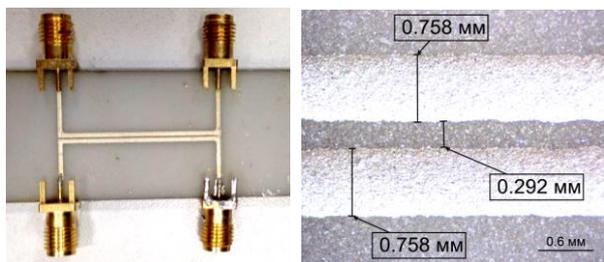


Рис. 2. Напечатанный направленный ответвитель с боковой связью

На рис. 3 представлен график зависимости переходного ослабления от частоты. На рабочей частоте 1 ГГц ослабление составило –10 дБ.

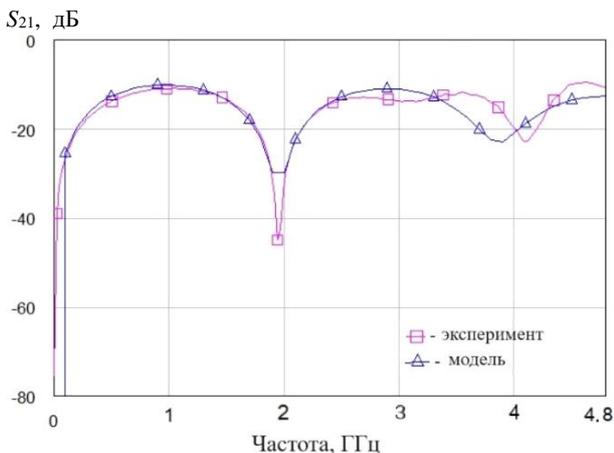


Рис. 3. Частотные характеристики НО

Результаты сопоставления экспериментальной частотной зависимости с расчетной показывают удовлетворительное совпадение графиков частотных зависимостей полученного направленного ответвителя.

Заключение

В работе рассмотрена модель направленного ответвителя, рассчитанная с учетом особенностей функциональных паст, используемых при аддитив-

ной печати. Результаты моделирования подтверждены экспериментально. Изготовленный образец направленного ответвителя демонстрирует возможности применения аддитивной технологии для быстрого прототипирования не только печатных плат, но и СВЧ-узлов в диапазоне рабочих частот до 1 ГГц. Для увеличения диапазона рабочих частот, как правило, требуется уменьшение габаритных размеров. Кроме того, с точки зрения используемых материалов необходимо повышать проводимость паст, используемых для печати.

Перспективы использования аддитивных технологий для изготовления СВЧ-узлов заключаются в создании многослойных структур с нетривиальной топологией, а также в применении специализированных материалов, использование которых ограничено в классических способах изготовления.

Работа выполнена за счет гранта Российского научного фонда № 23-29-00400.

Литература

1. Kim S. Inkjet-printed antennas, sensors and circuits on paper substrate / S. Kim, B. Cook, T. Le, J. Cooper, H. Lee // IET Microwaves, Antennas and Propagation. – 2013. – Vol. 7, No. 10, – PP. 858–868,
2. Pongpaibool P. A Thickened-and-Widened Feed Dipole Antenna with an Inductive Matching Loop for a Printed UHF RFID Tag / P. Pongpaibool, W. Wallada, S. Siwamogsatham // National Electronics and Computer Technology Center. – 2014. – Vol. 3. – PP. 2092–2096.
3. Trufanova N.S. et al. Manufacturing of Hybrid Integrated Circuits Using Additive Printer Technology // 2022 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). – IEEE, 2022. – PP. 1–5.
4. Сычев А.Н. Поперечно-направленный ответвитель на связанных линиях с накладным керамическим брусом / А.Н. Сычев, С.А. Артищев, Н.Ю. Рудый, Н.С. Труфанова // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. – 2024. – Т. 7, № 3. – С. 473–484.
5. Труфанова Н.С. Методика экстракции электрических частотных параметров проводящих чернил / Н.С. Труфанова, С.А. Артищев // САПР и моделирование в современной электронике: сб. науч. трудов V Междунар. науч.-практ. конф., Брянск, 21–22 октября 2021 г. – Брянск: Новый формат, 2021. – С. 54–57.

Труфанова Наталья Сергеевна

Аспирант, м.н.с. лаборатории «Аддитив» Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: natalia.s.trufanova@tusur.ru

Артищев Сергей Александрович

Канд. техн. наук, зав. лаб. «Аддитив» ТУСУРа
Эл. почта: sergei.a.artishchev@tusur.ru

УДК 621.3

А.А. Артюшин, А.М. Телегин

Обзор перспективных методов измерения поверхностного потенциала космического аппарата

Описываются перспективные методы измерения распределения поверхностного потенциала космического аппарата и степени электризации его обшивки. Рассмотрены математические модели этих методов.

Ключевые слова: электризация, поверхностный заряд, космический аппарат, датчик электризации.

Во время эксплуатации космических аппаратов на его поверхности образуется поверхностный электрический заряд, этот процесс называется электризация. Основными причинами его возникновения является взаимодействие поверхности космического аппарата с окружающей его плазмой. В ходе зарядки поверхности космического аппарата происходит возникновение разности потенциалов между различными ее составляющими. Это может приводить к возникновению помех, нарушению работы измерительных систем или электрическим пробоям, которые приводят к отказу аппаратуры в целом.

Для измерения электризации космического аппарата можно выделить несколько методов [1, 5]:

- 1) термические,
- 2) акустические,
- 3) пьезоэлектрические,
- 4) оптические.

Термические методы

Основными методами, относящимися к этой группе, являются термоимпульсный метод, термощаговый метод и метод модуляции интенсивности лазера. Основное различие между этими методами заключается в способе воздействия температурного градиента на образец. Этот градиент может быть либо тепловым импульсом от вспышки света, либо шагом в несколько градусов при использовании теплового рассеивателя, либо синусоидальным модулированным нагревом с помощью лазерного луча. В случае термоимпульсного метода выходной сигнал представляет собой характеристику напряжения, связанную с зарядом, распределением поляризации и изменением температуры [2, 4, 6].

В методах термощагового воздействия и модуляции интенсивности лазера вместо этого выходной сигнал представляет собой реакцию на ток. В первом случае ток связан с электрическим полем и термическим этапом, а во втором этот ток связан с температурой, характеристиками материала и накопленным объемным зарядом. Общим для этих методов является удовлетворительное пространственное разрешение, которое может быть дополнительно улучшено за счет повышения точности измерений по поверхности и внутренней температуре образца.

Термоимпульсный метод основан на распространении теплового импульса, генерируемом вспышкой света (длительностью 8 мкс), который воздействует на одну из двойных металлизированных поверхностей образца. Затем над образцом ге-

нерируется тепловой переходный процесс, и в качестве выходного сигнала принимается электрический сигнал, несущий информацию о распределении объемного заряда внутри самого образца.

Отклик системы $\Delta V(t)$ зависит от распределения пространственного заряда $\rho(x)$ и поляризации $P(x)$. Кроме того, как показано в (1), $\Delta V(t)$ зависит также от характерных параметров изоляционного материала, таких как коэффициент теплового расширения, диэлектрическая проницаемость, его температурный коэффициент и, наконец, коэффициент постоянной поляризации [4, 6].

$$\Delta V(t) = \frac{1}{\varepsilon_r \varepsilon_0} \int_0^d \left(A \rho(x) - B \frac{dP(x)}{dx} \right) \int_0^x \Delta T(x') dx' dx, \quad (1)$$

где $A = a_x - a_\varepsilon$, $B = a_p - a_x - a_\varepsilon$, d – это толщина образца.

Принцип действия термощагового метода основан на применении термощага к концам соответствующего образца с целью измерения отклика по току, обусловленного тепловым расширением самого образца. Тепловой диффузор обеспечивает нагрев, который создает тепловую волну. Эта волна распространяется по толщине диэлектрика, что приводит либо к расширению, либо к сжатию материала, изменению диэлектрической проницаемости изоляции и вызывает временный сбой и обратимое смещение объемного заряда, находящегося внутри образца. Это смещение затем отражается на электродах, определяя изменение наведенного заряда и, следовательно, тока между электродами. Величина этого тока $I(t)$, измеряемая пикоамперметром (рА), связана с распределением как электрического поля, так и объемного заряда.

Выражение $I(t)$ представлено в (2):

$$I(t) = -aC \int_0^d E(x) \frac{\partial \Delta T(x, t)}{\partial t} dx, \quad (2)$$

где $a = a_x - a_\varepsilon$ – коэффициент теплового расширения и a_ε – температурный коэффициент изоляционного материала. C – емкость образца перед применением термической обработки, d – это толщина образца, $E(x)$ – электрическое поле вдоль оси абсцисс, а ΔT – температурный шаг.

При известных $E(x)$ и диэлектрической проницаемости материала ε из уравнения Пуассона можно определить распределение объемного заряда.

При использовании метода модуляции интенсивности лазерного излучения на металлизированную поверхность исследуемого объекта воздействует лазер, интенсивность излучения которого модулирована синусоидально, вследствие этого воздействия происходит неравномерный нагрев поверхности объекта. Энергия лазерного излучения, поглощённая электродом, вызывает синусоидальные колебания температуры внутри исследуемого объекта. Как следствие температурная волна распространяется внутри исследуемого объекта, а также ослабляется и задерживается по фазе. Таким образом, на образец воздействует неравномерно распределенное тепловое воздействие. Следовательно, взаимодействие между этим воздействием и объемным зарядом генерирует синусоидальный пьезоэлектрический ток, который усиливается и впоследствии обрабатывается. Этот ток описывается формулой (3):

$$I(t) = \frac{S}{d} \int_0^x G(x) \frac{\partial \Delta T(x, t)}{\partial t} dx, \quad (3)$$

где T – температура, $G(x)$ – функция распределения, S и d – площадь и толщина образца соответственно.

Акустические методы

Наиболее широко распространёнными методами, относящимися к этой группе, являются импульсный электроакустический метод и метод распространения волны давления. Последний включает пьезоэлектрический метод и метод пульсации лазерного давления.

Все акустические методы основаны на использовании одного и того же физического принципа, они исследуют характер распространения акустической волны по образцу. Различаются только способы формирования этих акустических волн. Например, для электроакустического метода волны формируются внутри исследуемого образца, а для метода распространения волны давления волны формируются с внешнего края образца.

Принцип действия импульсного электроакустического метода основан на одномерном законе кулоновской силы. Измеритель состоит из высоковольтного генератора постоянного тока, который используется для создания постоянного электрического поля внутри образца и дальнейшего накопления объемного заряда. На накопленный объемный заряд начинается воздействие импульсного напряжения, вследствие чего возникает перемещение этого заряда. При перемещении появляются волны давления, которые детектируются пьезоэлектрическим преобразователем. Выходной электрический сигнал пьезоэлектрического преобразователя будет прямо пропорционален величине накопленного объемного заряда.

Поглотитель используется для предотвращения отражений, а усилитель – для увеличения усиления сигнала. Выходной сигнал системы в частотной области выражается следующим уравнением (4).

$$V(f) = S(f) \left[\frac{\sigma(0)}{u_s \Delta t} + R(f) + \frac{\sigma(d)}{v_s \Delta t} e^{\frac{2i\pi f d}{v_s}} \right], \quad (4)$$

где $S(f)$ – функция отклика системы, зависящая от свойств преобразователя и усилителя, а слагаемые в скобках представляют волну давления, в котором первым слагаемым является поверхностный заряд на заземляющем электрод, вторым компонентом является накопленный заряд в образце, а третьим является поверхностный заряд на верхнем электроде. Время отбора проб обозначается Δt , в то время как v_s – это скорость распространения звука для образца толщиной от 0 до d .

Пьезоэлектрические методы

Метод распространения волны давления, принцип действия которого основан на распространении волны давления внутри образца. Существует несколько вариантов этого метода в зависимости от того, как генерируется волна давления. В большинстве случаев используется пьезоэлектрический преобразователь или лазер. Если используется пьезоэлектрический преобразователь, то применяемый метод называется пьезоэлектрически индуцированным импульсом давления. Если используется лазер, то – метод индуцированного лазерного импульса давления [3, 4].

При использовании метода пьезоэлектрического давления на пьезоэлектрический преобразователь подается напряжение, создающее импульс давления. Этот импульс при распространении в диэлектрике создает смещение объемного заряда, что приводит к изменению поверхностного заряда на электродах. На основании измерения тока смещения $i(t)$, обусловленного изменением заряда с течением времени, можно определить распределение объемного заряда в образце. В частотной области оно будет иметь вид (5):

$$V(f) = S(f) \left[\frac{\sigma(0)}{u_s \Delta t} + R(f) + \frac{\sigma(d)}{u_s \Delta t} e^{\frac{2i\pi f d}{u_s}} \right]. \quad (5)$$

Обозначения переменных аналогичны импульсному электроакустическому методу.

Метод лазерного импульсного давления использует лазер, который генерирует импульсы высокой интенсивности на поглощающем слое, расположенном сбоку образца. Образец при воздействии на него лазерного излучения начинает расширяться в местах воздействия. Это приводит к созданию волны давления, которая при прохождении через образец изменяет величину поверхностного заряда электродов, что, в свою очередь, приводит к возникновению электрического тока $i(t)$ во внешней цепи. Выходной сигнал описывается формулой (6):

$$I(t) = -(2 - \epsilon_r^{-1}) x \frac{A}{B} c \int_0^S P(ct - z) \rho(z) dz, \quad (6)$$

где ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемость образца, x – сжимаемость, A – поверхность электрода, S – толщина образца, c – скорость звука, $P(x)$ – профиль импульса давления, а $\rho(x)$ – профиль заряда.

Оптические методы

Оптические методы используются для измерения распределения объемного заряда в диэлектри-

ках, начиная с измерения электрического поля. Когда силовые линии электрического поля проходят через диэлектрический материал, возникает электрооптический эффект, который заключается в изменении электрического поля, показатель преломления зависит от самого материала.

Явления, которые приводят к изменению показателя преломления, это эффект Керра и эффект Погкельса. Если луч света попадает на материал с разными значениями показателя преломления, возникает двойное лучепреломление. Для эффекта Погкельса, который представляет собой линейный электрооптический эффект, часто наблюдаемый в кристаллических материалах, разница в индуцированном двойном лучепреломлении линейно пропорциональна электрическому полю. В то время как для эффекта Керра, который представляет собой электрооптический эффект, часто наблюдаемый в жидких материалах, разница в индуцированном двойном лучепреломлении, которое пропорционально квадрату напряженности электрического поля.

Заключение

Для повышения точности измерения и измерения распределения заряда в объеме может быть использована комбинация различных методов измерения. Также при выборе необходимо учитывать, что некоторые из рассмотренных методов получают данные в частотной области, и для преобразования их во временную требуется использовать обратное преобразование Фурье, вычислительная реализация которого требует больших вычислительных мощностей, которые могут быть ограничены или не реализованы в бортовой научной аппаратуре.

Литература

1. Воронов К.Е. Перспективные направления построения бортовых систем контроля электризации по-

верхности КА / К.Е. Воронов, А.М. Телегин, Г.И. Леонович, А.А. Артюшин // Всерос. науч.-техн. конф. «Актуальные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций», Самара, 25–28 апр. 2023 г., Самар. нац. исслед. ун-т им. С.П. Королева; под. ред. А.И. Данилина. – Самара: Артель, 2023. – С. 13–18.

2. Акишин А.И. Воздействие окружающей среды на материалы космических аппаратов / А.И. Акишин, Л.С. Новиков. – М.: Знание, 1983. – 64 с.

3. Электризация поверхности низкоорбитального малого космического аппарата АИСТ / Н.Д. Семкин, В.В. Брагин, А.В. Пияков, А.М. Телегин, Д.М. Рязанов, М.Г. Матвиец // Вестник Самар. гос. аэрокосмического ун-та. – 2015. – Т. 14, № 1. – С. 46–57.

4. Spacecraft potential during an active experiment a comparison of experimental results with a simple model / P. Zilavy, L. Prech, Z. Nemecek, J. Safrankova // *Annales Geophysicae*. – 2013. – PP. 915–922.

5. Дроздова А.А. Модели и методы воздействия электростатического разряда, применяемые при моделировании, проектировании и испытаниях радиоэлектронных средств / А.А. Дроздова, М.Е. Комнатов // Системы управления, связи и безопасности. – 2023. – № 3. – С. 44–70.

6. Maciej Dr. Charge Detection Methods for Dielectrics – Overview / Dr. Maciej, A. Noras // *Trek Application Note*. – 2013. – № 3005. – 3 p.

Артюшин Андрей Алексеевич

Аспирант каф. радиоэлектронных систем (РЭС)
Самарского нац. исслед. ун-та им. С.П. Королева
Эл. почта: artyushin.aa@ssau.ru

Телегин Алексей Михайлович

Канд. физ.-мат. наук, доцент каф. РЭС
Самарского нац. исслед. ун-та им. С.П. Королева
Эл. почта: talex85@mail.ru

С.Г. Еханин, И.А. Павлова, Е.В. Парахина

Исследование эффективности светодиодных кристаллов на основе InGaN/GaN фотолюминесцентным методом

Приведено исследование эффективности светодиодных кристаллов фотолюминесцентными методами. Сравнение амплитуды спектров и картин свечения ФЛ-кристаллов СИД разных производителей и дизайна позволяет проводить качественную оценку их эффективности.

Ключевые слова: светодиод, кристалл, фотолюминесцентный метод, картина свечения, спектры.

В настоящее время остро встал вопрос об импортозамещении, в связи с чем предприятиям РФ приходится разрабатывать свои технологии производства различной продукции, в том числе и светодиодной. Эта ситуация коснулась и АО «НИИПП» г. Томска. Данное предприятие с недавнего времени стало производить свои кристаллы светоизлучающих диодов (СИД) из покупных InGaN/GaN-пластин. Однако при изготовлении кристаллов СИД возникла проблема, связанная с низким КПД производимых кристаллов. Поэтому перед нами встал вопрос: связана проблема низкого КПД производимых кристаллов СИД с покупными пластинами или же с технологией изготовления кристаллов.

Для оценки эффективности производимых кристаллов СИД можно использовать фотолюминесцентные методы [1], поскольку фотолюминесцентные характеристики должны нести информацию об эффективности излучательных рекомбинационных процессов в гетероструктуре.

Объекты исследований

В настоящей работе в качестве объектов исследования использовались синие СИД малой мощности на основе GaN, изготовленные по технологии lift-off (вертикальная конструкция) фирмы SemiLEDs; синие СИД средней мощности на основе GaN, изготовленные по технологии lift-off (вертикальная конструкция) фирмы SemiLEDs; синие СИД на основе GaN горизонтальной конструкции (planar) фирмы Sanan Optoelectronic и изготовленные АО «НИИПП».

Экспериментальные установки для исследования картин свечения и спектров фотолюминесценции кристаллов СИД

Для получения картин свечения фотолюминесценции (ФЛ) поверхности кристалла была собрана установка, включающая в себя источник УФ-света, исследуемый образец, микроскоп, цифровую фотокамеру и ПЭВМ с ПО. Перед началом фотографирования картин ФЛ-образец устанавливается на столик микроскопа, после чего настраивается резкость и устанавливается автобаланс белого в специализированном ПО Altami Studio. Далее на образец воздействуют УФ-источником света, после чего с помощью тринокулярного микроскопа Altami с цифровой фотокамерой на мониторе ПК получают увеличенное изображение ФЛ-поверхности СИД.

Для исследования спектров ФЛ-кристаллов была использована другая установка, включающая в

себя источник питания, исследуемый образец, источник УФ-света, оптоволоконный спектрометр и ПЭВМ с ПО.

Перед началом измерения спектров фотолюминесценции в специализированном ПО Optosky Spectra устанавливается время накопления, задержки и другие параметры. Далее один край оптоволоконной подсоединяется к спектрофотометру, а другой конец торцом подносится к кристаллу и фиксируется на определенном расстоянии. После этого на исследуемый образец воздействуют источником УФ-света и измеряют спектр ФЛ.

Спектры фотолюминесценции кристаллов СИД

Известно, что характеристики фотолюминесценции в значительной мере отражают электронно-дырочные процессы, проходящие при электролюминесценции (ЭЛ) в полупроводниковых материалах и приборах и могут быть использованы при оценке эффективности СИД.

Для начала, спектры ФЛ были измерены на покупных образцах фирмы Sanan и образцах, изготовленных АО «НИИПП». Полученные спектры ФЛ-образцов по одному из каждой серии представлены на рис. 1.

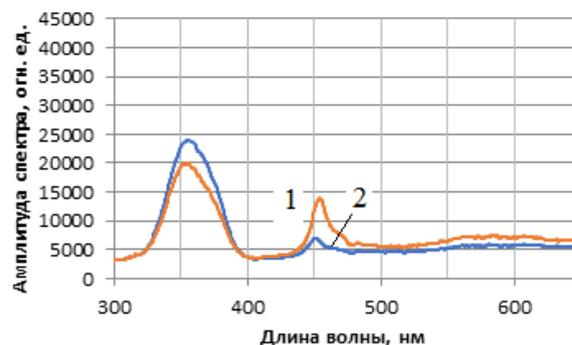


Рис. 1. Спектры ФЛ кристаллов СИД: 1 – спектр ФЛ-образца фирмы Sanan; 2 – спектр образца АО «НИИПП»

Как видно из рисунка, у обоих образцов наблюдается два пика. Первый пик обусловлен суммой отраженного УФ-света от кристалла и фотолюминесценцией GaN [2, 3].

Второй пик соответствует области ФЛ-активной области СИД (InGaN). Данные спектры старались пронормировать по УФ-пикам обоих кристаллов.

Как видно из рис. 1, интенсивность второго пика у образца Sanan по сравнению с образцом

АО «НИИПП» существенно больше, что говорит о его большей эффективности. Таким образом, можно считать, что по ФЛ-отклику можно анализировать и сравнивать друг с другом эффективности кристаллов СИД разных производителей. Поэтому следующим шагом был анализ пяти изготовленных кристаллов АО «НИИПП» из одной партии. Однако после испытаний на статику кристалл под номером 3 вышел из строя (пробился). При этом структура этого образца оказалась «закороченной». На рис. 2 представлены спектры ФЛ всех пяти образцов АО «НИИПП».

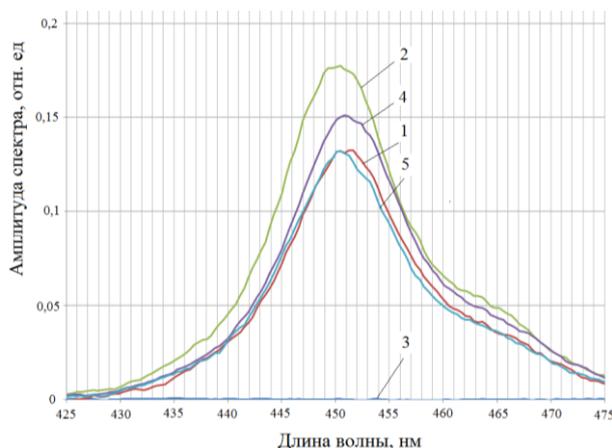


Рис. 2. Спектры кристаллов СИД, изготовленных из одной партии

Как видно из рис. 2, амплитуды спектров ФЛ InGaN всех образцов отличаются друг от друга, а также пик ФЛ у третьего образца и вовсе отсутствует вследствие того, что он пробился во время испытаний «на статику». Как показали приборные эксперименты по определению эффективности этих образцов, проведенные в лаборатории НИИПП, наши выводы примерно совпадают. Это свидетельствует о перспективности данного метода для качественного определения эффективности СИД как разных производителей, так и в одной серии.

Кроме спектральных исследований нами были проведены исследования картин поверхностной ФЛ этих же кристаллов. Были проанализированы картины свечения ФЛ всех пяти образцов. Как показали исследования, картины ФЛ четырех образцов по цвету и пространственному распределению практически не отличаются друг от друга. Однако картина ФЛ третьего образца, имеющего внутреннюю закоротку структуры, резко отличается по цвету. Голубое свечение, как у остальных образцов, у него полностью отсутствовало, но наблюдалось слабое свечение желтого цвета, характерного для чистого GaN, имеющего структурные дефекты. В результате анализа процессов, проходящих в гетероструктуре при возбуждении УФ-светом с энергией, превышающей ширину запрещенной зоны GaN, сформировалась следующая физическая картина.

При УФ-подсветке гетероструктуры СИД должна наблюдаться ФЛ ближайшего к источнику облучения слоя p-GaN, совпадающая с первым пиком (в УФ-области). ФЛ активного слоя возможна только в случае **вторичного** воздействия (рекомбинации электронов и дырок в КЯ активного слоя), так как эти кванты интенсивно поглощаются слоем p-GaN и свет не проходит к активной области. Поэтому, если в активном слое гетероструктуры будет закоротка, то электроны и дырки из квантовых ям будут утекать через нее и голубая ФЛ исчезнет. Будут наблюдаться УФ и желтая ФЛ, характерная для GaN.

Заключение

Исследование эффективности светодиодных кристаллов фотолюминесцентными методами показало следующее. Сравнение амплитуды спектров и картин свечения ФЛ кристаллов СИД разных производителей и дизайна позволяет проводить качественную оценку их эффективности, что показывает перспективность их применения на производстве светоизлучающих диодов для проведения входного контроля.

Выражаем благодарность сотрудникам отдела № 110 АО «НИИПП» М.И. Воротникову, Ю.А. Хотенюк, Р.А. Гальченко за предоставленные образцы для исследования, которые использовались в данной работе и активное участие в обсуждении полученных результатов.

Литература

1. Shim J.-I. Measuring the internal quantum efficiency of light-emitting diodes: towards accurate and reliable room-temperature characterization / J.-I. Shim, D.-S. Shin // *Nanophotonics*. – 2018. – Vol. 7 (10). – P. 1601. <https://doi.org/10.1515/nanoph-2018-0094>
2. Бессолов В.Н. Фотолюминесценция GaN: зависимость от интенсивности возбуждения / В.Н. Бессолов, В.В. Евстропов, М.Е. Компан, М.В. Меш // *ФТП*. – 2002. – Т. 36, вып. 10. – С. 1207–1210.
3. Фотолюминесценция объемных кристаллов GaN, легированных Eu / авт.-сост.: В.В. Криволапчук, М.М. Мездрогина, А.В. Насонов, С.Н. Родин // *ФТП*. – 2003. – Т. 45, вып. 9. – С. 1556–1559.

Еханин Сергей Георгиевич

Д-р физ.-мат. наук, проф. каф. конструирования узлов и деталей радиоэлектронной аппаратуры (КУДР) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: stalker@main.tusur.ru

Павлова Ирина Александровна

Студентка каф. КУДР ТУСУРа
Эл. почта: pavlova.irina.03@mail.ru

Парахина Екатерина Владимировна

Студентка каф. КУДР ТУСУРа
Эл. почта: stalker@main.tusur.ru

С.Г. Еханин, С.А. Санько, И.А. Павлова

Проблемы диагностики квантовых ям в современных светодиодных гетероструктурах

Рассматриваются актуальные проблемы диагностики квантовых ям в современных светодиодных гетероструктурах. Приводятся исследования, проведенные по изучению фотооткликов ВАХ на «старых» и более новых, изготовленных по более современным технологиям образцах светоизлучающих диодов при различных условиях эксперимента. Выявлена причина затруднения диагностики квантовых ям в новых образцах СИД. Определены условия эксперимента для эффективного выявления фотооткликов в новых образцах.

Ключевые слова: светодиод, наногетероструктура, квантовая яма, фотоэлектрический метод.

В настоящее время широко используются светодиодные нанoeлектронные устройства с множественными квантовыми ямами (МКЯ). Без развития методов диагностики невозможно их успешное использование. Фотоэлектрический метод, представленный в работе [1], признается самым эффективным методом диагностики светодиодных гетероструктур с МКЯ. В основе этого метода лежит исследование зависимости фототока от напряжения при возбуждении светом в диапазоне длин волн, соответствующих краю оптического поглощения материала квантовой ямы в гетероструктуре InGaN/GaN. При этом возникают фотоотклики на ВАХ, несущие значительную информацию как о структуре энергетических состояний, так и о топологических параметрах квантовых ям (КЯ) гетероструктуры.

В опубликованных ранее статьях [2, 3], нами применялся фотоэлектрический метод диагностики светоизлучающих диодов (СИД) в том виде, что и в [1], но для более точного выявления КЯ и их профилирования проводилось измерение и вольт-фарадных характеристик (ВФХ).

Однако получить четкие фотоотклики удавалось не всегда и не на всяких образцах СИД (покупных от разных фирм и изготовленных в НИИПП). Причем это относится к фотооткликам и на ВАХ, и на ВФХ, в отличие от результатов авторов [1].

В данной статье приводятся исследования, проведенные по изучению фотооткликов на разных образцах и при различных условиях эксперимента.

Экспериментальная установка и методика эксперимента

Образцы СИД, изготовленные по технологии lift-off и flip-chip, малой и средней мощности, а также различной архитектуры и дизайна, были представлены АО «НИИПП».

На рис. 1 представлена структурная схема экспериментальной установки. В темновом режиме измерение ВАХ образца (4) проводилось автоматически с помощью измерительного прибора (5), как обычно. При измерении фотоэлектрических характеристик одновременно с измерением ВАХ образец СИД освещался излучением такого же светодиода (1), что и светодиод, выбранный для исследования. При этом фотовозбуждение осуществлялось только в КЯ, не вызывая переходы «зона-зона» в барьерных слоях гетероструктуры. Измерения про-

водились в трех режимах, при которых изменялась интенсивность подсветки:

- слабая (образец освещался краем светового пятна, светодиод 1 находился на расстоянии 5–7 см);
- средний уровень подсветки (расстояние до образца 3–4 см);
- высокий уровень подсветки: светодиод 1 располагался вплотную к образцу исследования.

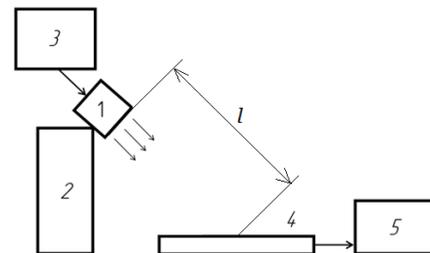


Рис. 1. Схема измерения ВАХ с подсветкой:
1 – светодиод (для подсветки); 2 – подставка под светодиод;
3 – источник питания; 4 – исследуемый образец;
5 – измерительный прибор; l – расстояние между светодиодом и образцом исследований 4

В качестве прибора для автоматизированного измерения ВАХ использовался прецизионный параметрический анализатор Keysight B2912A [4]. Это двухканальный прецизионный прибор, в котором сочетаются возможности источника – измерителя тока и напряжения. Данный прибор обеспечивает высокую точность определения вольт-амперных характеристик измеряемых образцов СИД. Прежде чем проводить исследования фотоэлектрических характеристик, должны быть измерены темновые ВАХ на образцах различных производителей (в том числе АО «НИИПП»). Далее проводились измерения ветвей прямой и обратной ВАХ с подсветкой разной интенсивности при комнатной температуре.

Анализ результатов

Выяснилось, что с увеличением уровня подсветки для всех образцов наблюдается смещение фотоэлектрических характеристик в область больших отрицательных токов (при обратных напряжениях). При этом по мере возрастания воздействующего излучения на характеристике появляется отчетливо видимый максимум тока (минимум на характеристике). Максимум потому, что вниз по оси ординат ток увеличивается. Подробнее о подобных измерениях изложено в статье [3].

В измерениях, проведенных в данной работе, в отличие от образцов, исследованных ранее (flip-chip, SemiLEDs и др.) [1, 3], особенности на ВАХ образцов СИД фирмы Sanan возникают не на обратной ветви ВАХ, как в [1], а при прямой полярности и больших значениях прямого напряжения, чем в образцах других изготовителей.

На рис. 2 показана фотоэлектрическая характеристика одного из образцов фирмы Sanan с меньшим количеством темных пятен на картине туннельно-рекомбинационного свечения [5], а значит, с меньшим количеством каналов с повышенной электропроводностью и меньшей связью между квантовыми ямами. Поэтому на данной фотоэлектрической характеристике видна некоторая дифференциация квантовых ям в виде всплесков.

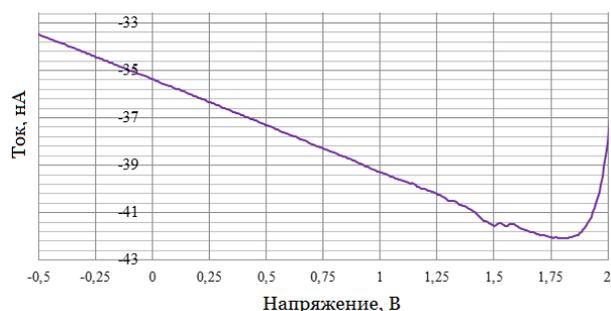


Рис. 2. Вольт-амперная характеристика СИД фирмы Sanan при высоком уровне подсветки

Малая величина фотооткликов КЯ в работе [6] связывается с невысоким качеством слоев гетероструктуры. Мы согласны с данным выводом, но, кроме того, наличие каналов дефектной структуры, пронизывающих активную область, приводит, на наш взгляд, к возникновению интегрального фотоэффекта на образцах фирмы Sanan. Большое количество таких участков сильнее связывает квантовые ямы друг с другом, вследствие чего они ведут себя как единое целое, что приводит к большему и интегральному фотоэффекту.

Также были исследованы фотоэлектрические характеристики образцов СИД от АО «НИИПП». Измерения при сильной подсветке показали такие же результаты, что и на образцах Sanan.

На основании полученных результатов можно сделать вывод, что, начиная с напряжения примерно плюс 1,5 В на образцах Sanan и АО «НИИПП», по видимому, несколько откликов от КЯ объединяются в один суммарный, тогда как на образцах SemiLeds квантовые ямы выявляются раздельно. А это говорит о том, что в исследуемых образцах квантовые ямы друг с другом связаны, и значит в структуре среди слоев есть закоротки и «токи утечки».

Чтобы уточнить понятие «ток утечки», нужно проанализировать литературные данные, в [3] авторы выделяют область малых плотностей токов, где ток («ток утечки») в диодах одного типа больше, чем в диодах другого типа. Токи утечки при малых напряжениях смещения определяются процессами туннельной безызлучательной рекомбинации, лока-

лизованной в системе протяженных дефектов, пронизывающих активную область светодиодов. Их величина определяется степенью упорядоченности системы [7].

Для наблюдения большей дифференциации квантовых ям на данных СИД можно рекомендовать проведение фотоэлектрических измерений при низких температурах, тогда токи утечки из квантовых ям будут меньше, а отклики квантовых ям больше.

Низкотемпературные измерения фотоэлектрических характеристик

На нескольких образцах фирмы Sanan и АО «НИИПП» были проведены испытания при пониженных температурах (5–8°) с подсветкой, с целью снижения влияния токов утечки, которые соединяют квантовые ямы и мешают зафиксировать их отклики по отдельности.

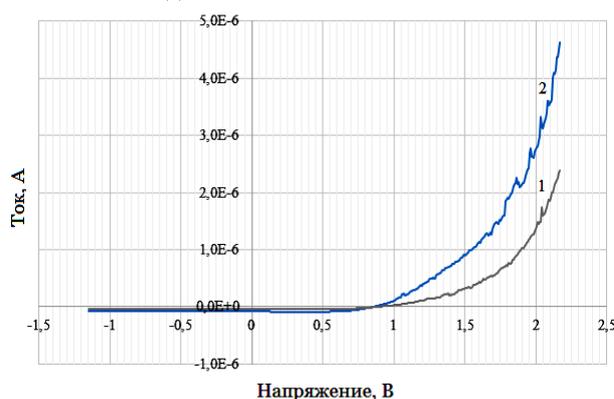


Рис. 3. Фотоэлектрическая характеристика СИД фирмы Sanan, полученная при пониженной температуре (+8 °C) при слабой (1) и сильной подсветке (2)

На зависимостях, представленных на рис. 3, на образцах Sanan при пониженной температуре при высоком уровне подсветки были получены практически все отклики от квантовых ям. Только находятся они в других областях напряжений (1,7–2,2 В) в отличие от образцов SemiLeds и образцов, используемых в [1]. Полученные результаты подтверждают ранее сделанный вывод при исследовании темновых вольт-амперных характеристик – у образцов Sanan ширина барьерных слоев и толщина активной области меньше, чем у образцов фирмы SemiLeds. При низкой температуре фотоотклики в образцах Sanan начали проявляться, тогда как при комнатной температуре они маскировались большим прямым током.

На рис. 3 на кривой 2 видны всплески на ВАХ, демонстрирующие явные раздельные четыре квантовые ямы, что подтверждает вывод о том, что за счет пониженных температур уменьшается влияние токов утечки.

Заключение

Таким образом, исходя из литературных данных и наших исследований, можно сделать вывод, что отклики квантовых ям в «старых» образцах СИД наблюдаются в широком диапазоне напряжений (от 0 до –21 В) [1].

В более новых образцах (SemiLeds) отклики квантовых ям наблюдаются в меньшем диапазоне

напряжений (от 0 до -6 В) [2, 3]. В образцах фирм Samsung, Planar, Sanan и АО «НИИПП» наблюдается отклик квантовых ям в еще меньшем диапазоне напряжений. Это свидетельствует о разных толщинах барьерных слоев и активной области в старых и новых образцах.

В образцах СИД, изготовленных по современным технологиям, по-видимому, толщина барьерных слоев и активной области меньше, так как эффективность таких образцов выше [6]. Поэтому диагностика квантовых ям таких образцов затруднена вследствие проявления их фотооткликов на положительной ветви ВАХ, когда наблюдается сильное маскирующее действие больших сквозных токов, протекающих через СИД. Для выявления фотооткликов квантовых ям в таких образцах необходимо проводить их диагностику при пониженной температуре. В таких условиях прямой ток через гетероструктуру СИД будет меньше и фотоотклики КЯ будут проявляться лучше.

Литература

1. Барановский М.В. Фотоэлектрический метод диагностики гетероструктур InGaN/GaN с множественными квантовыми ямами / М.В. Барановский, Г.Ф. Глинский, М.С. Миронова // Физика и техника полупроводников. – 2013. – Т/ 47, № 1. – С. 60–64.
2. Сафонов С.С. Исследование вольт-амперных и вольт-фарадных характеристик СИД с множественными квантовыми ямами на основе InGaN/GaN / С.С. Сафонов, А.В. Кинах, И.А. Павлова // Матер. XV Междунар. науч.-практ. конф. «Научная сессия ТУСУР–2024». – Томск: ТУСУР; В-Спектр (ИП Бочкарева В.М. – Ч. 1, 2024. – С. 138–141.
3. Исследование фотоэлектрических характеристик светодиодных гетероструктур на основе GaN / С.Г. Еханнин, С.А. Санько, А.В. Кинах, А.С. Степанова. – // Матер.

XV Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления»: в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: ТУСУР; В-Спектр (ИП Бочкарева В.М.), 2023. – С. 141–143.

4. Keysight B2912A Series Precision Source [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.keysight.com/ru/ru/support/B2912A/precision-source-measure-unit-2-ch-10fa-210v-3a-dc-10-5a-pulse.html>

5. Степанова А.С. Исследование картин туннельной электролюминесценции / А.С. Степанова, А.В. Кинах, А.А. Абакшин // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР, 2021: в 3 ч. – Томск: В-Спектр, 2021. – Ч. 1. – С. 119–123.

6. Особенности рекомбинационных процессов в светодиодах на основе InGaN/GaN при больших плотностях инжекционного тока / Н.С. Аверкиев, М.Е. Левинштейн, П.В. Петров, А.Е. Черняков, Е.И. Шабунина, Н.М. Шмидт // Письма в ЖТФ. – 2009. – Т. 35, вып. 19. – С. 97–102.

7. Morgan T.N. Recombination by Tunneling in Electroluminescent Diodes. Physical Review. – 1966. – Vol. 148. – P. 890.

Еханнин Сергей Георгиевич

Д-р физ.-мат. наук, проф. каф. конструирования узлов и деталей РЭА (КУДР) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: stalker@main.tusur.ru

Санько Сергей Александрович

Начальник отд. № 110 АО НИИПП
Эл. почта: sss@pgtu.bpla.ru

Павлова Ирина Александровна

Студентка каф. КУДР ТУСУРа
Эл. почта: pavlova.irina.03@mail.ru

УДК 621.396.41

К.Д. Иконникова, О.Ю. Завьялова, С.Ю. Боязитов

Модельное исследование физических характеристик устройства защиты от перенапряжения в КАС системы электроснабжения космического аппарата

С использованием систем автоматизированного проектирования SolidWorks, nanoCAD и P-CAD сконструирована упрощенная трехмерная модель устройства защиты от перенапряжения для КАС КА. Используя различные расширения программного продукта SolidWorks, проведено испытание модели на соответствие технико-эксплуатационным характеристикам (термический и частотный анализы).

Ключевые слова: САПР, устройство защиты, термическая стойкость, механическая прочность.

В настоящее время радиоэлектронная промышленность является одной из наиболее развивающихся высокотехнологичных отраслей. Однако для эффективного использования радиоэлектронной аппаратуры требуется разработка отдельных блоков с соответствующими технико-эксплуатационными характеристиками (особенно для таких отраслей, как транспортная, атомная, военная и космическая).

Актуальность темы

Непрерывный рост энергетических характеристик системы электропитания космического аппарата (СЭП КА) приводит к увеличению напряжения и токов, текущих по шинам батарей электропитания. Изменения режимов работы электрической цепи вызывают сбои в работе СЭП КА.

Для повышения эффективности работы приборов в целом используют автоматические устройства защиты (УЗ) модулей преобразователей напряжения из состава комплекса автоматики и стабилизации напряжения (КАС) систем электроснабжения космического аппарата.

Периодически в электросети возникают нештатные ситуации. Скачки напряжения в изделии способны нарушить работу прибора или вывести ее из строя. Устройство защиты позволяет напряжению шины находиться в определенном диапазоне. При превышении выходного напряжения пороговое устройство (вход управления которого подключен к выходным шинам КАС) срабатывает, и с помощью двенадцати параллельно включенных силовых транзисторных ключей подключает к шинам дополнительную нагрузку. Вследствие этого происходит уверенное выжигание предохранителя, включенного последовательно с отказавшим силовым транзистором модуля.

После возвращения выходного напряжения комплекса в номинальный диапазон УЗ отключает свои силовые ключи и переходит в дежурный режим [1–3].

Эффективность и качество работы УЗ зависят от многих параметров. Поэтому необходимо провести предварительные испытания модели на соответствие технико-эксплуатационным характеристикам.

Целью данной работы является исследование технико-эксплуатационных характеристик эффективной работы устройства защиты.

Достижение поставленной цели осуществлялось тестированием термической стойкости и механической прочности УЗ.

Для проведения испытаний необходимо было прежде создать упрощенную трехмерную геометрическую модель устройства и на нее нанести конечно-элементную сетку. Для выполнения этих работ использован инженерный многофункциональный программный продукт SolidWorks с различным расширением. Расширение «SolidWorks Simulation» позволяет создать трехмерную геометрическую модель устройства и нанести на нее конечно-элементную сетку, а также решить прочностные задачи (в частности, частотное воздействие). Расширение SolidWorks Flow Simulation позволяет проводить термический анализ и анализировать распространение температуры по деталям.

Термический анализ. Результаты термического анализа показали, что при работе УЗ нагреваются транзисторы. Пиковая температура модели в местах расположения транзисторов достигает примерно +76 °С. Это считается допустимым, так как не превышает максимальный температурный интервал работы используемых транзисторов ($T_{\text{макс}} = 90\text{--}105$ °С). Однако разогрев транзисторов опасен для других электрорадиоэлементов (рис. 1).

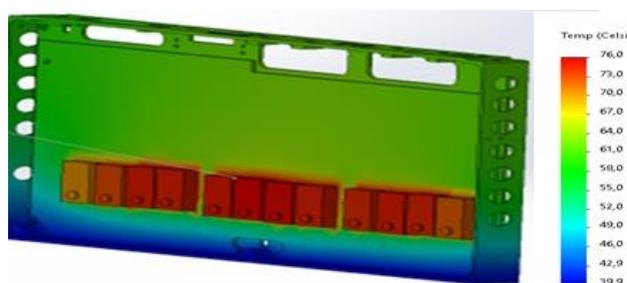


Рис. 1. Распределение температур в модели УЗ

Для уменьшения влияния температурной нагрузки на остальные элементы устройства рекомендуется монтировать изоляционную прокладку под транзисторы (керамическую), понижающую теплоперенос от транзисторов и увеличивающую термостойкость устройства защиты в целом.

Механический анализ. Моделирование механических воздействий позволяет выявить проблемные

участки корпуса и печатной платы с компонентами. В работе рассмотрено частотное воздействие на модельные характеристики устройства.

Частотный анализ – это исследование колебаний конструкции относительно опорного положения равновесия. Частота колебаний ассоциируется с определенной формой колебаний, которую модель стремится принимать [4]. Частота вынуждающей силы называется резонансной частотой, а амплитуда – резонансной амплитудой (РЕЗАМП). Увеличение амплитуды колебаний – это следствие резонанса, а причина – совпадение внешней (возбуждающей) частоты с внутренней (собственной) частотой колебательной системы.

Частотный анализ выполнен в программном продукте SolidWorks с расширением «SolidWorks Simulation». Основные показатели частотного анализа в направлении оси OZ представлены в таблице. Результаты частотного анализа показали, что корпус УЗ является стойким к частотным воздействиям.

Показатели частотного анализа

№ п/п	Частота внешнего воздействия, ν , Гц	Резонансная амплитуда (РЕЗАМП)	Деформация
1	140,82	3,596	0,00939249
2	238,16	5,219	0,0082786
3	352,88	6,246	0,00721556

Заключение

С использованием системы автоматизированного проектирования (САПР) SolidWorks, nanoCAD и P-CAD сконструирована упрощенная трехмерная модель корпуса и печатного узла устройства защиты (УЗ) от перенапряжения для КАС КА.

Проведены испытания модели на соответствие технико-эксплуатационным характеристикам. Для исследования физических характеристик модели использован программный продукт SolidWorks с различным расширением:

– термический анализ показал разогрев корпуса основания в области транзисторов;

– частотный анализ показал, что УЗ является стойким к частотному воздействию.

Литература

1. Андреев Ю.А. Проблемы защиты системы электроснабжения космических аппаратов / Ю.А. Андреев, С.Ю. Буров, Ю.А. Кремзуков / Доклады ТУСУР. – 2020. – Т. 23, № 1. – С. 85–91.
2. Ikonnikova K.D. Development of the design of a protection device against overvoltage with using a computeraided design system / K.D. Ikonnikova, A.V. Chub // Тенденции развития науки и образования. – 2024. – № 112, ч. 7. – С. 134–135. DOI: 10.18411/trnio-08-2024-351.
3. Иконникова К.Д. Разработка конструкции устройства защиты (УЗ) от перенапряжения с применением системы автоматизированного проектирования (САПР) / К.Д. Иконникова, О.Ю. Завьялова // Тенденции развития науки и образования. – 2024. – № 111, ч. 9. – С. 121–123. DOI: 10.18411/trnio-07-2024-519.
4. Частотный анализ: справка по SolidWorks 2021. [Электронный ресурс]. – URL: https://help.solidworks.com/2021/Russian/SolidWorks/cworks/c_Frequency_Analysis.htm (дата обращения: 12.06.2024).

Иконникова Кристина Дмитриевна

Магистр каф. радиоэлектронных технологий и экологического мониторинга (РЭТЭМ) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР), техник-конструктор 1-й кат. отд. № 6 АО «НПЦ «Полус»
Эл. почта: idkartinka@gmail.com

Завьялова Ольга Юрьевна

Канд. техн. наук, доцент каф. КИПР ТУСУРа зам. дир. ООО ИНТ (Томск)
Эл. почта: Oljona@yandex.ru

Боязитов Сергей Юсипович

Нач. бюро отд. № 6 АО «НПЦ «Полус»
Эл. почта: SergeyUbz2018@mail.ru

А.Э. Видрицкий, В.Л. Ланин, А.Н. Фундаренко

Исследование тепловых полей в системе «кристалл–корпус» электронного модуля приемника ИК-излучения

Теплопередача в системе «кристалл–корпус» является одной из основных характеристик, определяющих работоспособность и долговечность приборов. Тепловое сопротивление полупроводникового компонента устанавливает максимальный температурный диапазон, обеспечивающий его функциональность. Чем выше уровень теплового сопротивления электронного компонента, тем выше вероятность его перегрева. Поэтому важно контролировать тепловые характеристики производимых устройств. Тепловое сопротивление влияет на изделие, снижая его надёжность и увеличивая вероятность сбоев в работе. Превышение максимально допустимых температур неизбежно приведет к деградации электропараметров устройства. Необходимо принимать во внимание требования к температурному диапазону при подборе материалов корпуса и конфигурации устройства.

Ключевые слова: тепловые поля, моделирование, микроболометр, приемник ИК-излучения, корпус, кристалл.

Виды теплообмена при монтаже кристаллов

Монтаж кристаллов в корпуса электронных приборов должен обеспечить высокую прочность соединений при термоциклировании и механических нагрузках, низкое электрическое и тепловое сопротивление, минимальное механическое воздействие на кристалл и отсутствие загрязнений [1]. В процессе монтажа кристаллов в корпус микроболометра происходит три типа теплообмена: теплопроводность, тепловое излучение и конвекция [2].

Коэффициент теплоотдачи показывает, какое количество тепла передается от единицы поверхности в единицу времени при разности температур в 1 град (К). В табл. 1 приведены некоторые типичные значения для коэффициента теплопередачи конвекцией в различной среде [3].

Таблица 1
Значения коэффициента конвективной теплоотдачи сред

Окружающая среда	Коэффициент теплоотдачи (Вт/м ² ×К)
Воздух (естественная конвекция)	5–25
Воздух/перегретый пар (принудительная конвекция)	20–300
Масло (принудительная конвекция)	58–1740
Вода (принудительная конвекция)	300–6000
Вода (кипящая)	3000–60,000
Пар (конденсирующийся)	6000–120,000

Моделирование тепловых полей

Построение 3D-модели проведено в САПР SolidWorks. Модель состоит из металлокерамического основания корпуса, кристалла приемника ИК-излучения (Si), смонтированного на припой ПОС-61 (коэффициент теплопроводности 47 Вт/м×К). На рис. 1 показан внешний вид модели.

Для настройки выбираем тип исследования «Термический», в разделе «Термические нагрузки» выбираем пункт «Тепловая мощность», задаем номинальное значение мощности 0,3 Вт для мультиплексора микроболометра, приложенное к планарной стороне кристалла (рис. 2).

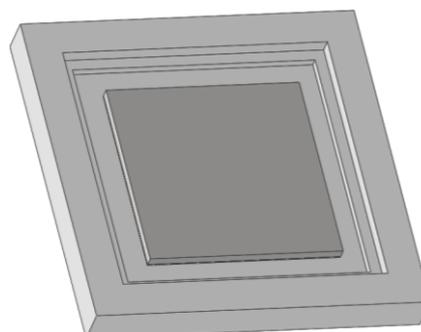


Рис. 1. Внешний вид модели электронного модуля приемника ИК-излучения

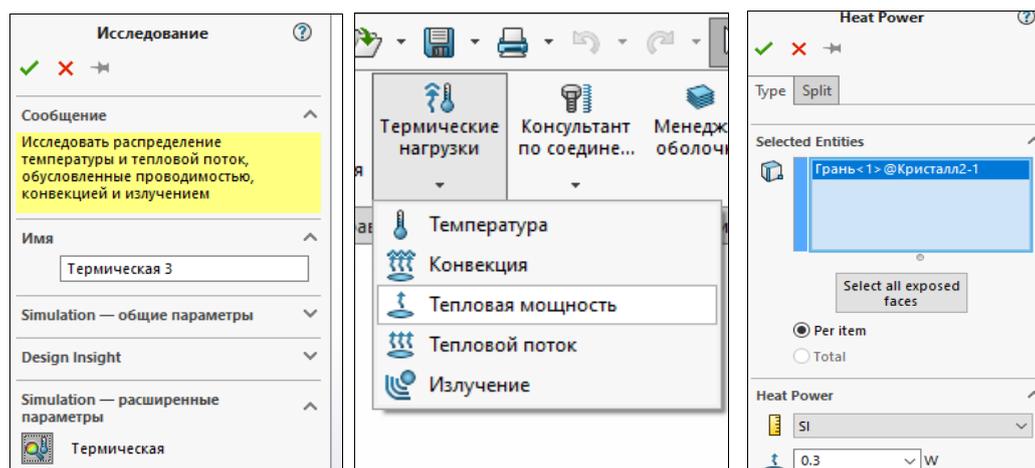


Рис. 2. Методика настройки анализа для исследования

Задаем коэффициенты конвективной теплоотдачи, для этого заходим в раздел «Термические нагрузки» и выбираем «Конвекция», устанавливаем значение конвекции применимо к внешним граням основания корпуса, равное $25 \text{ Вт/м}^2 \times \text{К}$ (рис. 3). Запускаем расчет, результаты моделирования тепловых полей показаны на рис. 4.

Как видно из рис. 4, при заданных условиях кристалл разогревается до $21,1 \text{ }^\circ\text{C}$, минимальная температура основания корпуса составляет $20,9 \text{ }^\circ\text{C}$.

Выбор материала для монтажа имеет значительное влияние на теплопередачу и распределение температуры в микроболометре. Разные материалы обладают различными теплопроводными свойствами, что непосредственно сказывается на эффективности работы устройства. Металлы с высокой теплопроводностью обеспечивают более равномерное распределение тепла, что может способствовать улучшению чувствительности микроболометра.

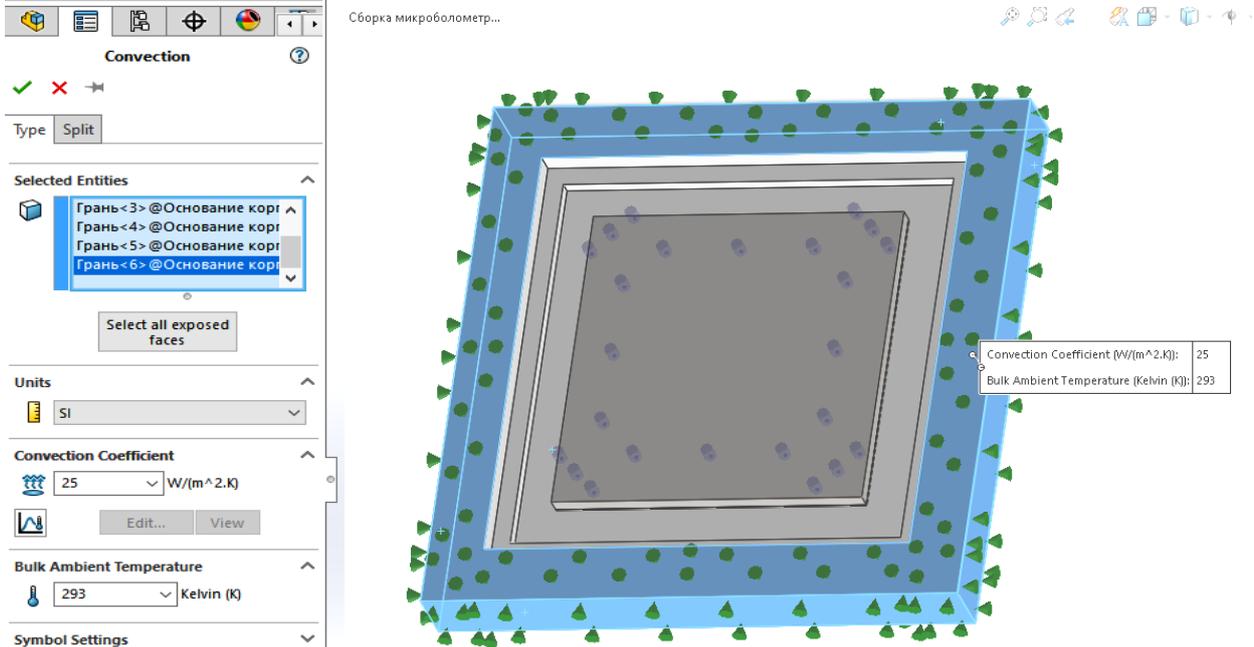


Рис. 3. Установка коэффициента конвективной теплоотдачи

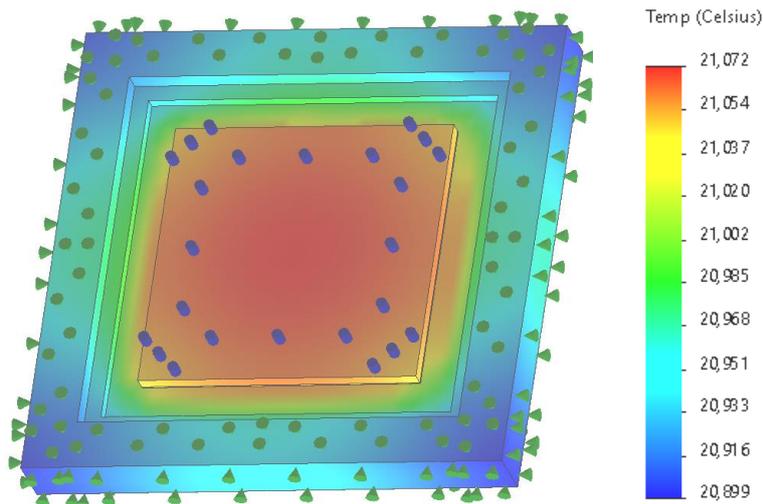


Рис. 4. Тепловые поля в системе «кристалл–корпус» микроболометра

Для определения влияния адгезива на температуру кристалла и сборки в целом в процессе работы проведено моделирование распространения тепловых полей для изделий с использованием разных типов адгезивов (табл. 2). Зависимость температуры кристалла показана на рис. 5.

Как видно из рис. 5, температура кристалла прямо пропорционально зависит от коэффициента теплопроводности используемого адгезива.

Таблица 2

Значения коэффициента теплопроводности для некоторых типов адгезивов

Наименование адгезива	Коэффициент теплопроводности (Вт/м×К)
Эпоксидный клей без наполнит. (1)	0,188
Клей токопроводящий ТОК-1 (2)	4
Припой ПОС-61 (3)	47
Низкотемпературная паста UNIMEC ХН9889-1 (4)	280

Важно учитывать не только теплопроводность, но и механические свойства материалов. Некоторые композиты могут обеспечивать достаточную теплопроводность, но при этом иметь низкую прочность или устойчивость к термическим нагрузкам, что может негативно сказаться на долговечности устройства.

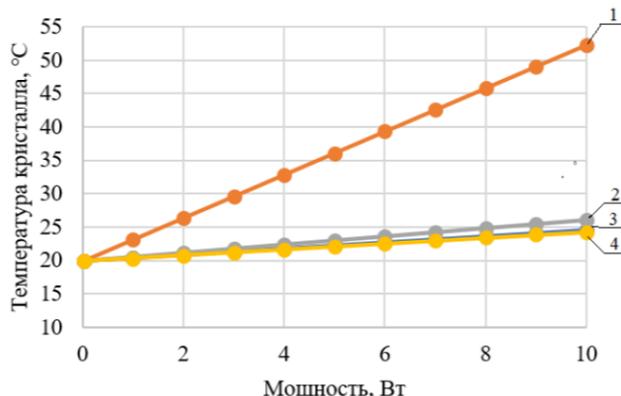


Рис. 5. Зависимости температуры кристалла от типа адгезива

Заключение

Моделирование тепловых полей позволяет выявить критические зоны перегрева, которые могут привести к ухудшению характеристик микроболометра или его выходу из строя. Это подчеркивает необходимость тщательного выбора материалов и конструктивных решений на этапе проектирования.

Литература

1. Видрицкий А.Э. Моделирование механических напряжений в кристалле микроболометра при монтаже на

припой / А.Э. Видрицкий, В.Л. Ланин // BIG DATA и анализ высокого уровня = BIG DATA and Advanced Analytics: сб. науч. статей X Междунар. науч.-практ. конф., Минск, 13 марта 2024 г. – Ч. 1 / Белорус. гос. ун-т информатики и радиоэлектроники; под ред. В.А. Богуш и др. – Минск, 2024. – С. 146–149.

2. Евдокимова Н.Л. Определение теплового сопротивления кристалл–корпус полупроводникового прибора из его кривой охлаждения / Н.Л. Евдокимова, В.В. Долгов, К.А. Иванов // Изв. вузов. Электроника. – 2019. – Т. 24, № 1. – С. 30–41.

3. Тепловой режим конструкций ПЭС [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://studfile.net/preview/1413947/page:20/>, свободный (дата обращения: 11.09.2024).

Видрицкий Александр Эдуардович

Вед. инж. отраслевой лаб. новых технологий и материалов ОАО «ИНТЕГРАЛ» (управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ»)
Эл. почта: AVidritskiy@integral.by

Ланин Владимир Леонидович

Д-р техн. наук, проф. каф. электронной техники и технологии Белорусского гос. ун-та информатики и радиоэлектроники (БГУИР)
Эл. почта: vlanin@bsuir.by

Фундаренко Алексей Николаевич

Инж.-технолог отраслевой лаборатории новых технологий и материалов ОАО «ИНТЕГРАЛ» (управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ»)
Эл. почта: AFundarenko@integral.by

А.С. Меркулова, Н.С. Нефедов, Н.С. Труфанова, С.А. Артищев

Разработка и изготовление многослойного фильтра нижних частот методом принтерной печати

Принтерная технология изготовления печатных плат может быть применена при формировании многослойных структур. Представлены результаты экспериментальных исследований по определению возможностей и целесообразности использования данного метода для изготовления многослойных печатных плат.

Ключевые слова: многослойная печатная плата, принтерная технология, принтер печатных плат, фильтр нижних частот.

Для создания печатной электроники применяются специальные устройства – принтеры [1]. Применение принтерных технологий набирает активную популярность за счет снижения временных затрат на прототипирование и получения готовых устройств. Технология принтерной печати делает возможным изготовление различных типов печатных плат: однослойные печатные платы (ОПП) и многослойные печатные платы (МПП). Компоненты, входящие в состав МПП, могут быть различных видов: активные компоненты (диоды, транзисторы, микросхемы и пр.) и пассивные (конденсаторы, резисторы, индукторы и пр.). Компоненты включают в себя не только различные виды элементов поверхностного монтажа, но и планарных (плоских). Планарные компоненты также обладают своей собственной конфигурацией: навесные планарные компоненты, гибридные планарные компоненты, интегрированные планарные компоненты.

Цель работы – изготовление многослойной структуры в виде фильтра нижних частот (ФНЧ) с планарными компонентами при помощи метода принтерной печати для исследования технологических возможностей данного метода производства ПП, изготовление многослойной структуры на примере фильтра нижних частот по принтерной технологии.

Исследование возможности изготовления многослойной структуры методом принтерной печати предполагает изготовление многослойной печатной платы в виде фильтра нижних частот, компоненты которого имеют планарный вид и расположены друг над другом. Необходимо исследовать возможность и целесообразность изготовления подобного рода МПП.

Фильтр нижних частот (ФНЧ) – устройство, которое передает сигналы в определенной области частот и препятствует прохождению сигналов вне этой области [2]. Для исследования было выбрано три различных типа фильтров:

- 1) ФНЧ второго порядка с частотой среза 433 МГц;
- 2) ФНЧ первого порядка с частотой среза 20 кГц;
- 3) ФНЧ первого порядка с частотой среза 3,2 МГц.

Исследование возможности и целесообразности изготовления данных ФНЧ предполагает расчёт номиналов компонентов каждого фильтра с последующим расчётом габаритных параметров элементов фильтра, анализ полученных результатов и формирование выводов.

Первый этап выполнения работы – расчёт и проектирование топологии ФНЧ с планарными компонентами, расположенными друг над другом.

Проектирование схемы фильтров нижних частот было произведено в САПР AWR Design Environment. На рис. 1 изображена схема ФНЧ первого порядка, структура которого представляет собой LC-цепь, состоящую из катушки индуктивности L1 и конденсатора C1. В случае с ФНЧ второго порядка происходит дублирование схемы первого порядка.

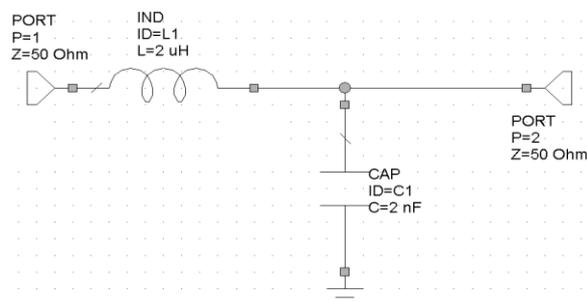


Рис. 1. Схема фильтра нижних частот первого порядка в AWR Design Environment

На рис. 2 представлена амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) фильтра на рис. 1.

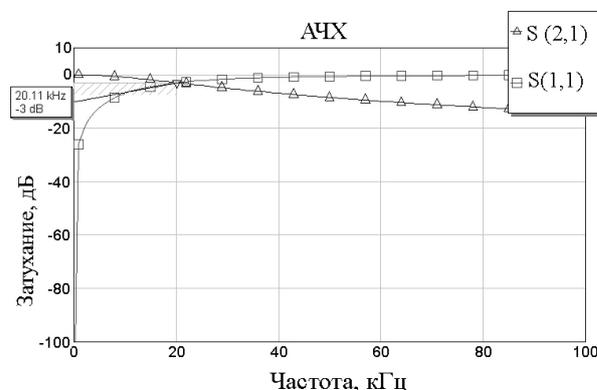


Рис. 2. Амплитудно-частотная характеристика модели фильтра нижних частот: S(2,1) – коэффициент передачи сигнала; S(1,1) – коэффициент отражения сигнала

Используя встроенный в САПР AWR Design Environment «optimizer goals» [3], были рассчитаны номиналы элементов схемы. Результат представлен в табл. 1.

Таблица 1
Результат расчёта номиналов элементов фильтров

Тип фильтра	L1	C1	L2	C2
ФНЧ с частотой среза 433 МГц	3 нГн	8 мкФ	0,45 нГн	8 мкФ
ФНЧ с частотой среза 20 кГц	0,4 нГн	0,32 мкФ	–	–
ФНЧ с частотой среза 3,2 МГц	2 мкГн	2 нФ	–	–

В соответствии с литературными источниками [4, 5] были получены габаритные параметры каждого элемента всех типов фильтров. На рис. 3 отображены обозначения габаритных параметров катушки индуктивности.

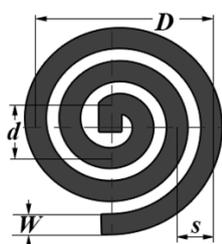


Рис. 3. Габаритные параметры катушки индуктивности:
D – внешний диаметр, d – внутренний диаметр,
W – ширина проводника, S – расстояние между витками

Результат расчета представлен в табл. 2, где n – количество витков катушки.

Таблица 2
Результат расчёта габаритных параметров элементов фильтров

Тип фильтра	L1	C1	L2	C2
ФНЧ с частотой среза 433 МГц	D – 4,6 мм; d – 1,8 мм; S – 0,9 мм; W – 0,25 мм; n – 2	S – 1283 на 1283 мм	D – 2,7 мм; d – 2,2 мм; S – 1,1 мм; W – 0,25 мм; n – 11	S – 1283 на 1283 мм
ФНЧ с частотой среза 20 кГц	D – 1,8 мм; d – 0,4 мм; S – 0,2 мм; W – 0,25 мм; n – 2	S – 574 на 574 мм	–	–
ФНЧ с частотой среза 3,2 МГц	D – 23 мм; d – 1 мм; S – 0,52 мм; W – 0,25 мм; n – 15	S – 26 на 26 мм	–	–

Проведя анализ полученных значений, можно сделать следующий вывод: минимальная частота среза фильтра нижних частот, пригодного к изготовлению, составляет около 3,2 МГц. ФНЧ, обладающие меньшей частотой среза, непригодны к изготовлению методом принтерной печати ввиду слишком больших габаритных размеров, что ведет к значительному уменьшению плотности компоновки функциональных узлов печатной платы и гибридных интегральных схем (ГИС). Таким образом, для изготовления был выбран фильтр нижних частот первого порядка с частотой среза 3,2 МГц.

Второй этап выполнения работы – изготовление ФНЧ при помощи принтерной технологии. Для обеспечения главного условия изготовления ФНЧ (расположение элементов фильтра друг над другом) было принято решение о введении в структуру МПП разделяющих диэлектрических слоёв, которые будут нанесены после каждого компонента схемы для исключения замыканий. Таким образом, с учетом всех диэлектрических слоев тестовая печатная плата состоит из семи слоев. Изготовление тестовой МПП было произведено при помощи принтера печатных плат Voltera V-one и двух видов паст: проводящей ПП-17 и диэлектрической ПД-12, а также керамической подложкой размерами 60 на 24 мм. Таким образом, на рис. 4 показан внешний вид изготовленного многослойного ФНЧ с добавленными для дальнейших измерений SMA-разъёмами.

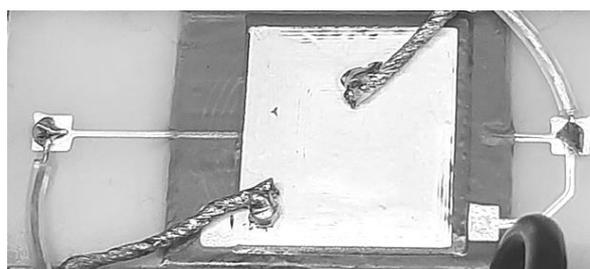


Рис. 4. Внешний вид напечатанного ФНЧ

Далее было выполнено подключение тестовой платы к векторному анализатору цепей planar S5048. Таким образом, на рис. 5 представлена АЧХ изготовленного фильтра.

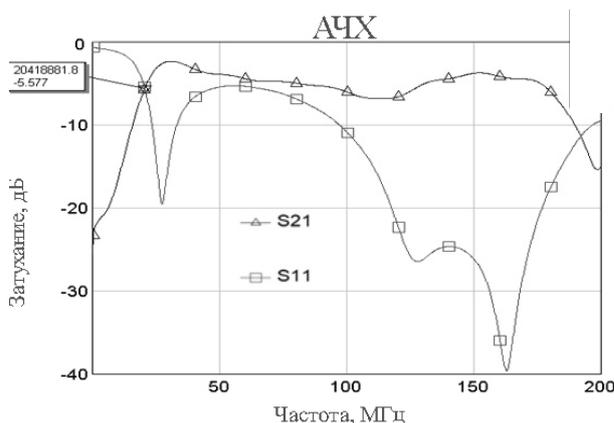


Рис. 5. Амплитудно-частотная характеристика изготовленного фильтра нижних частот: S(2,1) – коэффициент передачи сигнала; S(1,1) – коэффициент отражения сигнала

Проведя анализ АЧХ, представленной на рис. 4, можно сделать вывод о некорректной работе изготовленного ФНЧ, поскольку частота в полосе пропускания 18 МГц, что значительно превышает заданную частоту 3,2 МГц. Причиной может являться неправильные (для заданной частоты 3,2 МГц) габаритные параметры элементов фильтра. Проведя дополнительную проверку при помощи прибора LCR E4980A Agilent Technologies, было обнаружено, что реальные номиналы изготовленного фильтра со-

ставляют: значение индуктивности совпадает с рассчитанным ($L = 2$ мкГн), а реальное значение ёмкости составляет 186 пФ, что в 10,75 раза меньше рассчитанного значения (2 нФ). Такое заметное различие рассчитанного и реального значений номинала конденсатора связано с некорректным изготовлением.

Принтерная технология печати хорошо применима для создания проводящих дорожек, контактных площадок, на которые в будущем будут припаяны компоненты устройства. Данная технология печати отлично подходит для прототипирования узлов и способна существенно сократить время изготовления этих прототипов, что делает её более привлекательной. Помимо прочего, данная технология способна создать проводящие или диэлектрические слои, что в совокупности с преимуществами относительно прототипирования расширяет возможности изготовления печатных плат.

Однако, проведя анализ проделанной работы, можно сделать следующий вывод: для получения многослойных структур методом принтерной печати необходимы специальные материалы – не только проводящие пасты, но и пасты с высокой диэлектрической проницаемостью. В совокупности с корректным проектированием компонентов принтерная технология изготовления МПП станет применима не только для прототипирования, но и изготовления печатных плат в рамках единичного и мелкосерийного производств.

Работа была выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации № FEWM-2022-0005.

Литература

1. Применение аддитивной принтерной технологии для изготовления многослойных печатных плат / Н.С. Тру-

фанова, Э.Р. Рагимов, С.А. Артищев, А.Г. Лоцилов // Нанотехнологии: разработка, применение – XXI век. – 2022. – Т. 14, № 4. – С. 37–44.

2. Фильтр нижних частот [Электронный ресурс]. – URL: <https://moluch.ru/archive/136/38046/> (дата обращения: 08.02.2024).

3. Основы моделирования в Microwave Office [Электронный ресурс]. – URL: https://www.studmed.ru/view/dmitriev-ee-osnovy-modelirovaniya-v-microwave-office-2009_801b4fb32ea.html (дата обращения: 16.02.2024).

4. Коледов Л.А. Микроэлектроника: учеб. пособие для втузов; М59; в 9 кн. – Кн. 4. Гибридные интегральные микросхемы / Л.А. Коледов, Э.М. Ильина; под ред. Л.А. Коледова. – М.: Высш. шк., 1987. – 95 с.

5. Расчет ёмкости плоского конденсатора [Электронный ресурс]: – URL: <https://el-dvizhok.ru/raschjot-ploskogo-kondensatora-vyvod-formuly-jomkosti/> (дата обращения: 13.05.2024).

Меркулова Александра Степановна
Магистрант Передовой инженерной школы (ПИШ)
ТУСУРа
Эл. почта: merkulovaalexan@yandex.ru

Нефедов Николай Сергеевич
Магистрант ПИШ ТУСУРа
Эл. почта: nefedovn2@mail.ru

Труфанова Наталья Сергеевна
Аспирант, м.н.с. лаб. «Аддитив» ТУСУРа
Эл. почта: natalia.s.trufanova@tusur.ru

Артищев Сергей Александрович
Канд. техн. наук, зав. лаб. «Аддитив» ТУСУРа
Эл. почта: sergei.a.artishchev@tusur.ru

М.А. Ромащенко, Д.А. Чученков, Д.В. Васильченко, С.Н. Паршин

Модернизация оптического инспекционного микроскопа для задач автоматизированного контроля топологии микроэлектронных изделий

Представлена разработка программно-аппаратного комплекса для автоматизации работы микроскопа OLYMPUS BX53, используемого для контроля микроструктурных дефектов в полупроводниковых изделиях. Автоматизация управления микроскопом позволяет минимизировать влияние человеческого фактора и повысить точность контроля за счёт использования модуля передвижения стола. Программное обеспечение предоставляет возможность создания алгоритмов автоматического сканирования полупроводниковых пластин, позволяя ускорять процесс анализа и увеличивать эффективность производственного контроля. Работа выполнена при финансовой поддержке Федерального государственного бюджетного учреждения «Фонд содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере» в рамках конкурса Старт-23-1 (очередь II) (договор № 5049ГС1/89569 от 24.10.2023).

Ключевые слова: микроэлектроника, полупроводниковый кристалл, искусственный интеллект, машинное зрение, дефектоскопия, оптическая инспекция, неразрушающий контроль.

В настоящее время в сфере производства микроэлектроники наблюдается значительное технологическое отставание. Оно оказывает негативное влияние на развитие отрасли и её конкурентоспособности. Основной проблемой является отсутствие современного технологического оборудования для производства полупроводниковых изделий. Усугубляет ситуацию зависимость от импорта важных технологий и компонентов, а также отсутствие квалифицированных специалистов в области микроэлектроники. В результате этого отрасль оказывается неспособной удовлетворить спрос на качественную продукцию. Для решения данной проблемы требуется модернизировать производственные мощности, в том числе и инспекционное оборудование [1].

Для обеспечения высокого уровня качества и надёжности выпускаемой продукции необходимо строго контролировать дефекты в кристаллах микроэлектронных изделий. Даже незначительные отклонения могут существенно повлиять на характеристики конечного продукта. Одним из перспективных направлений развития контроля дефектов в микроэлектронных изделиях является внедрение решений автоматизированной оптической и электронной микроскопии. Такие системы позволяют повысить точность и скорость обнаружения дефектов за счёт минимизации влияния человеческого фактора [2].

Разрабатываемый программно-аппаратный комплекс (ПАК) предназначен для автоматизации работы промышленного инспекционного микроскопа OLYMPUS BX53, который используется для визуального контроля и детального анализа микроструктурных дефектов в образцах микроэлектронных изделий [3].

Данный микроскоп позволяет визуально обнаружить широкий спектр дефектов, включая трещины, пустоты, неоднородности кристаллической решётки, а также дефекты в структуре слоёв материалов, которые могут негативно повлиять на электри-

ческие характеристики и надёжность конечных изделий [4]. Высокая разрешающая способность микроскопа позволяет проводить исследование с высокой точностью и получать качественные изображения для последующего анализа.

Основным недостатком микроскопа OLYMPUS BX53 в его базовой конфигурации является необходимость ручного управления. Это не только увеличивает временные затраты на выполнение контроля, но и вносит элемент субъективности, связанный с человеческим фактором, что может привести к ошибкам в процессе анализа. Ручное управление существенно ограничивает эффективность проведения массового контроля при больших объёмах производимых изделий, что затрудняет использование данного микроскопа в условиях промышленного производства.

Для решения этой проблемы и повышения точности контроля существующие микроскопы могут быть дооснащены системой автоматизированного перемещения. Такой подход позволит улучшить производительность и минимизировать человеческие ошибки. Кроме того, возможно расширить функциональные возможности за счёт разработки специализированного программного обеспечения (ПО).

Структура работы предлагаемого ПАК основывается на последовательном взаимодействии между компонентами системы (рис. 1). Программное обеспечение, установленное на персональном компьютере, инициирует процесс съёмки изображения цифровой камерой Dahemg imaging MER2-2000-19U3C, установленной на микроскопе OLYMPUS BX53. Полученные изображения передаются в ПО для их обработки и анализа. После анализа изображения сигнал отправляется модулю управления передвижением стола для перемещения на следующую заданную точку на образце. По завершении перемещения цикл повторяется: выполняется новое сканирование области с получением и анализом изображений. Все полученные данные сохраняются в

памяти компьютера для дальнейшего анализа и обработки с применением алгоритмов машинного обучения.

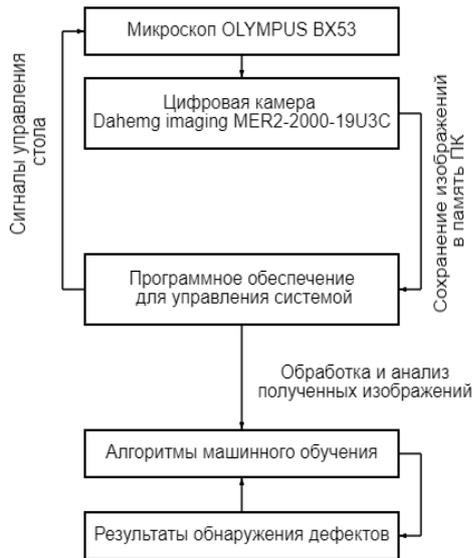


Рис. 1. Структурная схема программно-аппаратного комплекса

Система автоматического позиционирования состоит из модуля передвижения стола, модуля камеры и программного обеспечения. Модуль передвижения включает в себя шаговые двигатели, которые вращают рукоятки перемещения через ременную передачу (рис. 2). Данный модуль передвижения стола включает в себя зубчатые шестерни, которые монтируются на рукоятки микроскопа для обеспечения автоматического управления движением стола. Для привода используются два шаговых двигателя с валами, на которых закреплены ведущие шестерни. Взаимодействие между шестернями осуществляется через зубчатый ремень, который передает вращательное движение от двигателей к механическим рукояткам микроскопа.

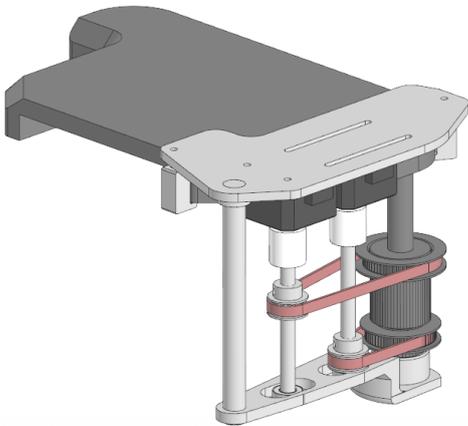


Рис. 2. Модуль передвижения

Модуль передвижения стола позволяет существенно повысить разрешение шаговой сетки, обеспечивая более точное дискретное перемещение стола. Это позволяет проводить исследование с более

высоким уровнем детализации, точно позиционируя исследуемые области образца.

Программное обеспечение, разработанное для управления микроскопом, предоставляет возможность полного контроля устройства, что существенно снижает влияние человеческого фактора на процесс исследования [5]. Автоматизация управления позволяет минимизировать ошибки, которые могут возникнуть при ручной настройке микроскопа, а также снижает требования к квалификации оператора для работы с оборудованием.

Одной из ключевых функций программного обеспечения является возможность создания и программирования алгоритмов сканирования полупроводниковых пластин. Это даёт возможность заранее задать маршруты и области для анализа, что ускоряет и упрощает процесс исследования в потоковом производстве. Автоматическое сканирование может включать как последовательный обзор всей поверхности пластины, так и выборочное исследование критически важных участков.

Благодаря использованию данной аппаратной части обеспечивается получение цифровых изображений полупроводниковых микроэлектронных изделий, которые в дальнейшем обрабатываются с применением методов машинного обучения и искусственного интеллекта. Точность распознавания дефектов достигает около 92%, что позволяет существенно снизить риск ошибок в процессе контроля. Программно-аппаратный комплекс для автоматизации промышленного микроскопа OLYMPUS BX53 позволяет повысить эффективность выявления дефектов в микроэлектронных изделиях на 15%. Управление микроскопом через программное обеспечение снижает влияние человеческого фактора, а интеграция автоматического сканирования полупроводниковых пластин в ПО делает возможным его использование в условиях массового производства.

Литература

1. Пасынков В.В. Полупроводниковые приборы: учеб. пособие / В.В. Пасынков, Л.К. Чиркин. – 9-е изд., стер. – СПб.: Лань, 2021. – 480 с.
2. Чученков Д.А. Разработка автоматизированного комплекса измерения параметров слоев полупроводниковых кристаллов / Д.А. Чученков, Д.В. Васильченко, М.А. Ромашенко // Научная опора Воронежской области: сборник трудов победителей конкурса науч.-исслед. работ студентов и аспирантов ВГТУ по приоритетным направлениям развития науки и технологий, Воронеж, 15–19 апреля 2024 г. – Воронеж: Воронеж. гос. технический университет, 2024. – С. 242–243.
3. Olympus-lifescience [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.olympus-lifescience.com>, свободный (дата обращения: 09.09.2024).
4. Кочегаров И.И. Алгоритм выявления латентных технологических дефектов фотошаблонов и печатных плат методом оптического допускового контроля / И.И. Кочегаров, И.В. Ханин, Н.К. Юрков, А.В. Григорьев // Труды междунар. симпозиума «Надежность и качество». – 2013. – Т. 2. – С. 54–57.
5. Ромашенко М.А. Автоматизированная система визуального контроля поверхностных дефектов печатных

плат / М.А. Ромашенко, Д.В. Васильченко, Д.А. Пухов // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXVIII Междунар. науч.-техн. конф., посвященной памяти Б.Я. Осипова: в 6 т., Воронеж, 27–29 сентября 2022 г. – Т. 1. – Воронеж: Воронеж. гос. ун-т, 2022. – С. 298–303.

Ромашенко Михаил Александрович

Д-р техн. наук, проф. каф. конструирования и производства радиоаппаратуры (КИПР) Воронежского государственного технического университета (ВГТУ)

Эл. почта: kivr@vorstu.com

Чученков Данила Алексеевич

Студент каф. КИПР ВГТУ

Эл. почта: chuchenkovda@mail.ru

Васильченко Дмитрий Владимирович

Аспирант каф. КИПР ВГТУ

Эл. почта: Shadow951@bk.ru

Паршин Сергей Николаевич

Студент каф. КИПР ВГТУ

Эл. почта: snp.parshin@gmail.com

Д.С. Коптев, Ю.В. Шуклина

Исследование влияния фактора общей вибрации на качество оценки физиологических показателей пилота в процессе выполнения профессиональной деятельности

Проведено исследование влияния фактора общей вибрации на качество оценки физиологических показателей пилота, регистрируемых неинвазивными устройствами диагностики (частота сердечных сокращений (ЧСС), уровень фракционной сатурации крови (SpO_2)). Разработана математическая модель квазидетерминированной общей вибрации, являющейся результирующей отдельных частотных составляющих скорректированного виброускорения. Показано, что результатом воздействия вибрации является изменение частотно-временной структуры сигнала, что приводит к появлению относительной погрешности при оценке физиологических показателей: SpO_2 – 4,16%, ЧСС – 4,78%. Проведен практический эксперимент и выявлено снижение качества оценки при влиянии общей вибрации по сравнению с заявленной погрешностью пульсового оксиметра ($\pm 2\%$): для ЧСС – на 3,223%, для SpO_2 – на 2,482%.

Ключевые слова: уровень фракционной сатурации крови, пилот, скорректированное виброускорение, общая вибрация, безопасность полётов, полётный фактор, частота сердечных сокращений.

Поддержка должного уровня безопасности полетов определяется, в первую очередь, функциональным состоянием организма пилота. Современной тенденцией разработки систем диагностики и прогностики технического состояния летательных аппаратов является интеграция в них отдельной подсистемы, основной задачей которой является непрерывный мониторинг функционального состояния пилота воздушного судна [1, 2]. Актуальность данной работы обусловлена необходимостью подробного изучения механизмов влияния полётных факторов, а именно общей вибрации на функциональное состояние пилота.

Целью работы является исследование влияния фактора общей вибрации на качество оценки физиологических показателей пилота, а именно частоты сердечных сокращений и уровня фракционной сатурации крови.

Материалы и методы исследований

Анализ методов диагностики функционального состояния пилота показал, что наиболее подходящей для снятия физиологических показателей по критериям минимизации физического контакта, миниатюризации требуемой исследовательской аппаратуры, быстродействия, неинвазивности является методика фотометрических измерений, позволяющая в процессе выполнения профессиональной деятельности контролировать такие физиологические показатели пилота, как ЧСС, SpO_2 , и использовать их для оценки степени его утомления в составе интегральных показателей функционального состояния [3, 4].

Рассмотрим влияние фактора общей вибрации на качество оценки названных физиологических показателей пилота. Вибрацией называют механические колебания, сотрясения и толчки, передаваемые в организм человека через прямой контакт с колеблющейся поверхностью. Исходя из положения по отношению к организму человека и в зависимости от амплитудно-частотных характеристик вибраций, их принято классифицировать на общие и локаль-

ные. К общим принято относить низкочастотные вибрации, которые влияют на весь организм. Спектр вибраций, имеющий биологическое значение, характеризуется диапазоном частот 0,1–350 Гц [5]. На пилотов, функционирующих в положении сидя, достаточно сильное влияние оказывает горизонтальная вибрация, действующая по направлению «от груди к спине» и обратно, имеется резонанс на частоте от 1 до 3 Гц. Подобные вибрации проходят через тело с малым затуханием [6].

Оценку вибрационного воздействия необходимо начинать с получения распределения энергии колебаний по различным частотам. В качестве амплитудной характеристики вибрации применяют виброускорение (m/s^2) и виброускорение (m/s^2 или дБ). Согласно СанПиН 2.2.4.3359-16 [7], нормируемым показателем вибрации на рабочем месте является эквивалентное скорректированное виброускорение. Однако техническими средствами достичь таких уровней на летательных аппаратах в настоящее время не представляется возможным [8].

Таким образом, воздействие уровней вибраций, превышающих предельно допустимые значения, негативно влияет на эффективность функционирования пилота.

Методы оценки влияния вибрации на человека включают в себя измерение среднеквадратического значения скорректированного виброускорения в соответствии с формулой [8]:

$$n_v = \sqrt{p_x^2 n_{vx}^2 + p_y^2 n_{vy}^2 + p_z^2 n_{vz}^2}, \quad (1)$$

где n_{vx} , n_{vy} , n_{vz} – среднеквадратичные значения скорректированного виброускорения вдоль направлений осей координат x , y и z соответственно; p_x , p_y , p_z – весовые коэффициенты.

Результаты и их обсуждение. С целью оценки величины полного среднеквадратического значения скорректированного виброускорения рассмотрены спектры реальных сигналов, полученные с датчиков акселерометра GUARDIAN, размещенных в точках,

где вибрация передаётся на тело пилота: подушка и спинка сиденья, а также опорная поверхность ног. Измерения виброускорения вдоль направлений осей координат x , y и z проводились на частотах 1,6; 2; 2,5; 3,15; 4; 5; 6,3; 8; 10; 12,5; 16; 20; 25; 31,5; 40; 50; 63; 80 Гц (ГОСТ 23718–93). Измерения проводились в процессе 20 полётов вертолётов, выполняемых в нормальных полётных условиях по одному полётному заданию.

Расчет полного среднеквадратичного значения скорректированного виброускорения n_v проводился с использованием частотной характеристики с соответствующими коэффициентами: $p_x = 1,4$; $p_y = 1,4$; $p_z = 1$ (табл. 1).

Таблица 1
Результаты практических измерений амплитудных значений скорректированного виброускорения и расчета среднеквадратического значения

Частота, Гц	n_{vx} , м/с ²	n_{vy} , м/с ²	n_{vz} , м/с ²	n_v , м/с ²
1,6	0,608	0,27	0,206	1,036
2	0,093	0,25	0,497	0,7978
2,5	0,255	0,491	0,883	1,2178
3,15	0,186	0,136	0,638	0,8614
4	0,157	0,491	0,138	0,8117
5	0,255	0,589	0,144	0,9754
6,3	0,296	0,883	0,148	1,3594
8	0,432	0,785	0,491	1,4369
10	0,392	0,363	0,546	1,0514
12,5	0,334	0,246	0,139	0,6901
16	0,511	0,128	0,108	0,8074
20	0,334	0,785	0,589	1,4197
25	0,029	0,687	0,842	1,3299
31,5	0,078	0,785	0,785	1,4159
40	0,333	0,336	0,589	1,0138
50	0,834	1,012	0,923	2,0721
63	0,975	1,762	1,062	3,0018
80	1,106	1,674	1,096	2,9978

Таким образом, математическая модель широкополосной квазидетерминированной вибрации представляется в виде суммы n -узкополосных составляющих вибрации по трём осям:

$$n_v(t) = \sum_{i=1}^k n_{vi} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_i \cdot t + \varphi_i), \quad (2)$$

где n_{vi} – полное среднеквадратическое значение скорректированного виброускорения для частоты f_i .

Как известно, основой фотометрических измерений, позволяющих оценить такие физиологические показатели, как ЧСС и SpO₂, является закон Бугера–Ламберта–Бера:

$$I(t) = I_0(t) \cdot e^{-\varepsilon_i(\lambda) \cdot C_i \cdot d}, \quad (3)$$

где $I(t)$ и $I_0(t)$ – интенсивность прошедшего и падающего света соответственно; $\varepsilon_i(\lambda)$ – коэффициент молярной экстинкции i -го поглощающего вещества; C_i – молярная концентрация i -го поглощающего вещества; d – толщина биологической ткани, через которую проходит излучение [9].

В работе [10] подробно описана методика определения уровня фракционной насыщенности крови SpO₂

на основе четырёх источников оптического излучения: 660, 805, 880, 940 нм.

Фотоплетизмограмма (ФПГ) как измерительный сигнал представляет собой модулированное колебание, обусловленное дыхательными движениями с частотой, в несколько раз меньшей основной частоты сердечных сокращений. Для того чтобы определить ЧСС по фотоплетизмографическому сигналу, необходимо вычисление его быстрого преобразования Фурье для определения конкретного значения частоты локального пика сердечной активности.

Для анализа физиологических показателей первостепенно определены значения постоянной I_d и переменной I_s составляющих ФПГ-сигналов различных длин волн. Исследование отражает два случая: без общего вибрационного воздействия и с ним. В первом случае, руководствуясь законом (3), в среде MatLab осуществлено математическое моделирование ФПГ-сигналов. Далее рассматривалось влияние широкополосной общей вибрации (мультипликативной помехи) на эти смоделированные сигналы [11].

Исследование постоянных и переменных компонентов ФПГ-сигналов проводилось в частотной области с применением метода быстрого преобразования Фурье (БПФ), основанного на выборке из 8 192 точек. Для визуализации спектров этих сигналов применялись следующие исходные данные, позволяющие получить более детализированную картину исследуемых процессов: ($\lambda_1 = 660$ нм; $\lambda_2 = 805$ нм; $\lambda_3 = 880$ нм; $\lambda_4 = 940$ нм; $I_0(\lambda_{1-4}) = 1$; $C = 1$; $\varepsilon(\lambda_1) = 0,1$; $\varepsilon(\lambda_2) = 0,196$; $\varepsilon(\lambda_3) = 0,284$; $\varepsilon(\lambda_4) = 0,3$; $d = 1$; SpO₂ = 100%, ЧСС = 60 уд./мин). Дестабилизирующий фактор широкополосной квазидетерминированной вибрации оказывает влияние на исходные ФПГ-сигналы, вызывая значительные изменения их временной и частотной структуры (рис. 1).

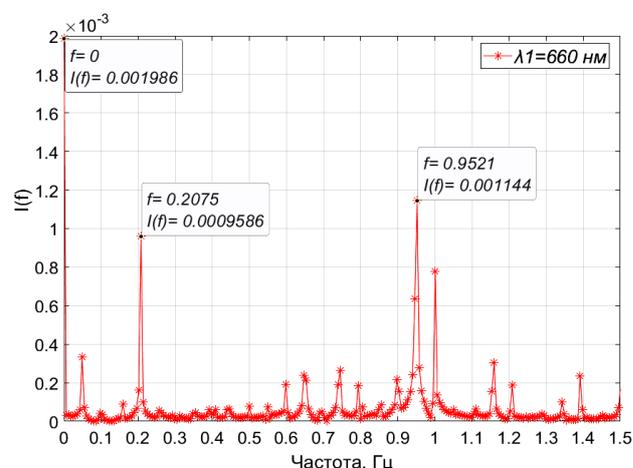


Рис. 1. Спектральная плотность фотоплетизмографического сигнала (660 нм) после воздействия общей вибрации

Сопоставление полученных результатов БПФ позволяет говорить о существенном изменении значений постоянной и переменной составляющих ФПГ-сигналов, а следовательно, и изменении значе-

ний физиологических показателей, извлекаемых из данных сигналов.

В соответствии с методикой оценки уровня фракционной сатурации крови, изложенной в работе [10], и на основании спектров четырех ФПГ-сигналов были получены следующие результаты исследования влияния вибрации на качество оценки названных выше физиологических показателей (табл. 2).

Таблица 2
Результаты оценки физиологических показателей при условии воздействия вибрации

Показатель	Истинное значение	Значение с учётом влияния вибрации	Абсолютная погрешность	Относительная погрешность
SpO ₂ , %	100	95,84	4,16	4,16%
ЧСС, уд./мин.	60	57,13	2,87	4,78%

В целях подтверждения полученных результатов теоретического моделирования был проведен практический эксперимент по оценке влияния вибрации на качество определения SpO₂, ЧСС. Испытания проводились на контрольной выборке, состоящей из 10 пилотов, средний возраст 29 г. 8 мес. ± 1 г. 7 мес.), имеющих хорошую физическую форму, не страдающих болезнями сердечно-сосудистой и дыхательной систем.

Изначально, с испытуемых с помощью разработанного устройства неинвазивной диагностики, описанного в работе [11] в условиях отсутствия стресс-факторов и внешних раздражителей, ежесекундно в течении пяти минут снимались показания SpO₂ и ЧСС в положении сидя при размещении датчика на мочке уха. Таким образом, с каждого испытуемого было получено по 300 результатов равнооточных измерений каждого из показателей.

Затем подобный эксперимент проводился в моделируемых условиях воздействия низкочастотной общей вибрации. В качестве источника низкочастотной общей вибрации использовалась ударная машина типа 3207. Удары осуществляются по поверхности, на которой находится испытуемый, в положении «сидя», тем самым он подвергается влиянию общей низкочастотной вибрации.

Провели проверку каждого набора результатов равнооточных измерений $N=300$ на соответствие нормальному закону распределения по критерию Пирсона при значении доверительной вероятности $p = 0,99$, коэффициент Стьюдента $t_p(0,99, 3000) = 2,5775$.

Стандартный доверительный интервал рассчитывался в соответствии со следующей теоретической зависимостью:

$$S_{\bar{x}} = \sqrt{\sum_{i=1}^N (x_i - \bar{X})^2 / N(N-1)}, \quad (4)$$

где x_i – результат i -го измерения; \bar{X} – среднее арифметическое значение серии равнооточных измерений, принимаемое за действительное значение; N – количество единичных измерений (табл. 3).

Таблица 3

Результаты измерительного эксперимента

Характеристики выборки	В нормальных условиях		При воздействии общей вибрации	
	ЧСС (уд. мин)	SpO ₂ (%)	ЧСС (уд. мин)	SpO ₂ (%)
Среднее арифметическое значение серии результатов измерений (\bar{X})	71,43	97,68	75,64	94,53
Значение стандартного доверительного интервала ($S_{\bar{x}}$)	0,522	0,573	1,533	1,644
Абсолютная погрешность	1,345	1,477	3,951	4,237
Относительная погрешность, %	1,883	1,512	5,223	4,482

Анализ результатов проведенного эксперимента, представленных в табл. 4, позволяет утверждать, что воздействие вибрации увеличивает относительную погрешность по сравнению с результатами измерений, проведенных в нормальных условиях, при оценке ЧСС в 2,773 раза; при оценке SpO₂ – в 2,964 раза.

Заключение

Показано, что результатом воздействия вибрации на фотоплетизмографический сигнал является изменение его частотно-временной структуры, и появление относительной погрешности при оценке значений физиологических показателей: SpO₂ – 4,16%, ЧСС – 4,78%. Проведен практический эксперимент по оценке влияния вибрации на качество определения SpO₂ и ЧСС и показано снижение качества оценки по сравнению с заявленной погрешностью пульсового оксиметра ($\pm 2\%$): для ЧСС – на 3,223%, для SpO₂ – на 2,482%. Необходимо отметить, что результаты теоретических и практических исследований обладают сильной парной корреляционной связью по Пирсону, значение коэффициента парной корреляции составило: для ЧСС $r_{xy} = 0,78$; для SpO₂ $r_{xy} = 0,81$, что говорит о допустимости некоторых упрощений при разработке математической модели и проведении измерительного эксперимента.

Литература

1. Мамонтов Е.В. Человеческий фактор и безопасность полетов при управлении воздушным движением // Надежность и качество сложных систем. – 2022. – № 1 (37). – С. 41–45.
2. Контроль функционального состояния пилота в полете с использованием биометрического браслета / И.Б. Мищенко, В.В. Косьянчук, Е.Ю. Зыбин и др. // Скоростной транспорт будущего: перспективы, проблемы, решения. – М.: Перо, 2023. – С. 173–174.
3. Пухов В.А. Оценка функционального состояния организма военных специалистов: науч.-практ. руководство / В.А. Пухов, И.В. Иванов, С.В. Чепур. – СПб.: СпецЛит, 2016. – 312 с.
4. Коптев Д.С. Исследование влияния биодинамических эффектов вибрации на функциональное состояние пилота в эргатической системе «пилот – летательный ап-

парат – окружающая среда» / Д.С. Коптев, Ю.В. Шуклина // Биотехнические, медицинские и экологические системы, измерительные устройства и робототехнические комплексы (Биомедсистемы–2022) / под общ. ред. В.И. Жулева. – Рязань: ИП Коняхин А.В., 2022. – С. 130–133.

5. Энциклопедический справочник по авиационной эргономике и экологии / А.Ю. Бакулов, О.Т. Балуев, В.И. Белкин и др. – М.: Институт психологии РАН, 1997. – 512 с.

6. ГОСТ Р 59701.1–2022. Вибрация. Средства измерений общей и локальной вибрации. – Ч. 1: Виброметры общего назначения. – М.: Российский институт стандартизации, 2022. – 98 с.

7. СанПиН 2.2.4.3359-16. Санитарно-эпидемиологические требования к физическим факторам на рабочих местах; утв. постановлением гл. сан. врача РФ № 81 от 21 июня 2016 г.

8. ГОСТ 23718–93. Самолеты и вертолеты пассажирские и транспортные. Допустимые уровни вибрации в салонах и кабинах экипажа и методы измерения вибрации. – Минск: Межгосударственный совет по стандартизации, метрологии и сертификации, 1995. – 22 с.

9. Коптев Д.С. Пульсовый оксиметр для контроля уровня насыщения крови кислородом оператора/космонавта / Д.С. Коптев, И.Е. Мухин // К.Э. Циолковский и прогресс науки и техники в XXI веке. – Калуга: ИП Стрельцов И.А. (Изд-во «Эйдос»), 2021. – С. 197–206.

10. Коптев Д.С., Юдин И.С. Оценка фракционной сатурации крови у пилота воздушного судна в условиях влияния динамических полётных факторов // Известия Юго-Западного гос. ун-та. Сер.: Управление, вычислительная техника, информатика. Медицинское приборостроение. – 2022. – № 12 (2). – С. 98–120.

11. Коптев Д.С. Многоволновый пульсовый оксиметр для контроля уровня насыщения крови кислородом у пилота воздушного судна // Инфокоммуникации и космические технологии: состояние, проблемы и пути решения: сб. науч. статей по матер. IV Всерос. науч.-практ. конф., Курск, 17 апреля 2020 г.: в 2 ч. / отв. ред. В.Г. Андронов. – Ч. 2. – Курск: Юго-Западный госу. ун-т, 2020. – С. 38–46.

Коптев Дмитрий Сергеевич

Ст. преп. каф. космического приборостроения и систем связи (КПиСС) Юго-Западного государственного ун-та (ЮЗГУ), Курск, Россия
Эл. почта: d.s.koptev@mail.ru

Шуклина Юлия Вадимовна

Преп. каф. КПиСС (ЮЗГУ), Курск, Россия
Эл. почта: shuklina-uv@yandex.ru

С.Г. Еханин, А.А. Швадленко

Исследование эффективности дезактивации кристаллов КС1 под действием лазерного излучения

Приводятся результаты применения нового метода дезактивации радиоактивных веществ (РАО), а также результаты экспериментов по измерению в течение суток фоновое излучения кристалла КС1 и влиянию кратковременного лазерного излучения на радиоактивный распад изотопа К-40 в кристалле КС1. Получены статистические данные о дезактивации кристалла на протяжении трёх лет, а также определена эффективность дезактивации.

Ключевые слова: радиоактивный распад, дезактивация радиоактивных отходов, влияние лазерного облучения на скорость радиоактивного распада, изотоп калия.

Как известно, одна из проблем атомной энергетики заключается в дезактивации радиоактивных отходов (РАО). В последнее время в России развиваются технологии переработки отработанного топлива с перспективой создания замкнутого цикла. Для этих целей внедряются и новые методы дезактивации радиоактивных веществ, основанных на непосредственном физическом воздействии на атомное ядро и внедрении их в эксплуатацию.

В настоящее время появился ряд работ, в которых сообщалось о наблюдении воздействий лазерного излучения относительно малых интенсивностей на скорость распада радиоактивных веществ [1–3]. В нашей предыдущей работе было установлено, что радиоактивный фон кристалла хлорида калия нестабилен сам по себе [4].

В данной работе проведены оценки погрешностей измерений, определен доверительный интервал случайного изменения показаний интенсивности радиоактивного распада изотопов калия в кристаллах хлорида калия при длительных измерениях и определена эффективность воздействия лазерного излучения на период полураспада изотопа калия.

Методика эксперимента

Экспериментальная установка (рис. 1) включает в себя датчик радиоактивного излучения (счетчик Гейгера–Мюллера), входящий в состав дозиметра MyGeiger ver.3 PRO. Высоковольтное питание датчика стабилизировано. Обновление информации в приборе происходит каждые 5 с. В дозиметре имеется слот для подключения карты памяти.

Как и в предыдущей работе [4], в исследованиях используется искусственный кристалл КС1. Перед воздействием лазерного излучения на кристалл производится длительное измерение фоновой активности кристалла (без воздействия). Данные эксперимента (отчеты CPS) записывались в память компьютера в виде первичного массива данных. Эти данные, кроме излучения от кристалла, включают и излучения от окружающей среды, и космические излучения. С помощью аналитического метода с применением преобразования Фурье [4] производится выделение полезного сигнала. Используя полученные данные, производим статистический анализ, в результате которого получаем средние значения показаний по каждому часу.

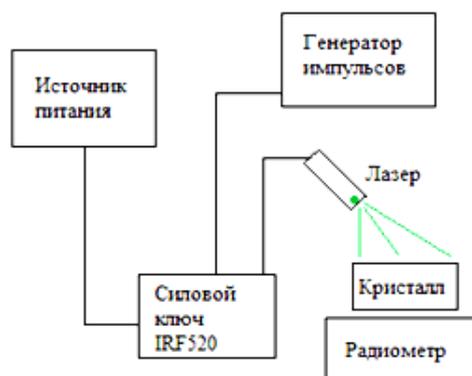


Рис. 1. Структурная схема экспериментальной установки

Анализ результатов

После обработки результатов эксперимента в MS Excel были определены средние значения количества радиоактивных частиц, зарегистрированных датчиком за каждый час и построен график (рис. 2).

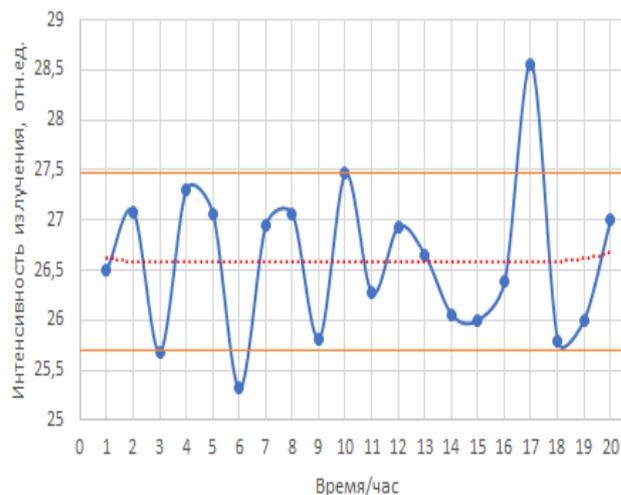


Рис. 2. График изменения радиоактивности фона на протяжении 20 ч

Необходимо обратить внимание на точку среднего значения в течение 17 ч (см. рис. 2), обладающую сильно превышающим среднюю величину значением. Можно считать данную точку ошибкой второго рода, которая подлежит устранению через присвоение нового значения с помощью двух соседних точек средних значений. Для графика изменения

радиоактивности был определен доверительный интервал.

Формула для расчета доверительного интервала представлена ниже:

$$\bar{X} \pm Z \times \left(\frac{\sigma}{\sqrt{n}} \right) = 26,59522 \pm 0,749256.$$

Таким образом, для графика изменения радиоактивности в течение 20 ч определена погрешность, в пределах которой с вероятностью 95% будут располагаться все точки суммы фонового излучения. Определенная погрешность для фонового излучения будет использоваться в качестве границы между эффектом покоя и электромагнитным воздействием.

Исследование влияния лазерного излучения на радиоактивный распад

После исследования фонового излучения было проведено несколько контрольных экспериментов по исследованию влияния лазерного излучения на радиоактивный распад. В данном исследовании происходила регистрация гамма-излучения, поскольку на дозиметре стоял защитный свинцовый экран, блокирующий частицы с малой энергией, т.е. пропускающий гамма-излучение, но блокирующий бета- и альфа-излучение.

Эксперимент проводился в течение 24 ч. Вначале проводилось измерение фона в течение 3 ч, далее в течение часа происходило воздействие на кристалл КС1 лазерным излучением, в оставшееся время – 20 ч – происходило последствие (релаксация). Из экспериментальных данных вычиталась циклическая составляющая [4], связанная с изменением потока атмосферных гамма-квантов. При построении зависимости определялось среднее значение радиоактивности за каждый час (рис. 3).

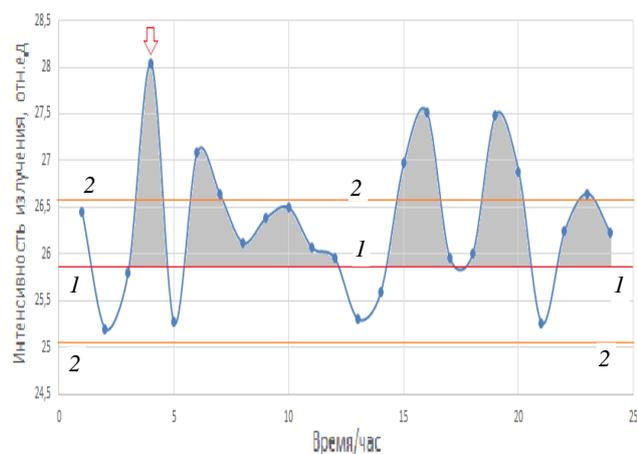


Рис. 3. График изменения радиоактивности до, в течение, и после лазерного излучения

Линией 1 показана величина среднего значения за время измерения фонового излучения, т.е. за 3 ч измерения фона. Линиями 2 показан доверительный интервал при измерении среднего значения фонового излучения, полученного в предыдущем эксперименте (см. рис. 3).

Во время воздействия пучка света (отмечено стрелкой) наблюдается значительный прирост ра-

диоактивности как в момент воздействия, так и после, выходящий за доверительный интервал. По истечении лазерного воздействия происходит сложной формы переходной процесс, включающий циклические и аperiodические составляющие. На что следует обратить внимание, так это смещение графика вверх (преимущественная часть графика располагается выше линии среднего значения фонового излучения).

В исследованиях фона таких ситуаций не было обнаружено, расположение графика фонового излучения вокруг средней линии радиоактивности в час примерно равнозначно. Такая тенденция роста графика говорит о том, что за время эксперимента интенсивность излучения возросла, что подтверждает эффект влияния лазерного излучения.

Исследование эффекта дезактивации кристалла от времени воздействия

На протяжении 5 лет исследования влияния лазерного излучения на радиоактивный распад кристалла КС1 было обнаружено заметное уменьшение интенсивности излучения. В ходе выяснения причин была выдвинута теория о том, что кристалл за много лет эксплуатации мог дезактивироваться.

Поэтому была проведена статистическая выборка по годам изменения фонового излучения кристалла по истечении каждого года. В течение 3 лет собирались данные фонового излучения и для них высчитывалось среднее значение радиоактивности, а также разброс средних значений. В результате чего был построен график (рис. 4). На нем показано, что среднее значение в 2022 г. было значительно выше, чем в 2024 г.

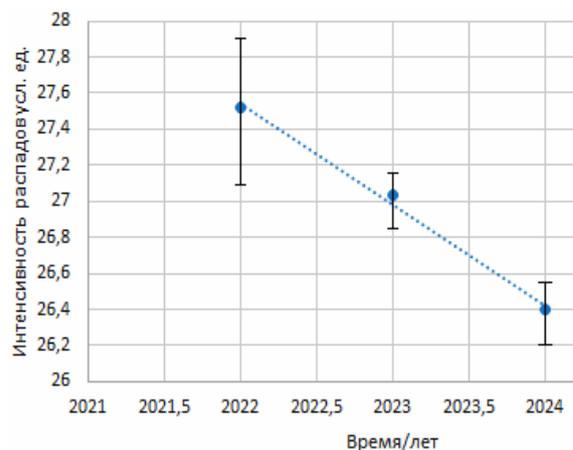


Рис. 4. График изменения интенсивности распадов от времени

На графике отчетливо показано понижение уровня активности изотопа К-40 в кристалле КС1 за время экспериментов с лазером. За период, равный 3 года, средняя интенсивность излучения кристалла уменьшилась на 3%.

Имеет интерес сравнить фоновое излучения двух частей одного кристалла – бывшего под излучением лазера и находящегося в темноте (без воздействий) в эксикаторе (сосуд, в котором поддерживается определенная влажность воздуха). Учитывая,

что период полураспада изотопов кристалла КСl составляет 1,3 млрд лет, то за прошедшие годы интенсивность излучения кристалла, находящегося в эксикаторе, практически не должна измениться.

Для эксперимента были взяты соответствующие части кристаллов и измерены их средние значения радиоактивности:

- кристалл из эксикатора – 90,33912 отн. ед.,
- кристалл экспериментальный – 94,5745 отн. ед.

Кристаллы были разной массы, поэтому их интенсивность излучения должна быть пропорциональна величине массы. Массы кристаллов были взвешены на особо точных весах:

- кристалл из эксикатора – 28,2295 г,
- кристалл экспериментальный – 41,0475 г.

Поскольку известно, что старый кристалл потерял свою мощность в процессе эксплуатации, необходимо было рассчитать его среднее излучение в то время, когда он был новым.

Из пропорционального соотношения параметров среднего излучения в час и массы старого и нового кристаллов было рассчитано среднее излучение для старого кристалла до эксплуатации – 131,35901 отн. ед. Далее, для того чтобы узнать, насколько дезактивировался старый кристалл, было взято соотношение излучения в час старого кристалла в новом состоянии и после нескольких лет эксплуатации. Получена величина – 1,38934.

Из расчета видно, что старый кристалл изменил свою радиоактивность почти в 1,39 раза. Если взять период полураспада К-40, изотопа, входящего в состав КСl, можно говорить, о том, что период полураспада этого изотопа изменится в 1,39 раза.

Похожий результат наблюдался в работе [5], где за 10 ч лазерного излучения произошло существенное ускорение бета-распада цезия-137.

Результаты, которые были получены в процессе экспериментов, подтверждают влияние лазерного излучения на интенсивность радиоактивного излучения кристалла. После воздействия наступает переходной процесс с последующей стабилизацией показаний. Подтверждается, что интенсивное воздействие в течение нескольких лет на искусственно выращенный кристалл КСl с естественным изотопом К-40 приводит к значительному уменьшению периода полураспада.

Заключение

В качестве результата работы выступают проведенные и обработанные эксперименты по исследованию фонового излучения кристалла и влияния лазерного излучения на радиоактивный распад изотопа К-40 в кристалле КСl.

В ходе экспериментов показано, что воздействие лазерного излучения на кристалл приводит к переходному колебательному процессу, заканчивающемуся, в итоге, существенным уменьшением периода полураспада (дезактивации) изотопов К-40.

Получены статистические данные по результатам изменения активности кристалла на протяжении трёх лет, а также просчитано, во сколько раз он дезактивировался в течение этого периода.

Литература

1. Колотушкин Б.И. Дезактивация // Большая советская энциклопедия: в 30 т. / гл. ред. А.М. Прохоров. – 3-е изд. – М.: Советская энциклопедия, 1969–1978.
2. Естественная радиоактивность калия: метод указания к лабораторной работе: учеб.-метод. пособие / под ред. Г.В. Балабиной. – М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2009. – 26 с. // Лань: электронно-библиотечная система. – URL: <https://e.lanbook.com/book/58546> (дата обращения: 18.06.2024).
3. Коробкин В.В. Возбуждение ядер под действием сильного лазерного поля / В.В. Коробкин, М.Ю. Романовский // Труды Института общей физики РАН. – 2000. – Т. 57. – С. 3–27.
4. Гульков Д.А. Исследование изменения фоновой радиоактивности кристалла КСl / Д.А. Гульков, А.А. Швадленко // Научная сессия ТУСУР–2024, Томск, 15–17 мая 2024 г.: в 3 ч. – Томск: ТУСУР; В-Спектр (ИП В.М. Бочкарева). – Ч. 1. – 286 с.
5. Светогиравлический эффект Прохорова–Аскарьяна–Шипуло / С. Андреев, Д. Кочиев, И. Щербаков, Г. Шафеев // Природа. – 2016. – № 6.

Еханин Сергей Георгиевич

Д-р физ.-мат. наук, проф. каф. конструирования узлов и деталей радиоэлектронной аппаратуры (КУДР) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: stalker@main.tusur.ru

Швадленко Алиса Анатольевна

Студентка каф. КУДР ТУСУРа
Эл. почта: alisashvadlenko@gmail.com

Н.С. Труфанова, С.А. Артицев, Э.Р. Рагимов

Исследование возможности применения ферритовых паст для изготовления СВЧ-устройств

Представлены результаты исследования ферритовых паст на основе литийсодержащего феррита $\text{Li}_{0,4}\text{Fe}_{2,4}\text{Zn}_{0,2}\text{O}_4$. Проведен подбор состава связующего вещества. Наилучшее значение пористости и качеству нанесения продемонстрировали пасты на основе связующего терпинеола, ПЭГ-400 и ПЭГ-400. Были проведены исследования частотных характеристик микрополосковой линии передачи с ферритовым подслоем. В результате были определены параметры ферритового слоя: диэлектрическая проницаемость феррита $\epsilon = 16$, тангенс угла диэлектрических потерь $\text{tg}\delta = 0,3$ и магнитная проницаемость $\mu = 40$.

Ключевые слова: принтерная технология, феррит, микрополосковая линия, паста, терпинеол.

Печатная электроника – электроника, изготовление которой осуществляется с применением аддитивных принтерных технологий нанесения функциональных материалов [1]. В качестве функциональных материалов используются различные чернила и пасты (проводящие, диэлектрические, резистивные, ферритовые и т.д.) [2].

Применение аддитивной принтерной технологии позволяет создавать сложные электронные схемы и компоненты на различных подложках с высокой точностью и скоростью, что делает ее крайне востребованной в таких областях, как производство солнечных батарей, дисплеев, радиочастотных устройств и датчиков [3, 4].

Одним из ключевых аспектов развития принтерной технологии в электронике является разработка составов функциональных паст, которые обеспечивают необходимые электрические и механические свойства напечатанных элементов. Функциональные пасты представляют собой сложные композиции, состоящие из порошков, органических связующих и различных добавок, которые должны быть тщательно подобраны для достижения оптимальных характеристик готового изделия. Исследование и разработка составов функциональных паст для принтерной печати – актуальная задача, направленная на улучшение технологий и материалов в этой области.

Известны примеры применения ферритовых паст на основе полимерной матрицы наноразмерного феррита бария ($\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$) и акрилбутадиенстирола [5], на основе бария $\text{BaCO}_3 \cdot 6\text{Fe}_2\text{O}_3$ и стронция $\text{SrCO}_3 \cdot 6\text{Fe}_2\text{O}_3$ [6], на основе порошков NiOFe_2O_3 и $\text{BaCO}_3\text{Fe}_2\text{O}_3$ [7].

Состав ферритовых паст

В современной промышленности и научных исследованиях широкое применение находят низкотемпературные связующие вещества, которые обеспечивают сохранение свойств используемых порошков. В данной работе в качестве связующего вещества использовались терпинеол, ПЭГ-400, глицерин и их комбинации.

Для исследования возможности изготовления СВЧ-устройств использовался порошок на основе литийсодержащего феррита $\text{Li}_{0,4}\text{Fe}_{2,4}\text{Zn}_{0,2}\text{O}_4$. Исходя из ранее полученных результатов [8], было опреде-

лено, что процентное соотношение компонентов не должно превышать 80% мас. Пропорции смешивания компонентов и их процентное соотношение представлены в табл. 1. Поскольку плотность и вязкость связующих разная, то процентное соотношение составов различны.

Таблица 1

Пропорции смешивания компонентов пасты				
Состав	Обр. № 1	Обр. № 2	Обр. № 3	Обр. № 4
Общая масса, г	11	11,2	10,3	8,1
Порошок, г	8,1	7	7,1	6
Терпинеол, г	2,9	3,9	1	–
Глицерин, г	–	0,3	–	–
ПЭГ-400, г	–	–	2,2	2,1
Процентное соотношение компонентов, %	74/26	63/35/2	69/10/21	74/26
Вязкость, мм	23±1	19±1	24±1	24±1

Далее были проведены исследования по печати полученными пастами на принтере Volera V-One, принцип работы которого заключается в дозировании материала с помощью поршневого дозатора. В результате наилучшее качество нанесения показали пасты на основе терпинеола, ПЭГ-400 (образец № 3) и на основе ПЭГ-400 (образец № 4). Фотографии полученных образцов показаны на рис. 1. Спекание образцов проводилось в два этапа:

- 1) в инфракрасной печи при температуре 100 °С в течение 16 мин;
- 2) в муфельной печи при температуре 230 °С в течение 15 мин.

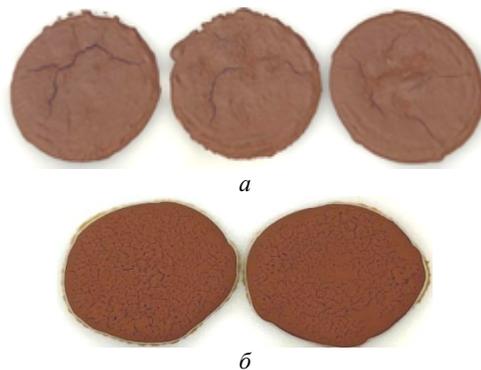


Рис. 1. Полученные образцы из паст № 3 (а) и № 4 (б)

Как видно из рис. 1, а, напечатанные образцы имеют трещины. На поверхности образцов, напечатанных пастой № 4 (см. рис. 1, б), наблюдаются поры, но трещины отсутствуют. Для измерения пористости образцов использовался электронный микроскоп Сохет ЕМ-30. В табл. 2 представлены результаты измерения пористости напечатанных образцов.

Таблица 2

Средние значения размера пор напечатанных образцов

Образец №	Связующие вещества, входящие в изготовленные образцы	Среднее значение размера пор, мкм
1	Терпинеол	1,28
2	Терпинеол, глицерин	2,48
3	Терпинеол, ПЭГ-400	1,78
4	ПЭГ-400	2,02

Исходя из измеренной пористости образцов, можно выделить образец на основе порошка литийсодержащего феррита и терпинеола. Он обладает порами наименьшего размера.

Моделирование микрополосковой линии передачи с ферритовым слоем

В среде проектирования AWR Design Environment была построена модель микрополосковой линии передачи (МПЛ) со слоем феррита, который расположен под МПЛ (рис. 2). Для ферритового слоя были заданы следующие параметры: диэлектрическая проницаемость феррита $\epsilon = 16$, тангенс угла диэлектрических потерь $\text{tgr} = 0,0008$, магнитная проницаемость $\mu = 30$ [41], толщина 20 мкм.

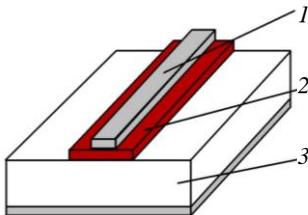


Рис. 2. МПЛ с подслоем феррита: 1 – микрополосковая линия; 2 – ферритовый слой; 3 – подложка

Далее была построена частотная зависимость коэффициента передачи для сравнения моделей микрополосковых линий без ферритового слоя и с ферритовым слоем под МПЛ (рис. 3).

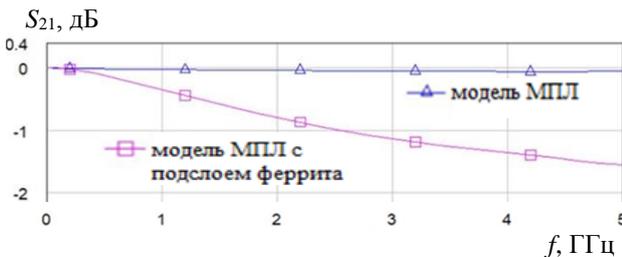


Рис. 3. Зависимость частотной характеристики модуля коэффициента передачи для сравнения структур без ферритового слоя и с ферритовым слоем снизу

Наличие феррита в микрополосковой линии на частоте 1 ГГц вносит потери в передаваемый сигнал на уровне 0,3 дБ.

Также был построен график полной фазы МПЛ без ферритового слоя и с ферритовым слоем (рис. 4).

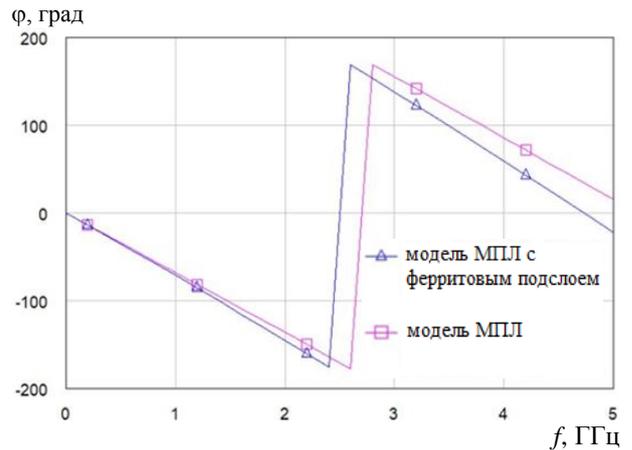


Рис. 4. График фазы для сравнения структур без ферритового слоя и с ферритовым слоем снизу

Наличие ферритового слоя под МПЛ привело к сдвигу фазы на 16 град.

Печать микрополосковой линии передачи

Для проведения сравнительного анализа была напечатана МПЛ с подслоем феррита шириной 1 мм, которая показана на рис. 5. Для печати использовалась паста литийсодержащего феррита $\text{Li}_{0,4}\text{Fe}_{2,4}\text{Zn}_{0,2}\text{O}_4$, терпинеола и ПЭГ-400.

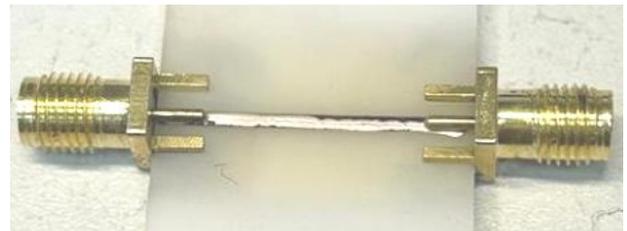


Рис. 5. Напечатанная МПЛ с подслоем феррита

Также были измерены частотная зависимость коэффициентов передачи и отражения и фаза полученной МПЛ при помощи векторного анализатора цепей Planar S50180. Сравнение частотной зависимости модели и напечатанной МПЛ показано на рис. 6.

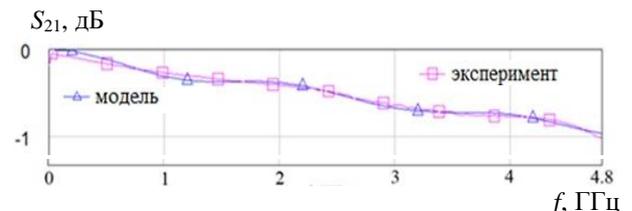


Рис. 6. Частотная зависимость модуля коэффициента передачи для сравнения модели и напечатанной МПЛ с ферритовым подслоем

Как видно из рис. 6, измерения МПЛ с ферритовым подслоем совпали с моделью. На рис. 7 показано сравнение графика фазы модели и напечатанной МПЛ.

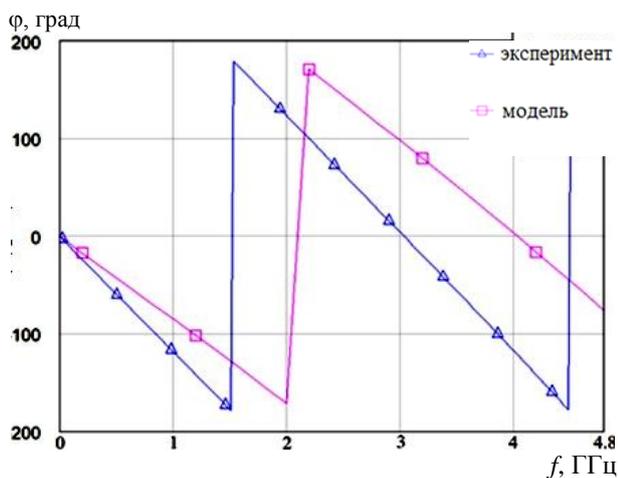


Рис. 7. График фазы сравнения модели МПЛ и напечатанной МПЛ с ферритовым подслоем

Заключение

В результате работы были изготовлены ферритовые пасты на основе порошка литийсодержащего феррита. Наилучшими значениями обладает паста на основе связующего терпинеола, ПЭГ-400 (процентное соотношение 69:10:21) и ПЭГ-400 (74:26).

При исследовании МПЛ с ферритовым подслоем были сделаны следующие выводы:

- на потери в микрополосковой линии с подслоем феррита влияет тангенс угла диэлектрических потерь феррита $\text{tg}\rho$;
- на фазу в микрополосковой линии с подслоем феррита влияет магнитная проницаемость μ и толщина слоя феррита.

Были определены следующие характеристики ферритового слоя: диэлектрическая проницаемость феррита $\epsilon = 16$, тангенс угла диэлектрических потерь $\text{tg}\rho = 0,3$ и магнитная проницаемость $\mu = 40$.

Работа была выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации № FEWM-2022-0005.

Литература

1. Применение аддитивной прintrерной технологии для изготовления многослойных печатных плат / Н.С. Труфанова, Э.Р. Рагимов, С.А. Артишев, А.Г. Лоцилов /

Нанотехнологии: разработка, применение – XXI век. – 2022. – Т. 14, № 4. – С. 37–44.

2. A review on printed electronics: Fabrication methods, inks, substrates, applications and environmental impacts / J. Wiklund, A. Karakoç, T. Palko, H. Yiğitler, K. Ruttik, R. Jantti, J. Paltakari // Journal of Manufacturing and Materials Processing. – 2021. – Vol. 5, No. 3. – P. 89.

3. 3D-printed electronics: Processes, materials and future trends / H.W. Tan, Y.Y.C. Choong, C.N. Kuo, H.Y. Low, C.K. Chua // Progress in Materials Science. – 2022. – Vol. 127. – P. 100945.

4. Design and fabrication of multi-layer inkjet-printed passive components for printed electronics circuit development / V. Correia, K.Y. Mitra, H. Castro, J.G. Rocha, E. Sowade, R.R. Baumann, S. Lanceros-Méndez // Journal of Manufacturing Processes. – 2018. – Vol. 31. – PP. 364–371.

5. Hanemann T. 3D-printing of ABS barium ferrite composites // Materials. – 2020. – Vol. 13, No. 6. – P. 1481.

6. Wei X. et al. Net-shaped barium and strontium ferrites by 3D-printing with enhanced magnetic performance from milled powders // Journal of Magnetism and Magnetic Materials. – 2020. – Vol. 493. – P. 165664.

7. Peng E. et al. Ferrite-based soft and hard magnetic structures by extrusion free-forming // RSC advances. – 2017. – Vol. 7, No. 43. – PP. 27128–27138.

8. Loschilov A.G. et al. Expanding the horizon of additive printing technologies application in the technique of coupled strip lines with heterogeneous dielectric filling // 2022 IEEE 23rd International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). – IEEE, 2022. – PP. 256–261.

Труфанова Наталья Сергеевна

Аспирант, м.н.с. лаб. «Аддитив»
Томского государственного университета
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: natalia.s.trufanova@tusur.ru

Артишев Сергей Александрович

Канд. техн. наук, зав. лаб. «Аддитив» ТУСУРа
Эл. почта: sergei.a.artishchev@tusur.ru

Рагимов Эльдар Рахманович

Мл. н.с. лаб. «Аддитив» ТУСУРа
Эл. почта: ragimov_30@mail.ru

Е.В. Виноградова, М.А. Юдин

Идентификация электрически активных дефектов полупроводниковых КМОП-интегральных схем путем определения параметров глубоких центров

В результате НИР № 5347/22 «Обоснование новых методов контроля потенциальных дефектов КМОП ИМС и компенсации процессов радиационной деградации детекторов ТЗЧ», выполненной в рамках научной программы Национального центра физики и математики, были проведены исследования микросхем из одной партии методами РСГУ. Для исследования были выбраны 8 интегральных схем IN74VHC02D производства завода «Интеграл». Согласно стандарту ASTM F978-02, определены значения энергии активации дефектов для каждой микросхемы. Сделан вывод о содержании потенциальных дефектов в образцах микросхем, которые могут быть определены при помощи емкостной РСГУ.

Ключевые слова: релаксационная спектроскопия глубоких уровней, потенциальный дефект, частотный скан.

Стойкость элементов бортовой аппаратуры к воздействию окружающей среды космического пространства играет важную роль в обеспечении длительной безотказной работы космических аппаратов. В настоящее время наблюдается значительная эволюция в методах разработки и установленных требованиях к надежности и срокам службы космических аппаратов. Электроника, применяемая в узлах космической электроники, представляет собой высокотехнологичные системы, специально разработанные для работы в космических условиях. Она играет ключевую роль в функционировании и управлении различными аспектами космических миссий, включая связь, навигацию, наблюдение и научные исследования.

Важную роль в обеспечении долгосрочной безотказной работы таких аппаратов играет устойчивость элементов бортовой аппаратуры к воздействию окружающей среды космического пространства: радиационному воздействию, широкому диапазону температур, вакууму и другим агрессивным факторам космической среды [1].

Электроника, применяемая в узлах космической электроники, должна обладать высокой надежностью и длительным сроком службы, поэтому важно не допустить попадание в неё потенциально ненадежных приборов и интегральных схем. Определение гомогенных партий полупроводниковых компонентов, используемых в устройствах космической электроники, представляет собой ключевую задачу для улучшения качества этих устройств, что, в свою очередь, способствует увеличению срока службы и надежности космической техники [3].

Для улучшения стандартов качества и надежности полупроводниковых изделий в производстве активно применяются различные технологические процессы отбраковки (такие, как электротермотренировка). Из-за значительных экономических затрат, связанных с проведением таких испытаний, в настоящее время получили широкое распространение альтернативные методы диагностики, которые позволяют выявлять потенциально ненадежные изделия с меньшими затратами, при этом обеспечивая часто

даже более эффективные результаты. Даже небольшие концентрации структурных дефектов и фоновых примесей, которые обычно называются неконтролируемыми технологами, могут значительно влиять на характеристики приборов, используемых в космическом пространстве. Действительно, эти примеси проникают в полупроводниковый материал из-за неконтролируемых процессов при выращивании слитков или эпитаксиальных пленок, но стандартные методы выходного контроля материалов не способны их обнаружить. Выявление таких скрытых параметров требует применения нетрадиционных физических методов и установления взаимосвязей между этими параметрами и характеристиками приборов, включая их надежность.

Одной из особенностей характеристик, определяющих качество и надежность серийно производимых полупроводниковых изделий, является наличие скрытых дефектов производства, которые могут привести к выходу из строя изделий в процессе их эксплуатации [2].

Современные методы выращивания кремниевых монокристаллов обеспечивают высокую чистоту материала с минимальным содержанием примесей. Поскольку последующие этапы технологического производства полупроводниковых приборов и интегральных схем приводят к неконтролируемому введению дефектов и примесей, существенно влияющих на параметры готовых приборов, необходимо использовать методы дополнительного контроля, позволяющие выявить потенциальные дефекты [5].

Емкостная релаксационная спектроскопия глубоких уровней (РСГУ) – это метод, широко используемый для изучения электрически активных дефектов в полупроводниках. Данный метод обладает высокой чувствительностью к малым концентрациям дефектов, позволяет различать сигналы от глубоких центров с различными энергиями активации, исследовать как дефекты в объеме полупроводника, так и дефекты на границе раздела Si/SiO₂. Следовательно, емкостная РСГУ может стать перспективным методом дополнительного контроля, который позволит снизить количество потенциально ненадежных ком-

понентов в партии до этапа ЭТТ и таким образом уменьшить затраты на отбраковочные испытания [4].

PCГУ позволяет идентифицировать дефект, который может привести к отказу компонента, путем определения следующих параметров глубоких центров: сечение захвата, энергия активации, распределение концентрации в объеме полупроводника.

В результате НИР № 5347/22 «Обоснование новых методов контроля потенциальных дефектов КМОП ИМС и компенсации процессов радиационной деградации детекторов ТЗЧ», выполненной в рамках научной программы Национального центра физики и математики, были проведены исследования микросхем из одной партии методами PCГУ. Для исследования были выбраны 8 интегральных схем IN74VHC02D производства завода «Интеграл». Для подключения к спектрометру глубоких уровней (DLS82-E фирмы Semilab) выводы микросхем соединялись в виде двухполюсников, как показано на рис. 1.

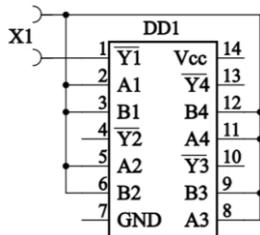


Рис. 1. Схема соединений выводов микросхемы

Пример одного из полученных частотных сканов представлен на рис. 2. Идентифицированы модели частотных сканов и получены параметры сигналов релаксации емкости.

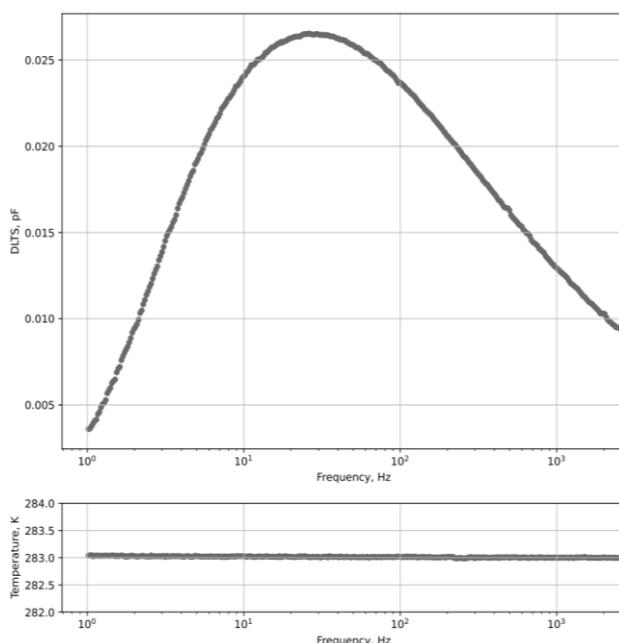


Рис. 2. Пример частотного скана ИС IN74VHC02D при температуре 283 К

После идентификации параметров моделей частотных сканов, а именно амплитуды сигнала релак-

сации, его постоянной времени и коэффициента нелинейности/неэкспоненциальности, построены графики в координатах Аррениуса, согласно стандарту ASTM F978-02, определены значения энергии активации дефектов для каждой микросхемы. Примеры графика в координатах Аррениуса приведены на рис. 3.

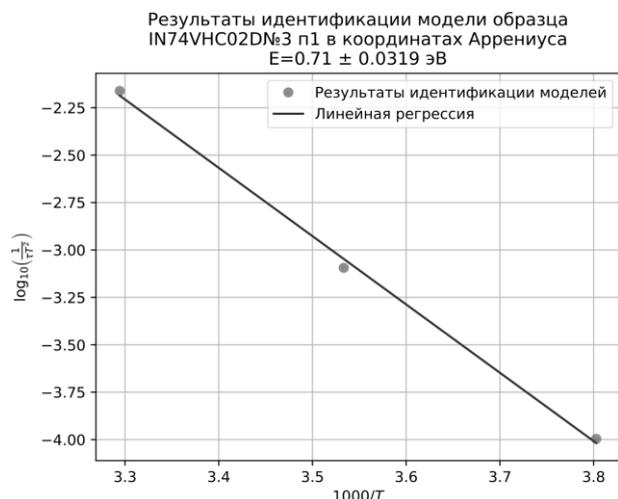


Рис. 3. Пример графика в координатах Аррениуса

Результаты определения энергии активации представлены в таблице.

Результаты определения энергии активации

№ образца	Энергия активации, эВ	Доверительный интервал
1	0,71	±0,0319
2	0,64	±0,0141
3	0,70	±0,0447
4	0,70	±0,0505
5	0,65	±0,0685
6	0,51	±0,0171
7	0,71	±0,0497
8	0,60	±0,0091

Поскольку полученные значения энергии активации отличаются, а их трехсигнальные интервалы не пересекаются, возможно предположить, что микросхемы содержат различные потенциальные дефекты, которые могут быть определены при помощи емкостной PCГУ.

Литература

1. Панасюк М.И. Модель космоса: в 2 т. / под ред. М.И. Панасюка, Л.С. Новикова. – Т. 2: Воздействие космической среды на материалы и оборудование космических аппаратов. – М.: КДУ, 2007. – 1144 с.
2. Горлов М.И. Современные диагностические методы контроля качества и надежности полупроводниковых изделий / М.И. Горлов, В.А. Сергеев; под науч. ред. М.И. Горлова. – 3-е изд., доп. и перераб. – Ульяновск: УлГТУ, 2020. – 470 с.
3. Казаковцев Л.А. Разработка алгоритмического обеспечения анализа однородности партий электрорадиоизделий для комплектации радиоэлектронной аппаратуры космических аппаратов. – Красноярск, Сибирский гос. аэрокосмический ун-т, 2016. – 164 с.

4. Peaker A.R. Junction spectroscopy techniques and deep-level defects in semiconductors / A.R. Peaker, V.P. Markevich, J. Coutinho // *Journal of Applied Physics*, the University of Manchester Research, Manchester. – 2020. – P. 55.

5. Комаров Б.А. DLTS спектроскопия комплексов радиационный дефект – остаточная примесь в кремнии / Б.А. Комаров, И.Ф. Медведева, Л.И. Мурин, В.Е. Гусаков, П.В. Кучинский, J.L. Lindstrom // *Взаимодействие излучений с твердым телом: матер. IV Междунар. науч. конф.*, 3–5 окт. 2001 г., Минск. – Мн.: БГУ, 2001. – С. 161–163.

Виноградова Елизавета Владимировна

Ассистент каф. электроники, приборостроения и биотехнических систем (ЭПБС) Владимирского государственного ун-та им. А.Г. и Н.Г. Столетовых (ВлГУ)
Эл. почта: tikhonravova.elizaveta@mail.ru

Юдин Максим Андреевич

Аспирант каф. ЭПБС ВлГУ им. А.Г. и Н.Г. Столетовых
Эл. почта: maks-2013.yudin@yandex.ru

УДК 621.315.592

М.В. Давыдов

Аппаратно-программный комплекс для испытания элементов микро-, опто- и наноэлектроники

Рассмотрены аппаратные и метрологические недостатки промышленно выпускаемых приборов для исследования электрофизических свойств элементов современной электроники. На примере измерителя импеданса фирмы Agilent показаны основные его недостатки как метрологического, так и конструктивного порядка. Предложена методология создания высокотехнологичного и многоцелевого измерителя базового набора параметров и свойств элементов микро-, опто- и наноэлектроники, позволяющая не только проводить высокоточные измерения, но и контролировать и корректировать процесс измерения в реальном времени, получать результаты измерений как в визуальной форме, так и на внешних носителях.

Ключевые слова: аппаратно-программный комплекс, измерения импеданса, полевые свойства, частотные свойства, шумовые свойства.

Использование автоматизации измерения электрических сигналов с помощью цифровых устройств, а также с применением программных средств позволяет принципиальным образом поднять производительность труда в отраслях, занятых выпуском высокотехнологичной продукции [1–5]. По данным специалистов, автоматизация увеличивает производительность труда почти в 4 раза, уменьшая время на проведение измерений и одновременно повышая точность измерений, возможность исследования быстропротекающих процессов, а также измерений с изменяемым сценарием.

В настоящее время для исследования параметров двухполюсников (емкости, проводимости, индуктивности), свойств полупроводниковых приборов, а также структур металл-диэлектрик-полупроводник (МДП) разработано большое количество методик и устройств их реализации [1, 6]. Многие из этих устройств, имея вывод данных на персональный компьютер (PC), тем не менее не позволяют управлять процессом измерения, что приводит к большим временным затратам и трудоемкости исследования. Устройства, имеющие двухстороннее сопряжение с PC, как правило, обладают высокой стоимостью или ограниченными метрологическими возможностями. Эти обстоятельства вынуждают исследователей самим разрабатывать новые методики и средства измерения параметров полупроводниковых приборов и структур с использованием средств автоматизации.

Зачастую в качестве основы измерительного комплекса используется система LabView [7] или другие стандарты западных производителей измерительной аппаратуры: 4200-SCS фирмы KEITHLEY, которые не имеют аппаратного и программного сопровождения, ремонтонепригодны, плохо адаптируются в измерительные установки отечественного производства, имеют высокую стоимость. В России приборы подобного назначения серийно не выпускаются. На мировом рынке измерителей параметров двухполюсников активно продаются измерители американской фирмы «Agilent». Их наиболее важные недостатки, на примере измерителя Agilent 4980A, следующие:

– высокая стоимость (свыше 2 млн руб. за базовую модель);

– приобретение дополнительного оборудования (цифроаналогового преобразователя, входного контактного устройства для подключения к измерителю объекта и т.д.) требует больших временных и финансовых затрат (стоимость ячейки для измерения параметров жидкости составляет 1, 2 млн руб.);

– невозможность измерения параметров двухполюсника на низких частотах (ниже 10 кГц), что в ряде применений является недопустимым;

– возможность измерения только вольт-фарадных характеристик (ВФХ) и вольт-сиemensных характеристик (ВСХ); для измерения вольт-амперной характеристики двухполюсника нужен отдельный прибор;

– неясность методики измерений, невозможность ее модификации, большое время (более часа) на проведение измерений массива размером в стандартные 400 точек;

– отсутствие полноразмерного монитора для контроля за ходом измерений (обычно ставится монитор с 8 см по диагонали, который отображает не самую важную для эксперимента информацию);

– сложная последовательность ручного переключения режимов посредством нескольких переключений, что затрудняет процесс измерений;

– невозможность управления и измерения процессами измерения по промежуточным сообщениям;

– выдача результатов измерений в формате ASCII в виде нескольких файлов данных; конечные результаты получают дополнительной обработкой полученных массивов данных, что крайне неудобно.

В ТУСУРе на протяжении последних двадцати лет велась разработка аппаратно-программного комплекса, который создавался для измерения комплекса характеристик, их обработки, записи и отображения на экране монитора PC. Были разработаны и изготовлены несколько вариантов комплексов под общим названием «МЕТРОНОМ» [1].

Измерительные возможности комплекса

Аппаратно-программный комплекс «МЕТРОНОМ-050» представляет собой высокоточный универсальный измерительный прибор, предназначен

ный для автоматизированного измерения набора электрических характеристик полупроводниковых приборов и структур в широком диапазоне параметров и условий измерений. Вместе с тем комплекс позволяет управлять сценарием измерительного процесса в реальном времени, проводить первичную обработку результатов измерений, отображать их на экране монитора в виде графиков и таблиц, проводить сравнение с результатами других измерений, а также сохранять их в электронном виде.

Объекты измерения: радиокомпоненты (емкости, резисторы, индуктивности и т.д.), диффузионные диоды, гетеропереходы с квантовыми ямами и без них, биполярные транзисторы, тиристоры, семиисторы, структуры «металл – диэлектрик – полупроводник» и «металл – диэлектрик – полупроводник – диэлектрик – металл», барьеры Шоттки, полевые транзисторы с изолированным затвором и с $p-n$ -переходом, контакт двух металлов, диэлектрические слои и т.п.

Аппаратно-программный комплекс может быть использован для следующих целей:

- для измерения постоянных или медленно меняющихся токов проводимости через диэлектрические материалы или приборы, содержащие высокоомные слои ($p-n$ -переходы);
- для измерения дифференциальной емкости полупроводниковых приборов в широком диапазоне частот тестового сигнала, величины приложенного напряжения;
- для измерения фотоЭДС полупроводниковых приборов в широком диапазоне тестовых частот, условий фоновой подсветки, величины приложенного напряжения;
- для измерения шумового напряжения полупроводниковых приборов в широком диапазоне значений приложенного напряжения и условий фоновой подсветки

Области применения

Автоматизация исследовательских комплексов в научных лабораториях, испытательных стендов в производственных и заводских лабораториях, лабораторных установок в учебных заведениях.

Преимущества перед аналогами

Кроме устранения указанных выше недостатков, это использование самой современной комплектации, низкая себестоимость автоматизируемых операций, широкие динамические диапазоны измеряемых и выставляемых сигналов с повышенной точностью и стабильностью, возможность одновременного управления несколькими внешними устройствами, возможность работы под управлением РС любой модификации, гибкое двухуровневое программное обеспечение с возможностью использования современных вычислительных пакетов

Измерительные и технические параметры:

- измерение медленно меняющихся процессов по восьми каналам с частотой дискретизации 10^3 Гц в диапазоне от +10 до 015010 В и точностью 0,1 мкВ;

- измерение быстро протекающих процессов по восьми каналам с частотой дискретизации 10^6 Гц в диапазоне от +10 до –10 В и точностью 10 мВ;

- выставление напряжения по четырем каналам в диапазоне от +10 до –10 В с частотой дискретизации 5×10^4 Гц и точностью 300 мкВ;

- наличие буферного ОЗУ емкостью 128 кбайт для записи быстропротекающих процессов;

- выставление дискретных сигналов по 32 каналам с возможностью расширения их числа;

- считывание дискретных сигналов по 32 каналам с возможностью расширения их числа;

- программное выставление частоты гармонического сигнала внутреннего генератора из диапазона от 10 Гц до 1 МГц для его использования в измерительных цепях в качестве тестового сигнала;

- наличие гальванической развязки между комплексом и управляющей IBM PC;

- наличие программных драйверов управления комплексом и информации по интерфейсу встроенного процессора, необходимых для написания собственных программ управления комплексом.

Технические характеристики комплекса:

1. Диапазон прикладываемого напряжения к исследуемому объекту – от –10 до +10 В с шагом от 600 мкВ и точностью не хуже единиц мкВ.

2. Диапазон измеряемых емкостей – 0,5...4000 пФ с точностью не хуже 0,1 пФ.

3. Диапазон измерения тока – $(10 \dots 6 \cdot 10^5)$ пА с точностью не хуже 1 пА.

4. Диапазон измерения фотоЭДС – от 10 мкВ до ед. В с точностью не хуже 1%.

5. Диапазон измерения шумового напряжения – от единиц мкВ с точностью не хуже 1%.

6. Частотный диапазон модуляции излучения для измерения фотоЭДС – 10 Гц – 100 кГц.

7. Диапазон рабочих температур объекта – от –50 до 70 °С.

Структура и состав комплекса

Блок-схема предлагаемого к разработке аппаратно-программного комплекса, реализующего заявленные выше измерительные возможности в применении к исследованию светодиодных гетероструктур, приведена на рис. 1. Структурно комплекс можно разделить на три модуля, различающиеся выполняемыми функциями:

- 1 – *измерительный модуль*, включающий в себя блок измерения температурных зависимостей параметров гетероструктуры (1), блок измерения ВАХ (4), блок измерения ВФХ и ВСХ (5) и блок измерения фотоэлектрических и шумовых свойств (6);

- 2 – *модуль автоматизации*, содержащий микропроцессор ADuC 812 (13, 14, 15), 16-разрядный выходной регистр, генерирующий двоичный код управления устройствами коммутации в измерительном модуле, а также их подключение к источнику сигнала – мультиплексор 3, средствам оцифровки и измерения – мультиплексор 7, управлению работой программируемого генератора синусоидального тестового напряжения 2; два быстрых 8-разрядных

аналого-цифровых преобразователя (АЦП) – 10 со своей быстрой RAM памятью (9), три цифроаналоговых преобразователя (11) и два 12-разрядных АЦП (12);

3 – модуль коммутации и индикации, включающий в себя набор электрических реле типа РЭС-60 для переключения режимов работы как комплекса в целом, так и диапазонов работы отдельных измери-

тельных блоков: 1, 3–6, панель световой индикации состояния модулей комплекса, двухполярный источник постоянного напряжения ± 15 В для питания схем измерения тока, емкости, сопротивления гетероструктуры, а также схемы управления температурой (на рис. 1 не показан), источник тока до 10 А для охлаждения и нагрева исследуемого объекта элементами Пельтье в блоке 1.

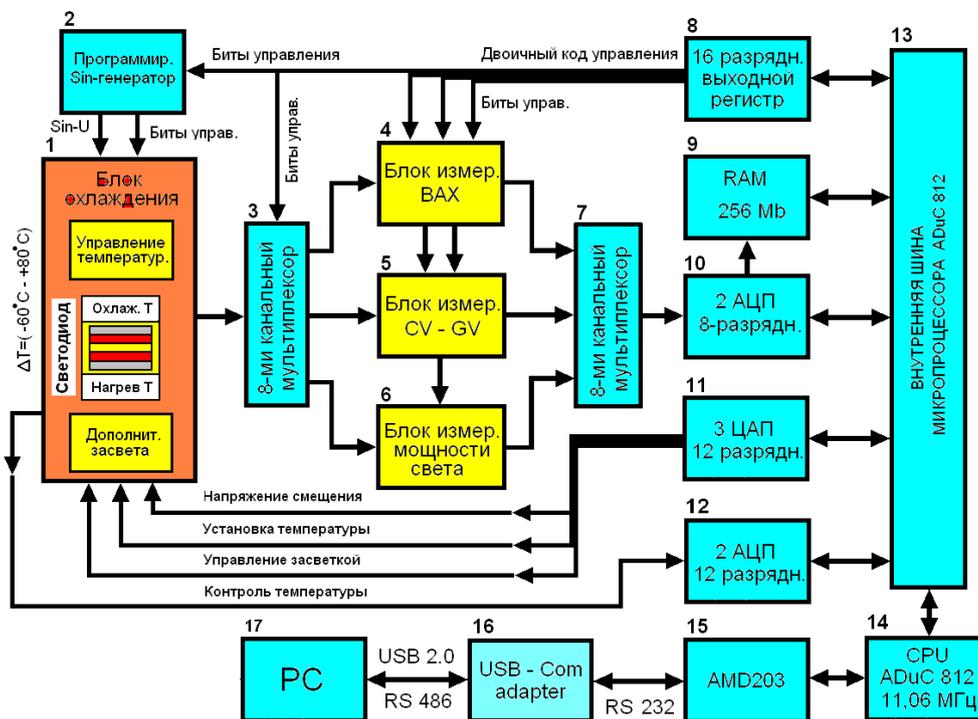


Рис. 1. Блок-схема предлагаемого аппаратно-программного комплекса

Управление работой всего аппаратно-программного комплекса осуществляется по программе с персонального компьютера PC (17) через USB-2.0-порт, для перевода команд управления микропроцессора ADuC 812 в команды последовательного порта RS 232 используется адаптер (16) на основе микросхемы FT 232. Программы управления работой комплекса, результаты измерений в виде data-файлов и результаты их обработки написаны с использованием языка высокого уровня Delfi и хранятся на жестком диске компьютера.

В аналоговой части комплекса на аппаратном уровне реализованы используемые измерительные методики. В цифровой его части реализуются все аналого-цифровые и цифроаналоговые преобразования управляющих и информационных сигналов, генерация двоичных слов для управления схемой электромагнитных реле, программно-переключающие режимы работы комплекса со стандартными разъемами для подключения внешних устройств и блока питания, размещенных в стандартном корпусе Micro-ATX Desktop.

Перспективы улучшения параметров комплекса

У разработчиков комплекса имеются оригинальные метрологические, схемотехнические и про-

граммные наработки, реализация которых позволит на базе уже имеющихся вариантов измерителя создать аппаратно-программный комплекс, значительно превосходящий западные аналоги по следующим позициям:

- стоимость комплекса при мелкосерийном производстве не превысит 250 тыс. руб.;
- возможность измерения на едином комплексе нескольких различных характеристик двухполюсника (ВАХ, ВФХ, ВСХ, шумовые свойства, фотоэлектрические свойства, излучающие свойства и т.д.);
- удобный и наглядный интерфейс пользователя;
- применение оригинальных схемотехнических, конструкторских и программных решений, защищаемых авторскими свидетельствами, патентами РФ, публикациями;
- программно-настраиваемые диапазоны измерения параметров, возможность программного введения дополнительных параметров (температурные воздействия, освещение излучением видимого и ближнего ИК-диапазонов и т.д.);
- открытый программный код, позволяющий оператору изменять как сценарий измерений, так и методику измерительного процесса;
- наличие PC позволит проводить обработку результатов измерений в режиме online и получать их в виде графиков, объемных изображений и т.д.;

– комплекс ремонтпригоден, возможно авторское сопровождение измерителя длительный срок;

– связь комплекса с РС через стандартный USB-2.0-порт с возможностью использования многопоточного режима работы процессора РС, что особенно важно для контроля за результатами измерения в реальном режиме времени.

Заключение

Предлагаемый к разработке аппаратно-программный комплекс, реализованный в его планируемом виде, будет обладать уникальными измерительными и методологическими возможностями и обеспечит проведение исследования элементной базы современной электроники на самом высоком уровне, а также станет полноценной заменой зарубежной контрольно-измерительной аппаратуре.

Литература

1. Давыдов В.Н. Измерительные методики и автоматизированный комплекс для исследования приборов опто- и нанoeлектроники / В.Н. Давыдов, Д.А. Новиков // Доклады ТУСУР. – 2015. – Т. 1 (35). – С. 64–73.

2. Костюков С.А. Измерительный комплекс спектроскопии низкочастотных шумов полупроводниковых диодных структур / С.А. Костюков, А.В. Ермачихин, В.Г. Литвинов и др. // Измерительная техника. – 2013. – № 9. – С. 61–64.

3. Сергеев В.А. Автоматизированная установка для измерения вольт-фарадных характеристик гетеропереходных светодиодов с повышенным разрешением / В.А. Сергеев, И.В. Фролов, А.А. Широков // Приборы и техника эксперимента. – 2014. – № 1. – С. 137–138.

4. Войцеховский А.В. Фотоэлектрические МДП структуры из узкозонных полупроводников / А.В. Войцеховский, В.Н. Давыдов. – М.: Сов. радио, 1990. – 327 с.

5. Смирнов В.И. Аппаратно-программный комплекс для измерения теплового импеданса светодиодов / В.И. Смирнов, В.А. Сергеев, А.А. Гавриков, Д.И. Коруннов // Приборы и техника экспериментов. – 2013. – № 1. – С. 135–136.

6. Зубков В.И. Автоматизированная установка для емкостных исследований на базе МЦЕ-13АМ / В.И. Зубков, А.В. Соломонов // Изв. ЛЭТИ. – 1986. – Вып. 365. – С. 97–100.

7. Тревис Дж. LabView для всех. – М.: ДМК; ПриборКомплект, 2004. – 537 с.

Давыдов Михаил Валерьевич

Ст. преп. каф. КИПР

Томского государственного университета

систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)

Эл. почта: dvn@fet.tusur.ru

Секция 7

НЕЛИНЕЙНАЯ ОПТИКА

*Председатель – Шандаров Станислав Михайлович,
проф. каф. ЭП, д.ф.-м.н.*

Д.М. Чубаров, Ю.А. Алтухов, В.О. Долгирев, С.Н. Шарангович

Исследование дифракционных характеристик многослойных неоднородных голографических ФПМ-ЖК дифракционных структур при считывании световой волной с линейной и круговой поляризацией

Приведены результаты теоретического исследования дифракционных характеристик двухслойных ФПМ-ЖК дифракционных структур, демонстрирующие возможность изменения угловой селективности не только за счет влияния внешнего электрического поля, но также за счет состояния поляризации считывающего излучения.

Ключевые слова: МНГДС, ФПМ-ЖК, угловая селективность.

В настоящее время дифракционные структуры широко применяются в различных областях оптики и фотоники благодаря своей способности управлять распространением и преобразованием световых волн. Данные структуры применяются в оптической связи, датчиках, лазерной обработке материалов, оптических вычислениях и обработке информации. Благодаря своим свойствам они продолжают оставаться активной областью исследований и находят новые приложения в передовых технологиях.

Сами же дифракционные структуры могут быть созданы с использованием различных методов, выбор которых зависит от требуемых характеристик, масштаба структуры и используемых материалов. Например, такие структуры могут быть созданы на основе методов фотолитографии, голографии, лазерной обработки и др. Вместе с тем создание подобных структур с помощью голографического метода является одним из наиболее эффективных, так как дифракционные характеристики получаемых структур полностью определяются условиями записи, а также выбором состава материала. Одним из перспективных материалов для голографии являются фотополимерные материалы (ФПМ). Время записи фотонных структур в таких материалах обычно составляет от долей секунд до нескольких минут, а стоимость самих материалов достаточно доступна. Кроме того, дифракционная эффективность для таких материалов может достигать свыше 90 процентов. Также в данные материалы могут быть интегрированы и жидкие кристаллы (ЖК), что позволяет изменять оптические свойства сформированных структур под действием внешних факторов, например электрических или магнитных полей. Динамическое изменение оптических свойств в сформированных структурах позволяет тем самым управлять их дифракционными характеристиками [1].

К настоящему времени проведено множество исследований по голографическому формированию и считыванию дифракционных структур в ФПМ с интегрированными ЖК. Однако актуальным остаётся изучение влияния поляризации считывающего излучения на селективные характеристики таких структур при управлении внешним электрическим полем, в частности, для многослойных неоднород-

ных голографических дифракционных структур (МНГДС) [1–5]. Интерес к многослойным дифракционным структурам обусловлен особенностью их селективного отклика, который представляет последовательность локальных максимумов и минимумов, образуемых вследствие интерференционных эффектов, возникающих между слоями. Подобные структуры могут быть рассмотрены как элемент для оптической фильтрации светового излучения, в частности, и для оптических систем связи, в которых применяются технологии со спектральным уплотнением каналов.

Таким образом, целью данной работы является теоретическое исследование влияния поляризации считывающего излучения на дифракционные характеристики многослойных неоднородных голографических ФПМ-ЖК дифракционных структур при воздействии электрических полей на них.

Теоретическая часть

При падении произвольно поляризованной световой волны на МНГДС с ФПМ-ЖК, в силу анизотропных свойств материала, внутри образца световая волна испытывает дифракцию на каждом ФПМ-ЖК слое на обыкновенных и необыкновенных волнах (рис. 1).

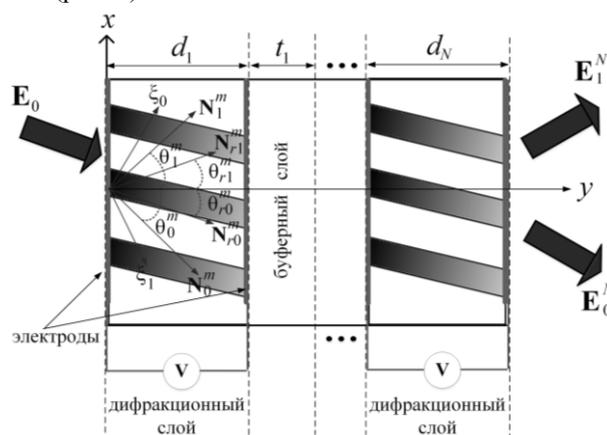


Рис. 1. Схема дифракции света на МНГДС с ФПМ-ЖК

Ранее в работе [1] были получены аналитические выражения, описывающие процесс дифракции света на таких структурах. Данные выражения были получены на основе использования уравнения свя-

занных волн в частных производных, для которых поиск самосогласованных решений достигался с использованием метода Римана и метода медленно меняющихся амплитуд. В итоге связь оптического поля на входе (E_0) и выходе ($E^{m,N}$) всей многослойной структуры описывалась с помощью матричного метода [1].

$$E^{m,N} = T^{m,N} \cdot A^{m,N-1} \cdot T^{m,N-1} \dots \cdot A^{m,1} \cdot T^{m,1} \cdot E_0, \quad (1)$$

где все элементы из (1) более подробно приведены в работе [1].

Для нахождения ДЭ (дифракционной эффективности) МНГДС, в случае считывания плоской световой волной, использовалось следующее выражение [1]:

$$\eta_d = \left(|E_1^{e,N}|^2 + |E_1^{o,N}|^2 \right), \quad (2)$$

где $E_1^{e,N}$ и $E_1^{o,N}$ являются дифрагированными в первый порядок световыми полями на обычных и необыкновенных волнах.

Численное моделирование

В процессе моделирования были использованы следующие параметры: $\lambda = 633$ нм – длина считывающей световой волны; $d_n = 20$ мкм – толщина дифракционного слоя структуры; $t_n = 120$ мкм – толщина промежуточного слоя структуры; $\theta = 20^\circ$ – угол считывания. Численное моделирование ДЭ производилось по выражению (2).

На рис. 2 представлена угловая селективность двухслойной голографической дифракционной структуры (ГДС).

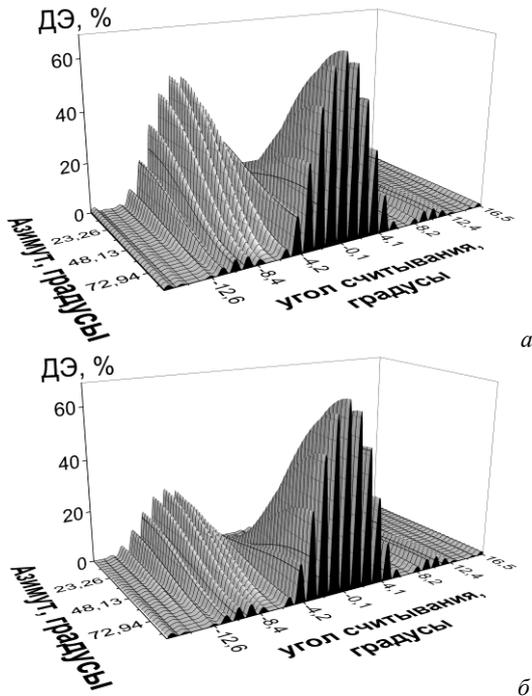


Рис. 2. Угловая селективность двухслойной ГДС при считывании линейно поляризованной световой волной и воздействии напряженностью электрического поля $1,2E_c$ – а; $1,6E_c$ – б

Данная угловая селективность иллюстрирует зависимость ДЭ от угла считывания и угла азимута

линейно поляризованной считывающей световой волны при воздействии напряженностью электрического поля (E) на все дифракционные слои, равного $E = 1,2E_c$ и $E = 1,6E_c$, где E_c – критическая напряженность Фредерикса.

Рисунок 2 иллюстрирует, что когда на каждую дифракционную структуру с ФПМ и высокой концентрацией ЖК воздействуют напряженностью электрического поля, которое больше E_c , происходит сдвиг угловой селективности и снижение ДЭ на необыкновенных волнах. Для обычных волн (азимут поляризации 90°) при воздействии напряженностью электрического поля каких-либо изменений не происходит. Таким образом, манипулируя как углом азимута линейно поляризованной считывающей световой волны, так и напряженностью электрического поля, можно добиться уширения угловых (спектральных) характеристик до 2 раз с эквивалентным значением ДЭ для угловых селективностей на обычных и необыкновенных волнах.

На рис. 3 представлена угловая селективность двухслойной ГДС при плавном изменении значения внешнего электрического поля и воздействии на нее световой волной с круговой поляризацией.

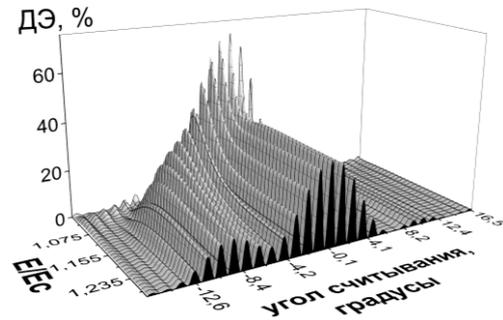


Рис. 3. Угловая селективность двухслойной ГДС при считывании световой волной с круговой поляризацией

При падении световой волны с круговой поляризацией и под воздействием электрического поля на МНГДС также возможно уширение угловых (спектральных) характеристик МНГДС до 2 раз. Однако в таком режиме считывания становится недостижимым условие уширения угловых (спектральных) характеристик таких структур до 2 раз с эквивалентным значением ДЭ для угловых селективностей на обычных и необыкновенных волнах.

Заключение

Результаты теоретического исследования демонстрируют возможность изменения дифракционных характеристик МНГДС с ФПМ-ЖК не только через воздействие внешних электрических полей, но и при учете состояния поляризации считывающей световой волны.

При считывании структуры световым излучением с линейной поляризацией и воздействием внешнего электрического поля возможно максимально уширить как угловые, так и спектральные характеристики МНГДС с ФПМ-ЖК до 2 раз, а уровень ДЭ для угловых селективностей на обычных и необыкновенных волнах может достигать эк-

вивалентного значения. При считывании МНГДС с ФПМ-ЖК световым излучением с круговой поляризацией угловые (спектральные) характеристики могут быть уширены также до 2 раз, но с различным уровнем ДЭ для угловых селективностей на обычных и необыкновенных волнах.

Литература

1. Dolgirev V.O. Studying the diffraction of light on electrically controlled multiplexed multilayer inhomogeneous holographic diffraction structures based on photopolymerizing compositions with nematic liquid crystals / V.O. Dolgirev, S.N. Sharangovich // Bulletin of the Russian Academy of Sciences: Physics. – 2024. – Vol. 88, No. 1. – PP. 6–12.

2. Nordin G.P. Diffraction properties of stratified volume holographic optical elements / G.P. Nordin, R.V. Johnsonm, A.R. Ranguay // J. Opt.Soc. A. – 1992. – Vol. 9, No. 12. – PP. 2206–2217.

3. Nordin G.P. Photopolymer-based stratified volume holographic optical elements / G.P. Nordin, A.R. Tanguay // Optics Letters. – 1992. – Vol. 17, No. 23. – PP. 1709–1711.

4. Raymond D.V. Analysis of photorefractive stratified volume holographic optical elements / D.V. Raymond, L. Heselink // Journal of the Optical Society of America B. – 1994. – Vol. 11, No. 9. – PP. 1800–1808.

5. Yan X. Influence of buffer layer and grating layer on diffraction of multilayer volume holographic grating / X. Yan, X. Wang, Y. Chen, Y. Wang, Y. Dai, X. Yang and G. Ma // App. Phys. – 2019. – Vol. 125, No. 67. – Art. No. 67.

Чубаров Даниил Максимович

Студент каф. СВЧиКР ТУСУРа
Эл. почта: chudarovtt20@gmail.com
Телефон: +7(960)-968-24-52

Алтухов Юрий Алексеевич

Студент каф. СВЧиКР ТУСУРа
Эл. почта: ualtuhov7@gmail.com

Долгирев Виктор Олегович

Ассистент каф. СВЧиКР ТУСУРа
Эл. почта: vital2@mail.ru

Шарангович Сергей Николаевич

Канд. физ.-мат. наук, проф. каф. СВЧиКР ТУСУРа
Эл. почта: shr@svch.tusur.ru

И.В. Кузнецов, А. Мырзахметов, А.С. Перин

Численное моделирование кольцевых резонаторов для оценки величины оптических потерь в волноводах на основе SiN

Целью работы является численное моделирование оптических кольцевых резонаторов для измерения оптических потерь в волноводах на основе SiN. Основными задачами работы являются поиск оптимальной геометрической конфигурации оптического кольцевого резонатора с учётом имеющихся технологических ограничений, численное моделирование распространения оптического излучения через резонатор с варьированием длины волны и расчёт величины оптических потерь по АЧХ резонатора в его кольце. В результате были разработаны математические модели кольцевых оптических резонаторов, произведены расчёты их АЧХ и произведена оценка оптических потерь при распространении оптического излучения в кольце резонатора.

Ключевые слова: нитрид кремния, оптический кольцевой резонатор, оптические потери.

Нитрид кремния (SiN) – диэлектрический материал, широко используемый в электронике благодаря механической стабильности и совместимости с КМОП-технологиями [1]. В последние годы SiN получает широкое распространение в интегральной фотонике благодаря малым удельным оптическим потерям (меньше 0,1 дБ/см), прозрачности в широком оптическом диапазоне (0,25–8,3 мкм) и дешевой производств [1]. Оптические свойства тонких плёнок SiN могут варьироваться в зависимости от режима осаждения. На основе тонких плёнок SiN возможно формирование волноводных структур с шириной сердцевины волновода порядка 1–3 мкм. Поскольку одним из главных преимуществ платформы SiN являются малые потери, самое широкое применение тонкие плёнки SiN нашли в пассивной фотонике, также на основе SiN могут изготавливаться термооптические модуляторы [1, 2].

Важным этапом в контроле качества оптических волноводов является измерение удельных оптических потерь при распространении оптического излучения. Самый простой способ измерения потерь – это непосредственное измерение потерь при вводе и выводе оптического излучения через торец волновода. Процедура измерения потерь таким способом подразумевает прямое измерение мощности на выходе оптического волновода при известной величине вводимой мощности. Потери в таком случае вычисляются как разница между величиной входной мощности и величиной мощности, измеренной на выходе. Для того чтобы исключить влияние потерь на оптических стыках, это измерение требуется повторить несколько раз на волноводах разной длины [3]. Поскольку потери в волноводах на основе SiN значительно меньше, чем могут быть потери на оптических стыках, применение такого метода к волноводам такого типа невозможно.

Для оптических волноводов с малыми потерями существуют методы измерения потерь, основанные на измерении АЧХ оптических кольцевых резонаторов. Суть таких методов заключается в том, что для измерения потерь на подложке формируется несколько кольцевых оптических резонаторов с разными длинами колец, но одинаковыми направле-

ными ответвителями, соединяющими кольцо резонатора с волноводом для ввода и вывода оптического излучения. Для измерения потерь снимается АЧХ резонаторов, далее по этой характеристике аналитически вычисляется коэффициент потерь в кольце резонатора α и коэффициент самосвязи t , который определяет долю мощности, передаваемую при каждом проходе света через ответвитель [4–6].

Целью данной работы является численное моделирование оптических кольцевых резонаторов для измерения оптических потерь в волноводах на основе SiN. Основными задачами работы являются поиск оптимальной геометрической конфигурации кольцевого оптического волновода с учётом имеющихся технологических ограничений, численное моделирование распространения оптического излучения через резонатор с варьированием длины волны и расчёт оптических потерь по АЧХ резонатора.

Чтобы обеспечить независимость длины направленного ответвителя от радиуса кольца резонатора, использовалась геометрия кольца резонатора типа «рейстрек» (от англ. racetrack – гоночная трасса). Особенность такой конфигурации заключается в том, что кольцо резонатора образовано не идеальной окружностью, а фигурой, состоящей из двух полуокружностей, между которыми введены прямолинейные участки [7]. Наличие прямолинейных участков в геометрии резонатора позволяет использовать их в качестве направленных ответвителей, длина которых не зависит от радиуса кольца. Кольцевой резонатор в такой конфигурации представлен на рис. 1, а. На рис. 1, б представлено поперечное сечение волновода. Отметим также, что потери в оптическом резонаторе можно подразделить на потери, связанные с поглощением в веществе, и потери на изгибах волноводов.

В данной работе будут рассматриваться только потери, обусловленные наличием поглощения в веществе, а наличие потерь на изгибах волноводов будет нивелироваться большими радиусами изгибов.

В табл. 1 приведена расшифровка переменных на рис. 1. Отметим, что рис. 1 носит иллюстративный характер, его задача – показать принцип построения геометрии модели, размеры элементов на

рис. 1 не соотносятся со значениями в табл. 1 в масштабе.

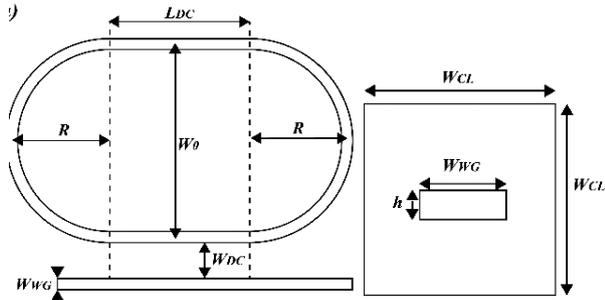


Рис. 1. Геометрия «рейстрек» кольцевого резонатора

Таблица 1

Геометрические параметры модели		
Параметр	Определение	Величина, ед.
L_{DC}	Длина направленного ответвителя	10 мкм
W_0	Ширина резонатора (отсчёт от середины сердцевин волновода)	200, 400 или 600 мкм
R	Радиус изгиба дуг (отсчёт от середины сердцевин волновода)	$W_0/2$
W_{DC}	Зазор между кольцом и направленным ответвителем	400 нм
W_{WG}	Ширина сердцевин волновода	1,4 мкм
h	Высота сердцевин волновода	160 нм
W_{CL}	Сторона оболочки волновода	5 мкм

Величина W_{DC} обусловлена имеющимися технологическими ограничениями. Оптимальная величина $L_{DC} = 10$ мкм была определена методом оптимизации при численном моделировании. Аналогично, при численном моделировании было определено, что при величине W_0 меньше 200 мкм, величина $R = W_0/2$ не обеспечивает достаточный радиус изгиба для распространения оптического излучения.

В табл. 2 приведены физические параметры модели.

Таблица 2

Физические параметры модели		
Параметр	Определение	Величина, ед.
λ	Длина волны оптического излучения	1530–1560 нм
$\Delta\lambda$	Шаг развертки λ	10 пм
n_0	Показатель преломления сердцевин волновода (SiN) [8]	$n = \sqrt{1 + \frac{3,0249\lambda^2[\text{мкм}]}{\lambda^2[\text{мкм}] - 0,1353406^2} + \frac{40314\lambda^2[\text{мкм}]}{\lambda^2[\text{мкм}] - 1239,842^2}}$
n_1	Показатель преломления оболочки волновода (SiO ₂) [9]	$n = \sqrt{1 + \frac{0,6961663\lambda^2[\text{мкм}]}{\lambda^2[\text{мкм}] - 0,0684043^2} + \frac{0,4079426\lambda^2[\text{мкм}]}{\lambda^2[\text{мкм}] - 0,1162414^2} + \frac{0,8974794\lambda^2[\text{мкм}]}{\lambda^2[\text{мкм}] - 9,896161^2}}$
k	Мнимая часть показателя преломления (SiN)	$k_1 = 6,182 \cdot 10^{-6}$ $k_2 = 1,205 \cdot 10^{-5}$

Параметр k связан с потерями при распространении в материале, выбранные величины параметра соответствуют удельным потерям $\alpha_{дБ} -3$ и $-0,1$ дБ/см соответственно для $\lambda = 1550$ нм и были найдены из уравнения [5]

$$\alpha_{дБ} = 10 \log_{10}(4\pi k/\lambda[\text{см}]). \quad (1)$$

Расчёты распространения оптического излучения через резонаторы производились при двух существенно различающихся величинах потерь для проверки возможности использования метода расчёта потерь по АЧХ на плёнках разного качества, поскольку при отклонении режимов осаждения плёнок от оптимальных, величина потерь в плёнке может значительно измениться.

При расчёте АЧХ длина волны менялась с шагом $\Delta\lambda = 10$ пм, поскольку эта величина равна предельному спектральному разрешению имеющегося в распоряжении авторов оптического анализатора спектра Golight OSA-M-C.

На рис. 2 изображена АЧХ кольцевого резонатора с параметром $W_0 = 200$ мкм.

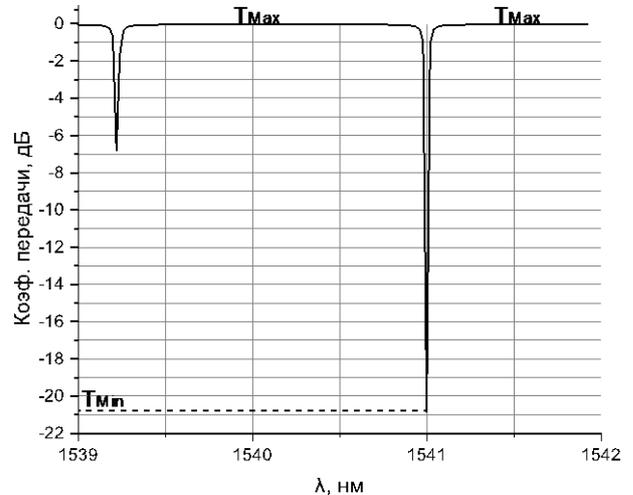


Рис. 2. АЧХ кольцевого резонатора с параметром $W_0 = 200$ мкм

На рис. 2 T_{max} и T_{min} – максимумы и минимумы пика АЧХ на длине волны $\lambda = 1541$ нм.

Для анализа АЧХ резонаторов была написана программа, вычисляющая свободный спектральный диапазон (FSR) – расстояние между резонансными пиками, полуширину пиков (FWHM) и добротность резонатора по известным аналитическим выражениям [1010]. FSR по АЧХ с рис. 2 составила 113,55 ГГц, FWHM на длине волны $\lambda = 1541$ нм составило 5,12 ГГц, а добротность составила $7,59 \cdot 10^4$.

Также были рассчитаны параметры t и α резонатора по формуле [5]

$$(t, \alpha) = \sqrt{A/B} \pm \sqrt{A/B - A}, \quad (2)$$

где

$$A = \frac{\cos(\pi/F)}{1 + \sin(\pi/F)}, \quad (3)$$

$$B = 1 - \left[\frac{1 - \cos(\pi/F)}{1 + \cos(\pi/F)} \right] \cdot \frac{1}{ER}, \quad (4)$$

где F – «изящность» резонатора, вычисляемая по формуле

$$F = \frac{\text{FSR}}{\text{FWHM}}, \quad (5)$$

ER – коэффициент экстинкции резонатора, вычисляемый по формуле:

$$ER = T_{\max} / T_{\min}. \quad (6)$$

Корни уравнения (2) для пика на длине волны 1541 нм составили 0,9736 и 0,9684. Для того чтобы определить, к какому коэффициенту какой корень относится, повторим расчёты для конфигураций с

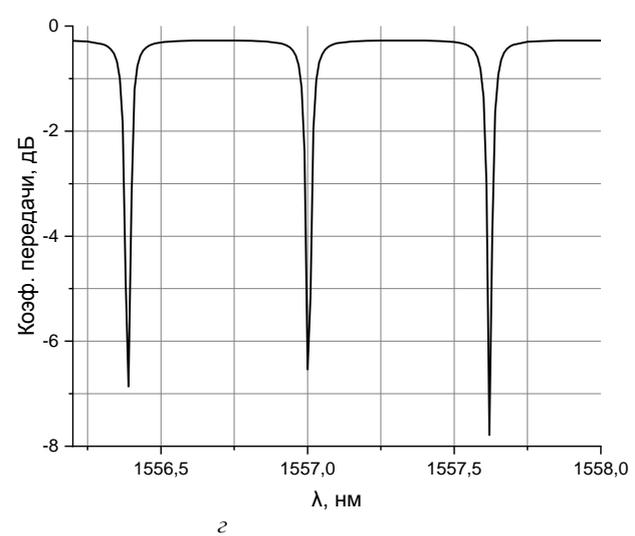
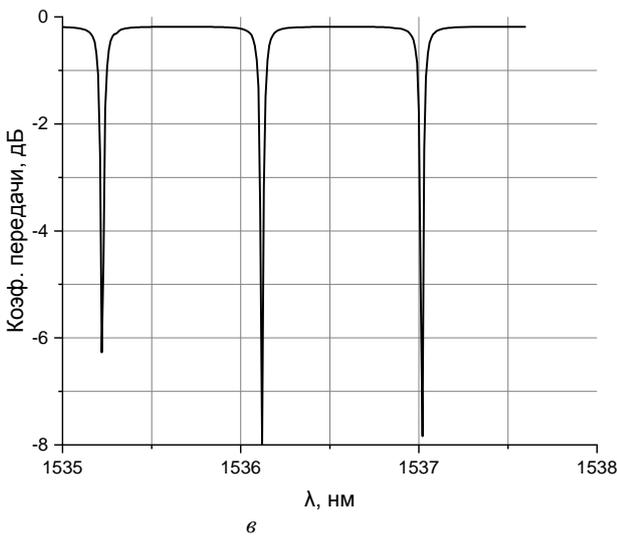
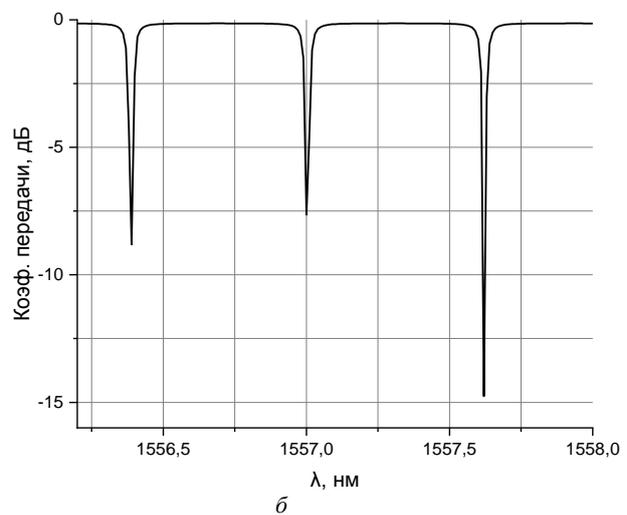
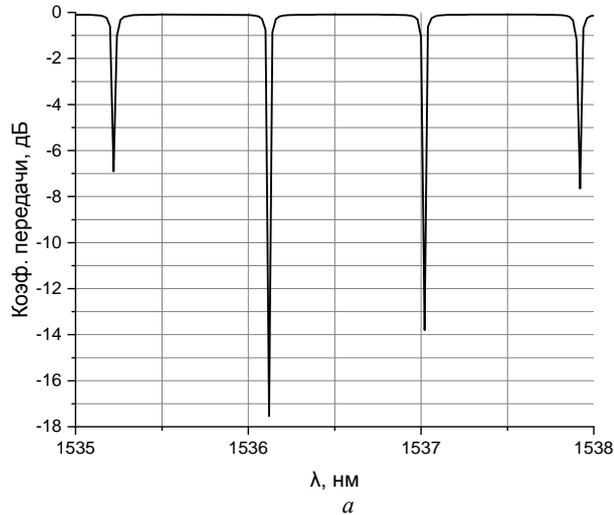


Рис. 3. АЧХ дополнительных кольцевых резонаторов:

$a - W_0 = 400$ мкм ($k = k_1$); $б - W_0 = 600$ мкм ($k = k_1$); $в - W_0 = 400$ мкм ($k = k_2$); $г - W_0 = 600$ мкм ($k = k_2$)

Исходя из того, что во всех случаях повторяется корень, примерно равный 0,96, разумно предположить, что этот корень связан с величиной t , которая не зависит от длины кольца резонатора. Вместе с тем по расчётам видно, что величина других корней уменьшается с увеличением длины резонаторов. Пересчитаем величины этих корней в потери по формуле [10]

$$\alpha_{\text{дБ}} = \frac{-2 \cdot 10^5 \cdot \log_{10}(\alpha)}{L[\text{мкм}]}, \quad (7)$$

где L – длина устройства.

параметром $W_0 = 400$ и 600 мкм. АЧХ дополнительных резонаторов представлена на рис. 3.

Для АЧХ на рис. 3, a : FSR 114,14 ГГц, FWHM составил 6 ГГц, а добротность составила $6,5 \cdot 10^4$. Корни уравнения (2) для пика около $\lambda = 1536$ нм составили 0,9649 и 0,9542.

Для АЧХ на рис. 3, $б$ FSR составило 76,64 ГГц, FWHM составило 4,42 ГГц, а добротность составила $8,76 \cdot 10^4$. Корни уравнения (2) для пика около $\lambda = 1557,8$ нм составили 0,9634 и 0,9472. В то же время для пика около $\lambda = 1557$ нм корни составили 0,9668 и 0,9204.

Для АЧХ на рис. 3, a потери составляют $-3,1374$ дБ/см, по формуле (1) расчётное значение потерь для этого пика составляет $-2,961$ дБ/см. Для АЧХ на рис. 3, $б$ среднее значение потерь составляет $-3,0962$ дБ/см: для пика $\lambda = 1557$ нм $\alpha_{\text{дБ}} = -3,7446$ дБ/см ($-3,019$ дБ/см по формуле (1)), а для пика около $\lambda = 1557,8$ нм $\alpha_{\text{дБ}} = -2,4479$ дБ/см ($-3,022$ дБ/см по формуле (1)). Отклонение расчётных значений от заложенных при выборе мнимой части показателя преломления k может быть обусловлено тем, что величина шага развертки АЧХ $\Delta\lambda = 10$ пм недоста-

точно для расчёта потерь с большей точностью, особенно для резонансных пиков с более маленьким FWHM.

Проведем аналогичный анализ АЧХ с рис. 3, в, г. Величина FSR осталась та же, при этом FWHM увеличился до 6,9 ГГц в случае рис. 3, в и до 7,1 ГГц – на рис. 3, г. Вместе с тем значительно уменьшился коэффициент экстинкции. Корни уравнения (2) для пика $\lambda = 1536$ нм на рис. 3, в составляют 0,9719 и 0,9348. А для пика $\lambda = 1557,6$ нм на рис. 3, г составляют 0,9599 и 0,9044. Из корней уравнения можно сделать вывод, что при заложенном уровне потерь коэффициент t составляет величину, меньшую, чем α (0,9348 в случае $W_0 = 400$ мкм и 0,9044 в случае $W_0 = 600$ мкм). Когда t меньше, чем α , резонатор не входит в критический режим работы, следовательно, невозможно обеспечить высокую экстинкцию. Оценка потерь для АЧХ с $k = k_2$ составляют 1,91 и 1,84 дБ/см. Отклонение рассчитанных величин потерь от заложенных обусловлено малой величиной коэффициента t [10]. Для получения более точных оценок величины потерь в волноводах с $k = k_2$ требуется пересмотреть величину параметра L_{DC} , поскольку для обеспечения критического режима работы резонатора должно выполняться условие $t \approx \alpha$.

Таким образом, было проведено численное моделирование оптических кольцевых резонаторов для измерения оптических потерь в волноводах на основе SiN. К основным выводам можно отнести то, что наибольшее влияние на точность оценки оптических потерь в кольцевых резонаторах аналитическими методами оказывает шаг по частоте, с которым получена АЧХ резонатора. Также было продемонстрировано, что для корректной оценки оптических потерь в кольцевых резонаторах аналитическими методами требуется обеспечить критический режим работы резонатора (когда $t \approx \alpha$).

Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (тема № FEWM-2022-0004 «Исследование и разработка способов изготовления интегральных оптических волноводов и элементов на их основе»).

Литература

1. Xiang C. Silicon nitride passive and active photonic integrated circuits: trends and prospects / C. Xiang, W. Jin, J.E. Bowers // *Photonics Res.* – 2022. – Vol. 10, No. 6. – P. A82.

2. Wu Z. et al. Submilliwatt Silicon Nitride Thermo-Optic Modulator Operating at 532 nm // *Photonics*. MDPI. – 2024. – Vol. 11, No. 3. – P. 213.

3. Hunsperger R.G. *Integrated Optics: Theory and Technology*. – 2009. – 513 p.

4. Bitincka E. On-wafer optical loss measurements using ring resonators with integrated sources and detectors / E. Bitincka, G. Gilardi, M.K. Smit. On-wafer optical loss measurements using ring resonators with integrated sources and detectors // *IEEE Photonics Journal*. – 2014. – Vol. 6, No. 5. – PP. 1–12.

5. Extracting coupling and loss coefficients from a ring resonator / W.R. McKinnon, D.-X. Xu, C. Storey, E. Post, A. Densmore, A. Delage, P. Waldron, J.H. Schmid, S. Janz // *Optics express*. – 2009. – Vol. 17, No. 21. – P. 18971–18982.

6. Wavelength-dependent model of a ring resonator sensor excited by a directional coupler / A. Delage, D.X. Xu, R.W. McKinnon, E. Post, P. Waldron, J. Lapointe, C. Storey, A. Densmore, S. Janz, B. Lamontagne, P. Cheben, J.H. Schmid // *Journal of Lightwave Technology*. – 2009. – Vol. 27, No. 9. – PP. 1172–1180.

7. Ultrahigh-Q silicon racetrack resonators / L. Zhang, L. Jie, M. Zhang, Y. Wang, Y. Xie, Y. Shi, D. Dai // *Photonics Research*. – 2020. – Vol. 8, No. 5. – PP. 684–689.

8. Broadband mid-infrared frequency comb generation in a Si₃N₄ microresonator / K. Luke, Y. Okawachi, M.R.E. Lamont, A.L. Gaeta, M. Lipson // *Optics letters*. – 2015. – Vol. 40, No. 21. – PP. 4823–4826.

9. Malitson I.H. Interspecimen comparison of the refractive index of fused silica // *Josa*. – 1965. – Vol. 55, No. 10. – PP. 1205–1209.

10. Ultrahigh-quality-factor silicon-on-insulator microring resonator / J. Niehusmann, A. Vörckel, P.H. Bolivar, T. Wahlbrink, W. Henschel, H. Kurz // *Optics letters*. – 2004. – Vol. 2, No. 24. – PP. 2861–2863.

Кузнецов Игорь Викторович

Магистрант ПИШ ТУСУРа,
инженер лаб. фотонных интегральных схем
Эл. почта: igor.v.kuznetsov@tusur.ru

Мырзахметов Аян

Аспирант каф. СВЧ и КР ТУСУРа,
инженер лаб. фотонных интегральных схем
Эл. почта: aian.myrzakhmetov@tusur.ru

Перин Антон Сергеевич

Канд. техн. наук, доцент ПИШ,
зав. лаб. фотонных интегральных схем
Эл. почта: anton.s.perin@tusur.ru

А.С. Мырзахметов, И.В. Кузнецов, А.С. Перин, Д.М. Моховиков

Исследование зависимости добротности микрокольцевого резонатора от параметров осаждения тонких пленок нитрида кремния

Представлены результаты исследования зависимости добротности микрокольцевого резонатора от параметров плазмохимического (ПХО) осаждения тонкой пленки нитрида кремния (SiN). Была получена зависимость показателя преломления SiN от мощности источника емкостно-связанной плазмы (ЕСП) при осаждении SiN. Была исследована зависимость добротности резонатора от показателя преломления сердцевины волновода и радиуса кольца. Добротность резонатора растет с увеличением радиуса кольца, а также с увеличением показателя преломления материала.

Ключевые слова: микрокольцевой резонатор, нитрид кремния, показатель преломления, добротность.

Микрокольцевые резонаторы являются одними из ключевых элементов фотонных интегральных схем (ФИС), которые позволяют эффективно модулировать, фильтровать и усиливать оптический сигнал. Фотонные устройства на основе микрокольцевых резонаторов востребованы в таких прикладных областях, как системы связи, датчики, генераторы оптического излучения и квантовые вычисления [1, 2]. Резонаторы, фильтры и модуляторы обеспечивают фильтрацию и преобразование спектров с высокой точностью и стабильностью, что особенно важно для мультиплексирования в системах с плотным спектральным разделением каналов [3]. Это позволяет резко повысить пропускную способность оптических сетей связи и снизить энергопотребление, что уменьшает конечную стоимость.

Характеристики устройств на основе микрокольцевых резонаторов напрямую зависят от параметра добротности резонатора Q . Добротность определяет уровень потерь оптического сигнала в резонаторе и, следовательно, степень резонансных эффектов. Чем выше добротность, тем лучше резонатор удерживает свет внутри кольцевой структуры. Для практического применения это означает более узкие спектральные линии, меньшие потери и более высокую чувствительность к внешним воздействиям [4].

На данный момент популярной платформой для создания микрокольцевых резонаторов является нитрид кремния (SiN), структуры на котором сочетают в себе низкие оптические потери и широкое окно пропускания [5]. Пленки SiN с наименьшими вносимыми потерями формируются методом плазмохимического осаждения (ПХО) в индуктивно связанной плазме (ИСП), так как данный метод позволяет очень точно контролировать выходные оптические параметры диэлектрических структур [6]. Также важным преимуществом SiN является его совместимость с кремниевой платформой [7].

Исследования оптических свойств SiN указывают на зависимость показателя преломления от условий осаждения тонких пленок [8]. Изменение параметров осаждения может привести к варьированию плотности пленки, содержания примесей и микроструктуры, что непосредственно сказывается

на величине показателя преломления. При этом недостаточно тщательно подобранные параметры осаждения могут привести к отклонению оптического контраста волноводов от ожидаемых значений, что может сказаться на распределении поля внутри волновода и, соответственно, повлиять на величину оптических потерь на изгибах и связь между кольцом резонатора и волноводом ввода-вывода, что, в свою очередь, может сказаться на добротности резонатора [9].

Целью настоящей работы является исследование зависимости добротности микрокольцевого резонатора от параметров осаждения тонких пленок нитрида кремния. Данное исследование позволит выявить оптимальные условия осаждения, обеспечивающие максимальную добротность микрокольцевых фильтров на основе нитрида кремния, что является критически важным для повышения эффективности и надежности фотонных устройств.

Осаждение тонких пленок SiN

Для оценки показателя преломления пленок SiN, синтезированных при различных параметрах ПХО, были подготовлены 5 пластин кремния (Si). Рабочие пластины помещались в раствор диметилформамида для удаления органических загрязнений при температуре 150 °C в течение 20 мин, после чего проводилась обработка в изопропиловом спирте при температуре 25 °C в течение 5 мин, после чего производилась сушка в атмосфере азота.

Далее проводилось ПХО на установке STEICP200D, при этом задавались параметры процесса осаждения, такие как скорость потока газа (моносилана SiH₄, закись азота N₂O и чистый азот N₂); мощность источника ИСП; мощность источника емкостно-связанной плазмы (ЕСП); давление в камере; температура в камере.

Параметры осажденных пленок

Была осаждена пленка SiO₂ толщиной 2 мкм и пленка SiN толщиной 0,35 мкм. Параметры осаждения представлены в таблице.

Для определения показателя преломления образцов пленок SiN был использован метод, основанный на призмном вводе излучения в планарный волновод на установке Metricon2010/M. Зависимость

показателя преломления пленки SiN от параметров осаждения представлены на рис. 1.

Параметры ПХО

ПХО SiO ₂ (давление 1,7 Па и температура 300 °С)				
№	SiH ₄ , см ³ /мин	N ₂ O, см ³ /мин	Мощность источника ИСП, Вт	Мощность источника ЕСП, Вт
1–5	120	20	600	0
ПХО SiN (давление 3,6 Па и температура 270 °С)				
№	SiH ₄ , см ³ /мин	N ₂ , см ³ /мин	Мощность источника ИСП, Вт	Мощность источника ЕСП, Вт
1	170	5,5	600	0
2				25
3				50
4				75
5				100

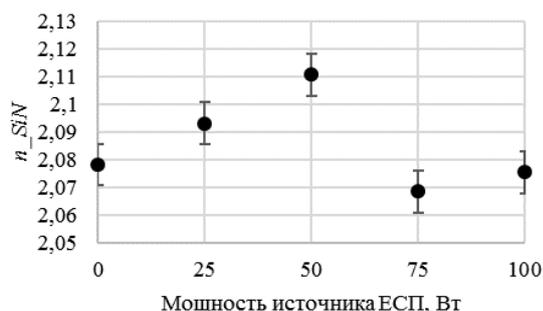


Рис. 1. Зависимости показателя преломления осажденных пленок SiN от мощности источника ЕСП при $\lambda = 1,55$ мкм

Проектирование микрокольцевого резонатора

Микрокольцевой резонатор представляет собой фотонное устройство, состоящее из замкнутого кольцевого волновода, в котором свет распространяется в режиме многократного полного внутреннего отражения, и прямого волновода, в котором распространяется широкополосный оптический сигнал (рис. 2, а). Основными параметрами кольцевого резонатора являются добротность Q и полоса пропускания на резонансной длине волны λ_m , определяемая как ширина резонансной кривой по половинному уровню мощности ($FWHM$) в окрестности значения λ_m (рис. 2, б).

К факторам, которые влияют на величину добротности, можно отнести: эффективность оптической связи между кольцом резонатора и волноводом ввода-вывода и потери в кольце резонатора, которые можно разделить на потери, связанные с поглощением материала, и потери на изгибах волноводов. В целях упрощения задачи и в связи с отсутствием экспериментальных данных потери, связанные с поглощением, в данной работе учитываться не будут. Добротность определяет эффективность устройства в таких приложениях, как спектральная фильтрация и усиление [1]

$$Q = \frac{\lambda_m}{FWHM} \quad (1)$$

Для моделирования распространения излучения в микрокольцевом резонаторе использовался метод

3D-FDTD (англ. finite difference time domain – метод конечных разностей во временной области) при условии точности расчетной сетки 10 узлов сетки на единицу длины волны. Метод FDTD, основанный на решениях векторных трехмерных уравнений Максвелла, использовался для моделирования распространения электромагнитного излучения во временном диапазоне.

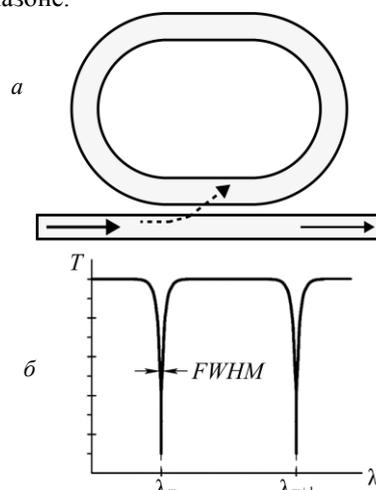


Рис. 2. Схема микрокольцевого резонатора (а) и спектр пропускания на выходе прямого волновода (б)

Параметры и схема волноводной структуры, собранной в специализированном САПР, представлены на рис. 3. Ширина кольцевого и прямого волновода W из SiN равнялась 1,4 мкм, а высота $H = 0,16$ мкм. Толщина буферного слоя и оболочки из SiO₂ задана 5 мкм. Данная конфигурация волноводной структуры была выбрана в соответствии с рекомендациями авторов работы [10] для волноводов из SiN, полученных методом ПХО в ИСП. В работе показано, что волноводы на основе SiN с высотой от 0,15 до 0,4 мкм обладают потерями порядка 0,11–1,45 дБ/см.

Длина взаимодействия L_{ds} была установлена как 50 мкм, расстояние между кольцевым и прямым волноводами gap равно 0,5 мкм. На рис. 4 представлен результат расчета распределения электрического поля в поперечном сечении волновода при длине волны 1550 нм. Показатель преломления SiO₂ был принят равным 1,444.

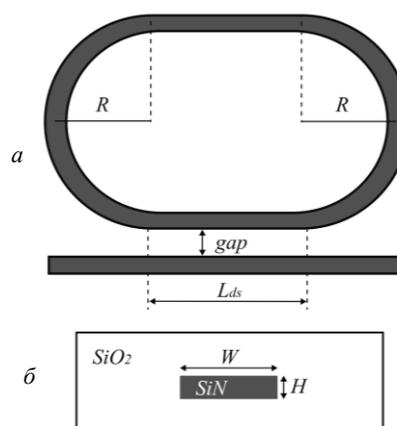


Рис. 3. Схема модели микрокольцевого резонатора – а; профиль волноводной структуры – б

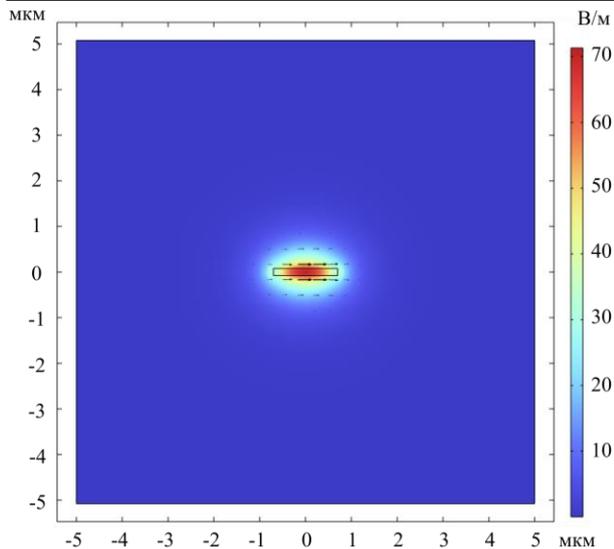


Рис. 4. Распределение фундаментальной волноводной моды в поперечном сечении волновода при длине волны 1550 нм (черными стрелками указано направление вектора напряженности электрического поля)

В отличие от планарного, в прямоугольном волноводе формируется не чисто ТЕ- или ТМ-мода. Вместо этого возникают гибридные моды, у которых составляющие вектора напряженности электрического и магнитного полей имеют компоненты как в продольном, так и в поперечном направлениях. При расчете распространения фундаментальной моды E_{11}^x в указанной конструкции волноводной структуры определено, что соотношение ТЕ/ТМ компонент равняется соответственно 98,21 / 96,12%. Такая высокая доля означает, что подавляющая часть энергии сосредоточена в поперечных компонентах поля.

Также, помимо фундаментальной моды, в волноводной структуре возможно существование моды E_{21}^x . Однако её влияние на распределение энергии значительно меньше (на это указывает комплексная часть эффективного показателя преломления: $1,4623 - 0,0001i$), что делает основной вклад фундаментальной моды наиболее устойчивым и эффективным для расчёта.

Результаты исследования

Было проведено исследование зависимости добротности кольцевого резонатора от радиуса R и показателя преломления n_{SiN} . Радиус R изменялся в диапазоне от 80 до 90 мкм с шагом 0,5 мкм. Полученная зависимость представлена на рис. 5. Представленные значения добротности Q являются средним арифметическим от значений добротности Q , рассчитанной при помощи уравнения (1) в резонансных пиках в диапазоне длин волн 1,525–1,575 мкм.

Наличие «провалов» в кривых на рис. 5 объясняется возникающими при расчётах ошибками, связанными с тем, что расчётная сетка имеет конечные размеры.

Выводы

Мощность источника ЕСП при ПХО тонких пленок влияет на показатель преломления пленки

SiN. Для длины волны 1,55 мкм показатель преломления SiN равен 2,0782, 2,0932, 2,1107, 2,0685 и 2,0755 при мощности источника ЕСП 0, 25, 50, 75 и 100 Вт соответственно, при прочих равных параметрах процесса осаждения. Исследование зависимости добротности от показателя преломления сердцевин прямого и кольцевого волноводов показало, что с увеличением его значения добротность при одной и той же геометрии резонатора возрастает.

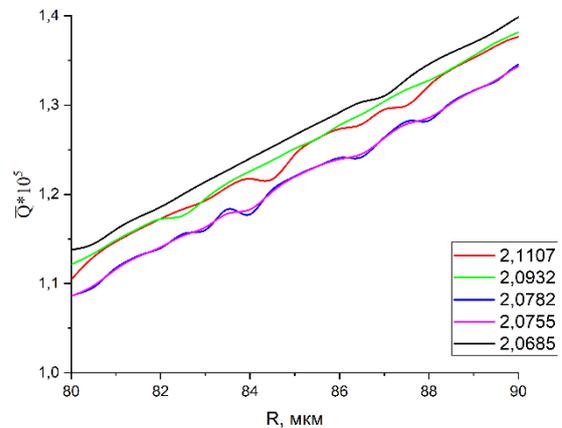


Рис. 5. Зависимость добротности микрокольцевого резонатора Q от радиуса R при различных показателях преломления SiN

Таким образом, варьируя параметры процесса осаждения, можно получать пленки SiN с контрастными показателями преломления до 0,04. Из представленных данных наиболее оптимальные параметры ПХО в ИСП для получения пленок SiN, предназначенных для микрокольцевых резонаторов, следующие: мощность ИСП – 600 Вт; мощность ЕСП – 50 Вт; давление в камере – 3,6 Па; температура в камере – 270 °C.

Планируются дальнейшие исследования, направленные на более детальное изучение влияния параметров осаждения на характеристики пленок SiN, в том числе на потери при распространении излучения в волноводах. Эти исследования позволяют оптимизировать процесс осаждения для минимизации потерь и улучшения характеристик фотонных устройств, таких как микрокольцевые резонаторы.

Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (тема № FEWM-2022-0004 «Исследование и разработка способов изготовления интегральных оптических волноводов и элементов на их основе»).

Литература

1. Bogaerts W. et al. Silicon microring resonators // *Laser Photon. Rev.* – 2012. – Vol. 6, No. 1. – PP. 47–73.
2. Xiao S. et al. Compact silicon microring resonators with ultra-low propagation loss in the C band // *Opt. Express.* – 2007. – Vol. 15, No. 22. – P. 14467.
3. Xiang C., Jin W., Bowers J.E. Silicon nitride passive and active photonic integrated circuits: trends and prospects // *Photonics Res.* – 2022. – Vol. 10, No. 6. – P. A82.
4. Hunsperger R.G. Losses in Optical Waveguides // *Integrated Optics.* – New York, NY: Springer New York, 2009. – PP. 107–128.

5. Blumenthal D.J. et al. Silicon Nitride in Silicon Photonics // Proc. IEEE. – 2018. – Vol. 106, No. 12. – PP. 2209–2231.

6. Controlling of Chemical Bonding Structure, Wettability, Optical Characteristics of SiCN:H (SiC:H) Films Produced by PECVD Using Tetramethylsilane and Ammonia Mixture / E. Ermakova et al. // Coatings. – 2023. – Vol. 13, No. 2. – P. 310.

7. Subramanian A.Z. et al. Silicon and silicon nitride photonic circuits for spectroscopic sensing on-a-chip [Invited] // Photonics Res. – 2015. – Vol. 3, No. 5. – P. B47.

8. Bredemeier D. et al. Impact of silicon nitride film properties on hydrogen in-diffusion into crystalline silicon // Proc 36th Eur. Photovolt. Sol. Energy Conf. – 2019. – PP. 112–115.

9. Zeng D. et al. Demonstration of Ultra-High-Q silicon microring resonators for nonlinear integrated photonics // Micromachines. – 2022. – Vol. 13, No. 7. – P. 1155.

10. Muñoz P. et al. Silicon nitride photonic integration platforms for visible, near-infrared and mid-infrared applications // Sensors. – 2017. – T. 17, No. 9. – P. 2088.

Мырзахметов Аян

Инженер лаб. фотонных интегральных схем ТУСУРа
Эл. почта: aian.myrzakhmetov@tusur.ru

Кузнецов Игорь Викторович

Магистрант ПИШ, инженер лаб. фотонных интегральных схем ТУСУРа
Эл. почта: igor.v.kuznetsov@tusur.ru

Перин Антон Сергеевич

Канд. техн. наук, доцент, доцент ПИШ,
зав. лаб. фотонных интегральных схем ТУСУРа
Эл. почта: anton.s.perin@tusur.ru

Моховиков Денис Максимович

Инженер лаб. фотонных интегральных схем ТУСУРа
Эл. почта: denis.m.mokhovikov@tusur.ru

Секция 8

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

*Председатель – Семенов Валерий Дмитриевич, проф.,
зам. зав. каф. ПрЭ по НР, к.т.н.*

УДК 621.397.335

К.А. Ахтырский, В.А. Кабиров, В.Д. Семенов

Реализация протокола РТР на микроконтроллере для синхронизации устройств в составе цифровой подстанции

Рассмотрены решения для синхронизации устройств в составе цифровой подстанции. Рассмотрены достоинства и недостатки протокола синхронизации РТР с профилем Power Utility Profile, разработанного для электроэнергетики. Предложена реализация протокола РТР на микроконтроллере STM32F429 для достижения точности синхронизации устройств на уровне ± 1 мкс, что соответствует требованиям стандарта МЭК 61850. Проведены экспериментальные испытания, подтвердившие точность синхронизации микроконтроллеров по протоколу РТР с отклонением не более ± 200 нс.

Ключевые слова: РТР, цифровая подстанция, синхронизация, МЭК 61850, микроконтроллер, STM32.

Одним из существенных недостатков традиционных электрических подстанций является необходимость прокладки большого количества проводов для обеспечения передачи сигналов управления оборудованием и мониторинга его состояния. Это влечет за собой сложности монтажа сигнальных проводов и их обслуживания при обеспечении бесперебойной работы подстанции. Кроме того, модернизация таких подстанций, внедрение новых функций и технологий требует больших финансовых и временных затрат. Развитие цифровых технологий стимулирует процесс перехода отрасли к «цифровой энергетике». Этот переход повлек за собой появление нового типа электрических подстанций – цифровых подстанций [1–3].

Преимущества цифровых подстанций

В отличие от традиционных в цифровых подстанциях реализуется высокий уровень автоматизации управления технологическими процессами, что подразумевает наличие множества микропроцессорных терминалов, осуществляющих управление системами релейной защиты и автоматики (РЗА), системами контроля качества электроэнергии, системами мониторинга технического состояния оборудования подстанции и др.

Обмен данными между терминалами управления и оборудованием подстанции осуществляется с помощью волоконно-оптических линий связи с помощью стандартизированных интерфейсов (например, Ethernet), что существенно сокращает количество кабелей и упрощает инфраструктуру. Использование микропроцессорных терминалов позволяет обеспечить быструю обработку данных, диагностировать неисправности и выявлять потенциальные риски. Благодаря применению стандартизированных интерфейсов и протоколов передачи данных, цифровая подстанция легко модернизируется в нее интегрируются новые цифровые системы энергосетей и автоматизации [4].

В России управление работой цифровых подстанций осуществляется на основе стандартов серии МЭК 61850 [5]. Данный стандарт принят для того, чтобы упорядочить разрозненные решения производителей оборудования энергосетей, включая устройства РЗА и системы передачи данных. Данный стан-

дарт регламентирует не только способ передачи данных между устройствами в составе подстанции, но и закрепляет требования к описанию электрических систем на всех уровнях от уровня всей системы цифровой подстанции до конфигурации отдельных терминалов РЗА.

Согласно корпоративному профилю МЭК 61850 ПАО «ФСК ЕЭС», в системах коммерческого учета электроэнергии, а также при реализации функций РЗА устройства в составе цифровой подстанции должны быть синхронизированы друг с другом с точностью не хуже ± 1 мкс. Необходимость в такой точности синхронизации обусловлена тем, что погрешность синхронизации между устройствами измерения и устройствами обработки и контроля информации вызывает отклонение между полученными и реальными значениями векторов (тока, напряжения). Так, при предельно допустимой погрешности синхронизации в 6 мкс расхождение между реальным и измеренным значениями векторов будет составлять 5 уг. мин 28,8 уг. с.

Анализ протоколов синхронизации

Среди существующих протоколов синхронизации времени на вычислительных устройствах наиболее популярным в настоящее время является Network Time Protocol (NTP), созданный для синхронизации внутренних часов вычислительных устройств с использованием сетей с переменной задержкой [6]. Наиболее широкое применение данный протокол находит для синхронизации серверов точного времени. Однако точность синхронизации устройств при использовании данного протокола достигает лишь 10 мс при работе через сеть Интернет и до 0,2 мс внутри локальных сетей. Такая точность синхронизации не удовлетворяет требованиям, установленным стандартом МЭК 61850.

Решением проблемы точности синхронизации является применение протокола синхронизации времени Precision Time Protocol (PTP) с профилем Power Utility Profile, разработанным специально для нужд электроэнергетики [7]. Использование данного протокола позволяет достичь точности синхронизации устройств в локальных сетях менее 1 мкс, что удовлетворяет требованиям стандарта МЭК 61850. Последняя редакция протокола РТР (РТРv2) описы-

вается стандартом IEEE 1588-2008 [8]. Согласно данному стандарту, все сообщения протокола PTP с профилем Power Utility Profile находятся на канальном уровне сетевой модели OSI [9], что ограничивает работу с данным профилем только локальными

сетями, однако позволяет достичь необходимой точности синхронизации. На рис. 1 представлена схема коммуникационной сети цифровой подстанции, в которой реализована синхронизация устройств по протоколу PTP.

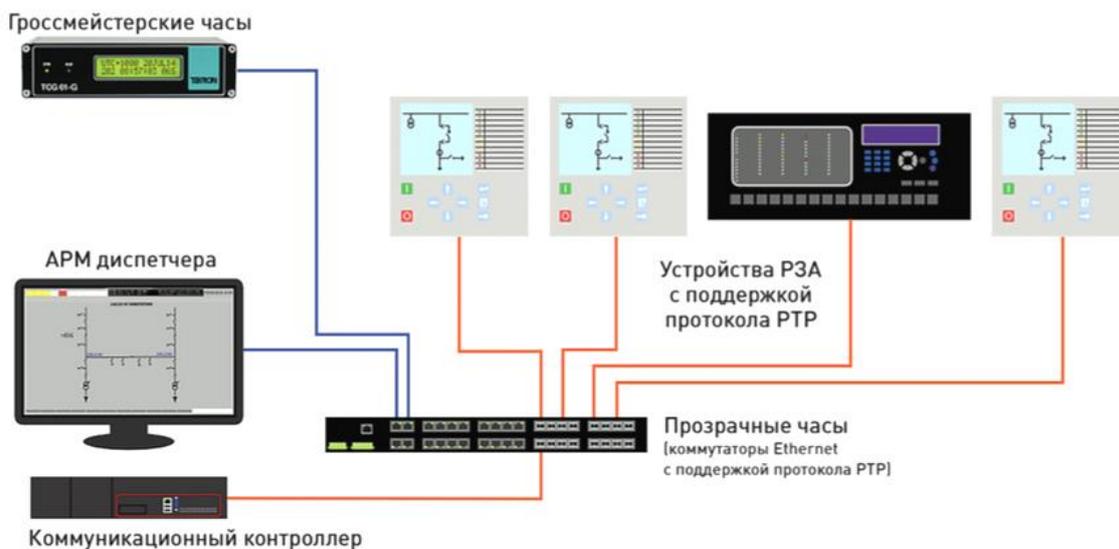


Рис. 1. Топология сети Ethernet на цифровой подстанции с синхронизацией устройств по протоколу PTP

На представленной схеме основным источником данных о времени для синхронизации являются гроссмейстерские часы, оснащенные встроенным приемником сигналов GPS для вычисления точного времени. Данные часы обладают наилучшими характеристиками среди внутренних часов всех остальных устройств на подстанции. Все устройства соединяются между собой через коммутатор Ethernet, который, помимо коммуникационной функции, выполняет функцию прозрачных часов – измеряет время прохождения синхронизационных сообщений через себя и отправляет полученное значение задержки другим устройствам, что позволяет им учесть эту задержку при синхронизации. Вся информация с устройств РЗА поступает на автоматизированное рабочее место (АРМ) диспетчера.

Для того чтобы сохранить синхронизацию между устройствами при отказе гроссмейстерских часов, в системе может быть несколько часов, обладающих высокими характеристиками надежности, которые будут выбраны ведущими (относительно которых будут синхронизировать свои часы остальные устройства в сети) в случае отказа гроссмейстерских.

Высокая точность синхронизации достигается тем, что в сообщениях протокола PTP устройства отправляют друг другу метки времени, полученные на аппаратном уровне прямо перед отправкой сообщения. Требование к возможности проставлять метки времени на аппаратном уровне приводит к значительному удорожанию коммутаторов Ethernet.

На данный момент поддержкой протокола PTP в устройствах РЗА обладают устройства лишь нескольких фирм-производителей (ARIS, Релематика),

причем зачастую это доступно только в качестве дополнительной опции.

Реализация протокола PTP на микроконтроллере STM32

В настоящее время микроконтроллеры являются одним из ключевых компонентов оборудования цифровых подстанций.

Микроконтроллеры серии STM32 обладают аппаратной возможностью проставления временных меток принимаемых и отправляемых по интерфейсу Ethernet сообщений, что позволяет создавать на их базе системы с поддержкой синхронизации времени по протоколу PTP [10].

На сегодняшний день в открытом доступе существуют реализации протокола PTP для микроконтроллеров, однако все они не поддерживают профиль Power Utility Profile, что не позволяет обеспечить с их помощью необходимую точность синхронизации устройств на цифровой подстанции [11–13]. В связи с этим актуальной задачей является реализация протокола PTP с профилем Power Utility Profile на микроконтроллере для достижения с помощью него точности синхронизации устройств не хуже ± 1 мкс, что позволит использовать это решение при разработке устройств для цифровых подстанций.

За основу для реализации протокола PTP на микроконтроллере STM32F429 была взята структура реализации протокола для систем под управлением ОС Linux (PTP daemon, или PTPd). Функции, выполняемые ОС Linux на микроконтроллере, осуществляются с помощью ядра микроконтроллера (Cortex M4) и ОС реального времени FreeRTOS. Выбранная структура представлена на рис. 2.

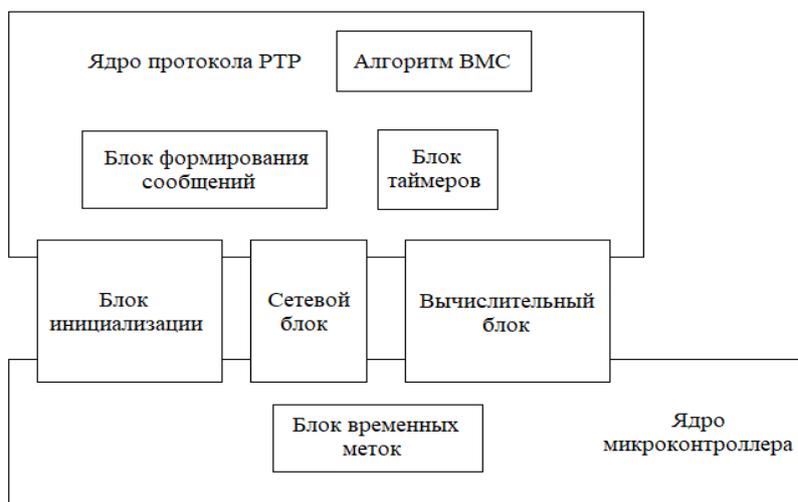


Рис. 2. Структура реализации протокола RTP с профилем Power Utility Profile на микроконтроллере STM32

Компоненты представленной структуры описаны в таблице.

Компоненты структуры реализации протокола RTP

Ядро протокола RTP	Реализует состояния конечного автомата, управляющего протоколом
Алгоритм ВМС (Best Master Clock)	В случае наличия в сети нескольких ведущих часов выбирает из них устройство с наилучшими характеристиками внутренних часов
Блок формирования сообщений	Собирает данные из вычислительного блока, блока временных меток и блока таймеров и формирует из них сообщения формата RTP и передает эти сообщения в сетевой блок
Блок таймеров	Формирует фиксированные временные промежутки между отправкой сообщений формата RTP
Сетевой блок	Организует формирование сетевого соединения устройствами и отправку сообщений RTP с профилем Power Utility Profile через интерфейс Ethernet
Вычислительный блок	Вычисляет значение отклонения ведомых часов от ведущих с помощью данных, полученных в ходе обмена сообщениями между устройствами
Блок инициализации	Задаёт параметры протокола RTP и аппаратных блоков микроконтроллера
Ядро микроконтроллера	Организует аппаратную поддержку микроконтроллером интерфейса Ethernet и формирования временных меток RTP
Блок временных меток	Анализирует принятые и отправленные сообщения и сохраняет временные метки только для сообщений RTP

Экспериментальная проверка и результаты

На основе представленной структуры был разработан программный код для реализации на микроконтроллере STM32F429 ведущих часов и гроссмейстерских часов. Проверка работоспособности программ осуществлялась с помощью двух отладочных плат NUCLEO-F429ZI, соединенных друг с другом

по интерфейсу Ethernet в локальную сеть через коммутатор TP-Link TL-WR842N. Для проверки синхронизации внутренних часов двух плат с каждой из них были выведены сигналы 1 Pulse Per Second (1PPS, 1 импульс в секунду), представляющие собой прямоугольные импульсы с частотой 1 Гц и длительностью 125 мс (параметры данного сигнала определены стандартом IEEE 1588-2008) [8]. Микроконтроллеры генерировали данные импульсы в начале каждой секунды по внутренним часам. Данные сигналы были сняты с помощью осциллографа RIGOL MSO2302. Результаты эксперимента приведены на рис. 3.



Рис. 3. Результаты проверки синхронизации внутренних часов ведущей (нижний импульс) и ведомой (верхний импульс) плат. Масштаб по оси абсцисс – 100 нс в делении, по оси ординат – 2 В в делении

Результаты эксперимента показали, что нарастание сигналов 1PPS на двух устройствах синхронизировано с точностью не хуже ± 200 нс, что укладывается в заданный стандартом МЭК 61850 диапазон точности синхронизации в ± 1 мкс. Полученные результаты могут быть улучшены при использовании в сети коммутатора, обладающего аппаратной поддержкой протокола RTP, так как это позволит учитывать задержки прохождения сообщений через него.

Выводы

Проведенный анализ способов синхронизации устройств в составе цифровой подстанции показал, что использование протокола RTP с профилем Power Utility Profile позволяет достичь необходимой точности синхронизации в пределах ± 1 мкс, что соответствует требованиям стандарта МЭК 61850. Реализация данного протокола на базе микроконтроллера STM32 продемонстрировала высокую точность синхронизации с отклонением не более ± 200 нс, что подтверждено экспериментальными испытаниями. Этот результат позволяет использовать разработанное для микроконтроллера STM32 программное обеспечение при разработке устройств для цифровых подстанций.

Достигнутая точность синхронизации открывает возможности для дальнейшего внедрения микроконтроллеров с аппаратной поддержкой RTP при разработке систем РЗА и устройств мониторинга и контроля для цифровых подстанций.

Литература

1. Головшиков В.О. Цифровая подстанция – основной элемент цифровой электроэнергетической системы // Современные технологии и научно-технический прогресс. – 2019. – Т. 1. – С. 224–225.
2. Лобов Б.Н. Понятие «цифровая подстанция» / Б.Н. Лобов, И.О. Лызарь, В.Э. Левчук // Молодой исследователь Дона. – 2020. – № 3 (24). – С. 49–52.
3. Курьянов В.Н. и др. Цифровые подстанции. Опыт реализации // Наука, образование и культура. – 2018. – № 3 (27). – С. 9–12.
4. Ахмеров А.Г. Цифровые подстанции: преимущества в использовании // Наука, образование, инновации: апробация результатов исследований. – 2020. – С. 93–96.
5. ГОСТ Р МЭК 61850-5–2011. Сети и системы связи на подстанциях.

6. Rytlahti T. et al. Masters of time: An overview of the NTP ecosystem // 2018 IEEE European Symposium on Security and Privacy (EuroS&P). – IEEE, 2018. – С. 122–136.

7. Ингрэм Д. Реализация систем синхронизации времени на основе протокола RTP / Д. Ингрэм, Б. Брайн // Цифровая подстанция. – 2014. – № 1. – С. 22–36.

8. IEEE Standard for a Precision Clock Synchronization Protocol for Networked Measurement and Control Systems – Redline // IEEE Std 1588-2008 (Revision of IEEE Std 1588-2002). – Redline, 24 July 2008. – PP. 1–300.

9. Александров А.А. Роль сетевой модели OSI в построении промышленных сетей // Молодой учёный. – 2016. – Т. 12. – С. 199.

10. Brown G. Discovering the STM32 microcontroller // Cortex. – 2012. – Т. 3, № 34. – С. 64.

11. Lao K. Implementation and analysis of iee 1588 ptp daemon based on embedded system / K. Lao, G. Yan // 2020 39th Chinese Control Conference (CCC). – IEEE, 2020. – PP. 4377–4382.

12. Zhang Z. et al. The application of precision time protocol on EAST timing system // arXiv preprint arXiv:1806.10036. – 2018.

13. Xuan M. Research of distributed acquisition system based on clock synchronization / M. Xuan, F. Yu, Q. Fan // International Conference on Sensors and Instruments (ICSI 2021). – SPIE, 2021. – Vol. 11887. – PP. 476–481.

Ахтырский Кирилл Александрович

Аспирант каф. ПрЭ ТУСУРа
Эл. почта: k.akhtirsky@gmail.com

Кабиров Вагиз Александрович

Канд. техн. наук, гл. инж. ООО «Вип Электроника»
Эл. почта: kva@vipelec.com

Семенов Валерий Дмитриевич

Канд. техн. наук, проф., с.н.с. каф. ПрЭ ТУСУРа
Эл. почта: svd@ie.tusur.ru

К.Ж. Калжанов, В.В. Белоцерковский, В.Д. Семенов

Имитационная модель преобразователя для системы генерации энергии турбодетандерной установкой

Работа посвящена имитационному моделированию преобразователя для системы генерации энергии турбодетандерной установки и направлена на повышение эффективности энергетических процессов рекуперации энергии во внешнюю трехфазную сеть. Моделирование осуществляется с использованием современной программной среды MatLab, что позволяет визуализировать и анализировать динамику работы преобразователей напряжения в различных режимах.

Ключевые слова: инвертор с промежуточным звеном постоянного тока, генерация электроэнергии турбодетандерной установкой, имитационная модель.

Турбодетандерная установка – это комплекс устройств и агрегатов для обработки и охлаждения природного газа и утилизации дополнительной энергии. Ее основными элементами с точки зрения генерации электрической энергии, преобразованной из потенциальной энергии сжатого газа, выделяющейся при его охлаждении, являются собственно турбодетандер и электрический генератор, связанные общим валом.

Турбодетандер – это низкотемпературная газовая турбина для производства «холода». С помощью турбодетандеров понижается давление газа с целью снижения его температуры и одновременно отводится механическая энергия путем преобразования ее в электрическую. Современные тенденции в области электроэнергетики требуют постоянного совершенствования технологий, направленных на повышение эффективности и устойчивости энергетических систем.

Одним из важных направлений в сфере переработки природного газа является разработка и внедрение систем энергогенерации, которые позволяют

направить дополнительную электрическую энергию на «вторичное» использование в промышленную сеть предприятия и при этом значительно улучшить эксплуатационные характеристики турбодетандерных установок и заводов по сжижению природного газа в целом. Разработка и исследование указанных систем генерации электроэнергии является несомненно актуальной задачей, особенно при расширяющемся производстве турбодетандерных установок.

Схема турбодетандерной установки для генерации электрической энергии и передачи ее в сеть

На рис. 1 показана функциональная схема турбодетандерной установки для генерации электрической энергии и передачи ее в промышленную сеть предприятия. Турбодетандер на основе газовой турбины превращает потенциальную энергию газа в механическую работу, которая передается генератору переменного тока, жестко интегрированному с валом турбодетандера, и преобразуется им в электрическую энергию.

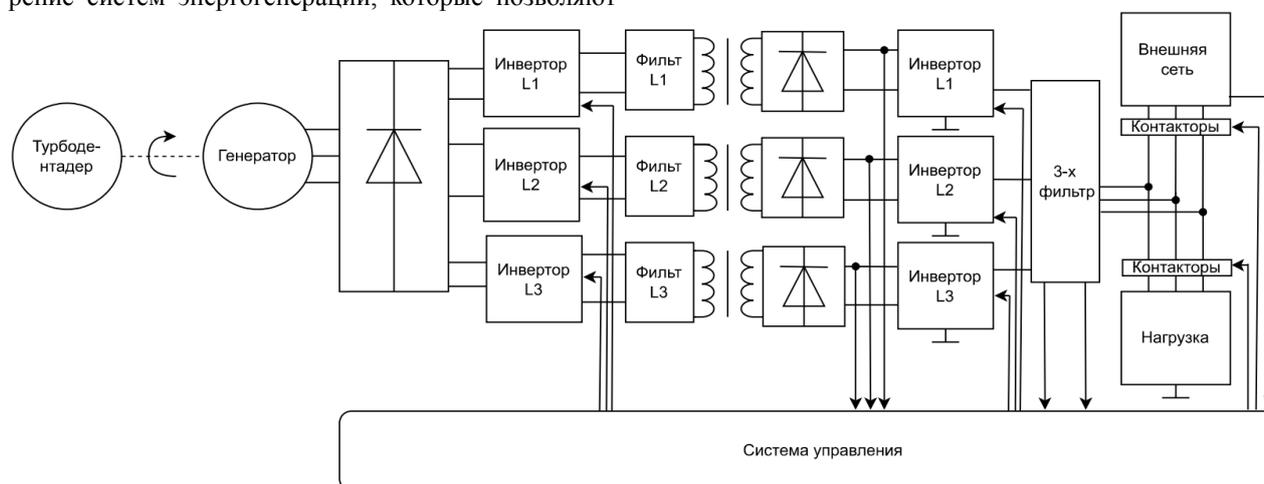


Рис. 1. Функциональная схема преобразователя для системы генерации энергии турбодетандерной установкой

трёхфазное электрическое напряжение, вырабатываемое генератором, подаётся на мостовой выпрямитель. Полученное постоянное напряжение подаётся на блок инверторов с синусоидальным выходным напряжением [2] и через 3-фазный фильтр и далее через контакторы в промышленную сеть

предприятия 380 В, обозначенную на рисунке «Внешняя сеть». Для обеспечения работы турбодетандерной установки при отключении «Внешней сети» в схему введена дополнительная «Нагрузка» в виде активных сопротивлений, коммутируемых дополнительным трёхфазным контактором, способных

поглотить электрическую энергию, вырабатываемую электрическим генератором. Блок инверторов, «Внешняя сеть» и «Нагрузка» управляются с помощью «Системы управления», на которую подается вся необходимая информация от соответствующих датчиков. Особенностью предлагаемой функциональной схемы является то, что блок инверторов выполнен в виде трех однофазных инверторов с промежуточным звеном повышенной частоты. Такое решение позволит обеспечить необходимую гальваническую развязку электрического генератора с внешней сетью без дорогого и тяжелого промышленного трансформатора на 50 Гц.

Целью данной работы является создание имитационной модели преобразователя для системы генерации энергии турбодетандерной установки. В ходе исследования будут рассмотрены основные режимы работы системы рекуперации энергии, генерируемой турбодетандерной установкой во внеш-

нюю цепь. Результаты моделирования помогут выявить и изучить поведение необходимых параметров и характеристик систем рекуперации и преобразователей напряжения и предложить пути их дальнейшего совершенствования.

Имитационная модель преобразователя для системы генерации электроэнергии турбодетандерной установкой

Имитационное моделирование является мощным инструментом для анализа и оптимизации работы таких систем. Оно позволяет исследовать динамику процессов, происходящих в преобразователе, в различных режимах работы и условиях эксплуатации. С помощью современных программных средств моделирования MatLab [1] можно визуализировать поведение системы.

На рис. 2 показана упрощенная электрическая схема однофазного инвертора, предназначенного для генерации синусоидального напряжения фазы L1.

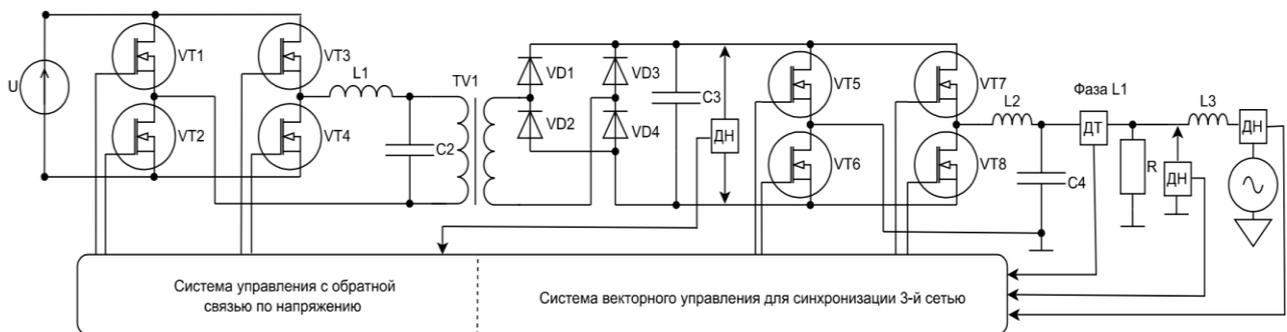


Рис. 2. Упрощенная электрическая схема однофазного инвертора (для фазы L1)

Схема включает в себя инвертор на ключах VT1–VT4; трансформатор TV1 повышенной частоты, который обеспечивает гальваническую развязку и полную изоляцию генератора от внешней трёхфазной сети; мостовой выпрямитель на диодах VD1–VD4; фильтр C3; выходной инвертор синусоидального напряжения на ключах VT5–VT8; выходной фильтр L2C4; дроссель L3 формирования тока внешней сети, а также необходимые датчики напряжения ДН и тока ДТ. Система управления состоит из двух подсистем: системы управления с обратной связью по напряжению, обеспечивающей стабилизацию постоянного напряжения на входе выходного инвертора, и системы векторного управления для синхронизации с 3-фазной сетью, обеспечивающей управление выходным инвертором с целью регулирования амплитуды и фазы тока внешней сети. На начальном этапе для упрощения моделирования входное напряжение инверторов на ключах VT1–VT4, получаемое от электрического генератора и выпрямителя в имитационной модели, заменяем источником постоянного напряжения (U), внешнюю сеть – источником напряжения переменного тока.

Система генерации энергии турбодетандерной установки может работать в двух режимах работы. Первый режим предназначен для работы с внешней трёхфазной сетью и обеспечивает возвращение энергии в сеть. Второй режим работы предназначен

для передачи энергии на автономную нагрузку и использования системы генерации в качестве альтернативного источника для питания внешних систем.

Параметры имитационной модели преобразователя для системы генерации энергии турбодетандерной установки представлены в таблице.

Параметры для имитационной модели

Параметр	Значение
Частота трёхфазной сети, Гц	50
Напряжение трёхфазной сети, В	380±10%
Мощность преобразователя, кВт	15
Частота коммутации, кГц	5
Напряжение генератора, В	380

С учётом параметров, указанных в таблице, была разработана имитационная модель преобразователя для системы генерации энергии, которая отображена на рис. 3.

Генератор переменного напряжения и его 3-фазный мостовой выпрямитель были заменены источниками постоянного напряжения 540 В. Имитационная модель системы векторного управления, используемой в энергогенерирующей установке для согласования напряжения с внешней трёхфазной сетью и регулирования тока во внешней сети, представлена на рис. 4.

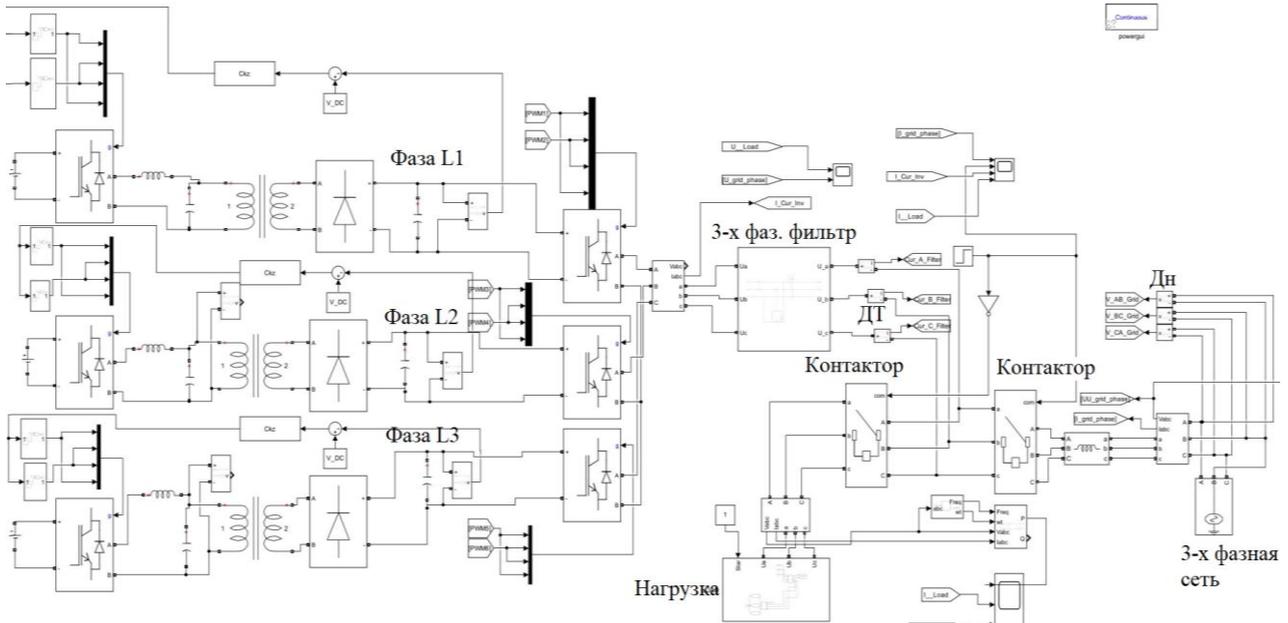


Рис. 3. Имитационная модель преобразователя для системы генерации энергии

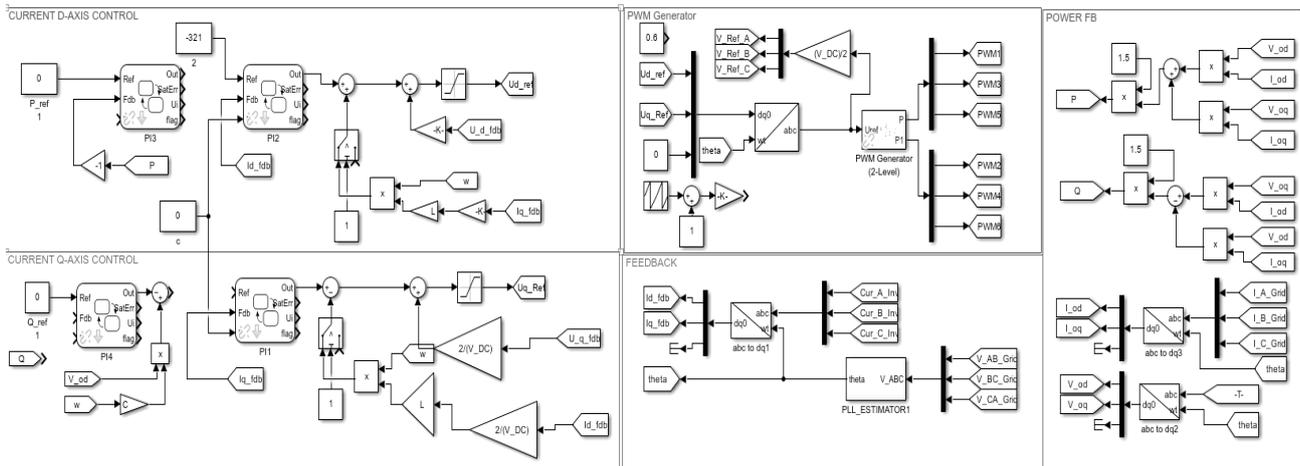


Рис. 4. Модель системы векторного управления, созданная с использованием имитационного моделирования

Испытания имитационной модели и обсуждение результатов

Испытаем имитационную модель системы генерации энергии во втором режиме при ее работе на активную нагрузку. Внешняя сеть в этом режиме отключена системой управления с помощью контактора, а активная нагрузка, соответственно, подключена. Используя блок измерения мощности (Power), с заданной частотой измерения 50 Гц, измеряем активную мощность с учетом того, что при отсутствии реактивных компонентов в нагрузке, реактивная мощность равна нулю. Осциллограммы мощности, напряжения и тока на нагрузке представлены на рис. 5.

Из представленных осциллограмм видно, что после переходного процесса, равного 0,02 с, преобразователь выходит на заданную мощность в 15 кВт как альтернативный источник для питания внешних систем.

Момент переключения контакторов осуществляется с помощью блока (Step) в момент времени 0,08 с, что позволяет системе перейти в первый

режим, при этом активная нагрузка полностью отключается контактором, внешняя сеть подключается другим контактором. Осциллограммы токов 3-фазной сети, момента переключения и токов инвертора и тока нагрузки представлены на рис. 6.

Токи инвертора в момент коммутации остаются непрерывными, и инвертор выдает заданную мощность 15 кВт. Дроссель, включенный после контактора, обеспечивает плавное нарастание тока в 3-фазной внешней сети. Используя блок измерения мощности, получим осциллограммы мощности, напряжений и токов 3-фазной сети, представленные на рис. 7.

Из осциллограммы мощности видно, что в момент переключения на 3-фазную сеть активная мощность плавно передается в сеть. Переходный процесс по реактивной мощности обусловлен наличием дросселя на входе внешней сети. Время переходного процесса по реактивной мощности составляет 0,02 с. Напряжение сети остается при этом неизменным.

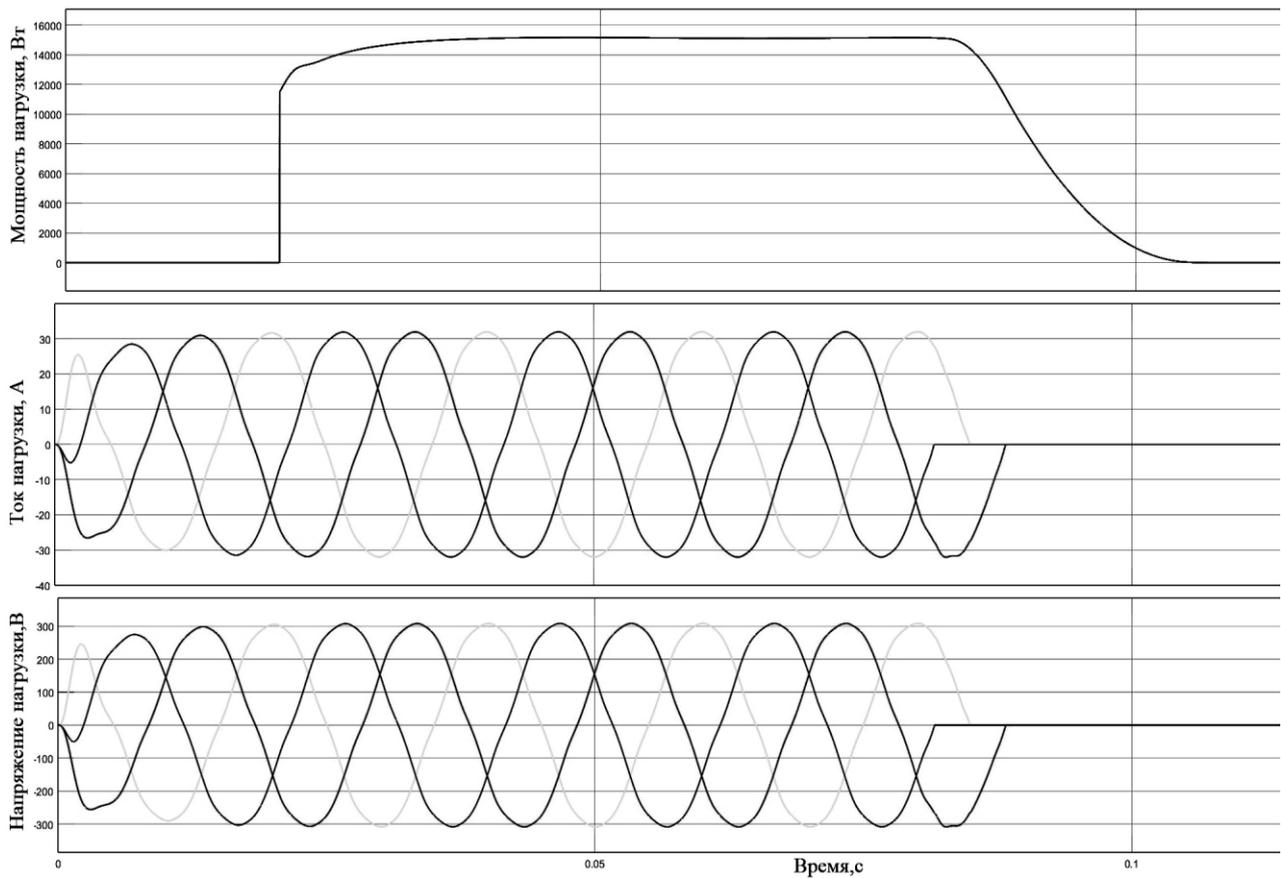


Рис. 5. Осциллограммы активной мощности, напряжения и тока на нагрузке

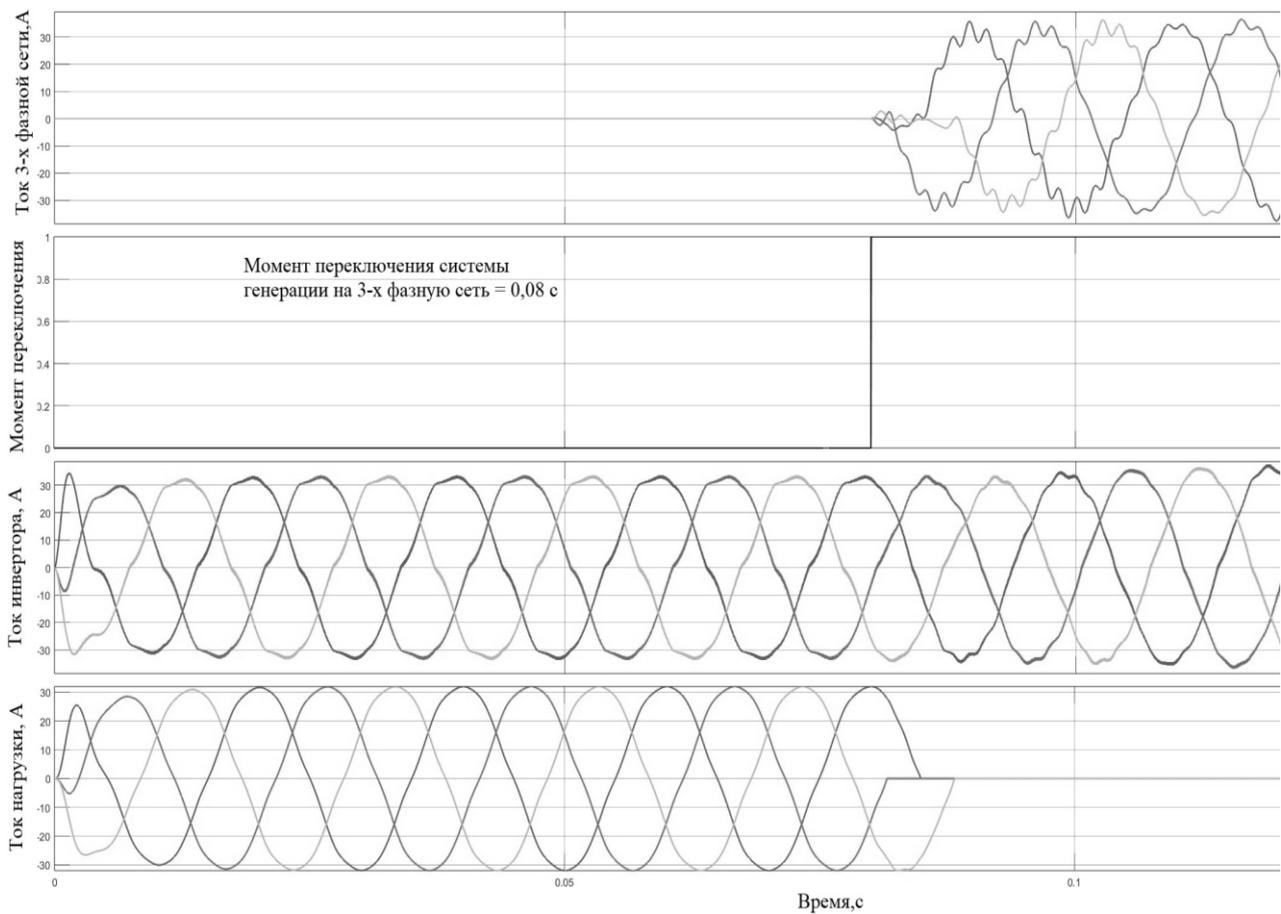


Рис. 6. Осциллограммы токов 3-фазной сети, момента коммутации, токов инвертора и тока нагрузки

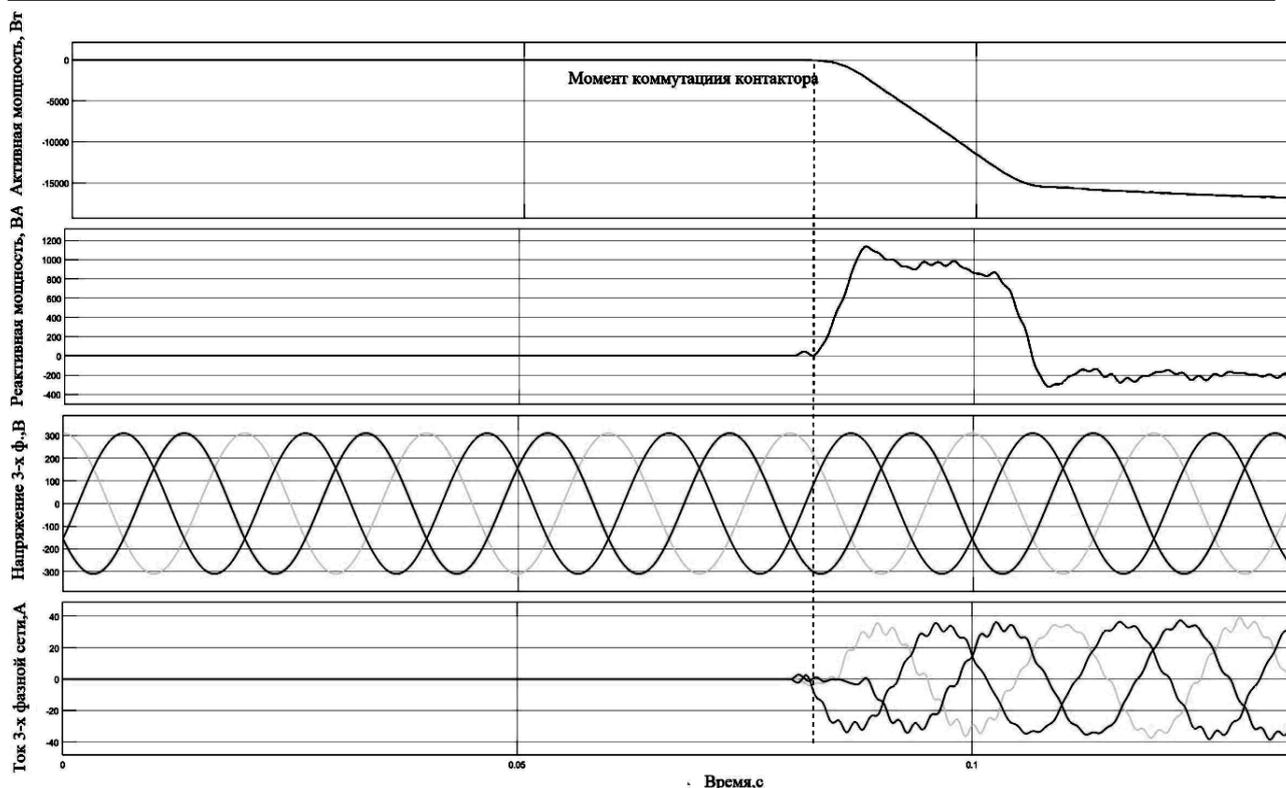


Рис. 7. Осциллограммы мощности, напряжений и токов 3-фазной сети

Заключение

Разработана имитационная модель преобразователя для системы генерации энергии, функционирующей на основе турбодетандерной установки, использующей потенциальную энергию газа. Эта модель предназначена для изучения процессов как при рекуперации энергии во внешнюю трёхфазную сеть, так и при использовании ее в качестве альтернативного источника питания для автономных нагрузок.

Использование преобразователя во втором режиме в качестве альтернативного источника позволяет получить заданную мощность на выходе 15 кВт с формированием выходного синусоидального напряжения частотой 50 Гц.

В момент переключения инвертора на 3-фазную внешнюю сеть он вырабатывает заданный ток, который рекуперировать в сеть через дроссель.

Дальнейшее изучение преобразователя и системы управления позволит избавиться от высших гармоник в токе внешней сети и получить высокое качество выходного тока, улучшить качество электрической энергии и минимизировать потери на переходных процессах.

Литература

1. Дьяконов В.П. MatLab. Полный самоучитель. – М.: ДМК-Пресс, 2012. – 768 с.
2. Богданов Н.Н. Автономные инверторы и преобразователи частоты: учеб. пособие / Н.Н. Богданов и др. – М.: МЭИ, 1977. – 69 с.
3. ГОСТ 13109–97. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения.

Калжанов Кайсар Жуманазарбекулы
 Аспирант каф. ПрЭ ТУСУРа
 Эл. почта: kalzhanov.kajsar@mail.ru

Белоцерковский Вячеслав Владимирович
 Магистрант каф. ПрЭ ТУСУРа
 Эл. почта: belotsekovskiy_vv@mail.ru

Семёнов Валерий Дмитриевич
 Канд. техн. наук, проф. каф. ПрЭ ТУСУРа
 Эл. почта: svd@ie.tusur.ru

А.А. Подоров, М.В. Позднов, А.К. Кудинов, Е.С. Глибин

Структурная проработка системы питания сейсмического источника с линейным приводом

Предложена структурная схема системы питания источника сейсмических волн на линейном синхронном двигателе, представляющая собой комбинацию модулей – трех генераторов тока для питания обмоток, а также блока управляющего генераторами.

Ключевые слова: источник сейсмических волн, линейный синхронный двигатель, электромагнитный привод, биполярный транзистор с изолированным затвором, IGBT, LSM.

При разработке специальных электромеханических устройств, таких как сейсмические источники, особое внимание уделяется системе питания, поскольку она играет решающую роль в обеспечении их надежной и эффективной работы.

В сейсмоисточниках, как правило, могут использоваться различные типы двигателей в зависимости от конкретных требований и задач. Перспективным представляется использование относительно новых двигателей LSM (Linear Synchronous Motor).

Эти двигатели являются модификацией вращающихся синхронных машин, ротор и статор которых, при линейной конфигурации представляют LSM-машину. В них аналогичным образом происходит преобразование энергии источника постоянного напряжения в кинетическую энергию подвижной части. Применение указанного типа двигателей в сейсмоисточниках имеет ряд преимуществ по сравнению, например, с электромагнитным.

Электромагнитный двигатель, обладающий очень высоким КПД на малых зазорах, требует, чтобы перед срабатыванием подвижные части сейсмоисточника возвратились в исходное положение, что обеспечит определенный воздушный зазор между якорем и индуктором [3]. Это накладывает ограничения по верхней рабочей частоте. К его недостаткам также относят и большой вес магнитной системы.

Линейный синхронный двигатель в сравнении с электромагнитным двигателем в силу того, что магнитные части перемещаются поперек зазора, а не вдоль, как в электромагнитном, не так чувствителен к начальному положению элементов магнитной системы. В силу этого формирование силовых усилий в зоне энергопреобразования зависит только от амплитудного значения тока в обмотке возбуждения. Также он характеризуется сравнительно легкой магнитной системой, состоящей из высокоэнергетических редкоземельных, неодимовых магнитов, что уменьшает массогабаритные показатели магнитной системы и источника сейсмических волн в целом [5].

Источник сейсмических волн содержит три группы LSM. Такое конструктивное выполнение устройства позволяет скомпенсировать фиктивные силы в активном режиме работы.

Линейный синхронный двигатель в составе сейсмоисточника имеет следующие исполнительные части: магнитная подушка из постоянных магнитов

– индуктор, и магнитная дорожка из катушек индуктивности – якорь. Область активной зоны электромагнитного преобразования энергии (рис. 1) представлена в разрезе.

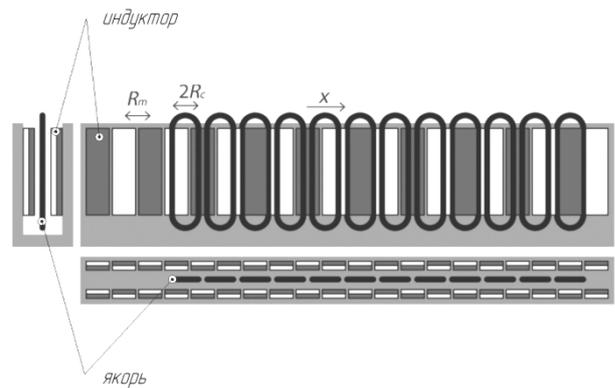


Рис. 1. Магнитная система LSM

Примем равным полюсные расстояния индуктора и якоря, тогда если $2R_c$ – ширина катушки, а R_m – расстояние между магнитами, то $2R_c = R_m$. Условное направление x – образное направление движения якоря параллельно индуктору.

Результирующее силовое воздействие трех групп LSM рассчитывается по формуле

$$F(i_A, i_B, i_C) = nG \left[i_A \cos\left(\frac{\pi x}{R_m}\right) + i_B \cos\left(\frac{\pi x}{R_m} + \frac{2\pi}{3}\right) + i_C \cos\left(\frac{\pi x}{R_m} + \frac{4\pi}{3}\right) \right], \quad (1)$$

где n – количество катушек в группе; G – коэффициент пропорциональности, зависящий от параметров катушек; i_A, i_B, i_C – сила тока в каждой катушке; x – параметр координаты положения якоря.

Механическое воздействие, создаваемое сейсмоисточником, является не зависимым от положения якоря в магнитной системе при определенном законе питания фаз LSM

$$\begin{aligned} i_1 &= I \cos\left(\frac{\pi x}{R_m}\right), \\ i_2 &= I \cos\left(\frac{\pi x}{R_m} + \frac{2\pi}{3}\right), \\ i_3 &= I \cos\left(\frac{\pi x}{R_m} + \frac{4\pi}{3}\right), \end{aligned} \quad (2)$$

где i_1, i_2, i_3 – параметры тока в разных фазах; R_m – параметр шага, определяющий расстояние между магнитами в индукторе.

При подстановке (2) в (1) получается, что механическое воздействие, возбуждаемое линейным синхронным двигателем, зависит только от параметра протекающего тока I

$$F(I) = \frac{3}{2}nGI = KI, \quad (3)$$

где K – табличный параметр двигателя.

Из-за различия токов в катушках, в силовой схеме, необходимо предусмотреть три формирователя тока с регулируемой амплитудой. Указанное условие можно реализовать в силовой схеме (рис. 2).

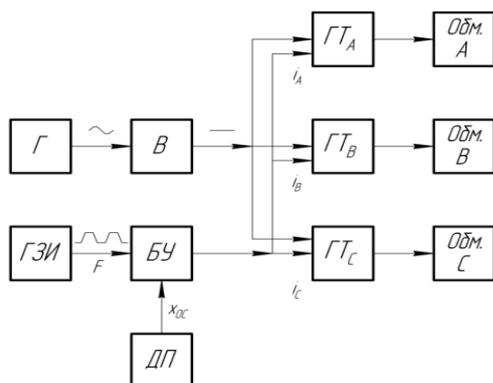


Рис. 2. Структурная схема системы питания сейсмоисточника на LSM

На схеме (см. рис. 2) представлены три формирователя (генератора) тока. Выходы генераторов коммутируют обмотки LSM.

Сигнал задающей силы поступает из генератора задающих импульсов (ГЗИ) в блок управления (БУ). БУ по положению якоря относительно индуктора с помощью датчика положения (ДП) формирует управляющие сигналы в три ГТ. Сигналы описываются по соотношению (2).

Поскольку токи будут иметь значения разной полярности, то предлагается формировать их с помощью ШИМ-управления силовым полупроводниковым инверторным полумостом с двуполярным питанием (рис. 3) [2].

Для устранения потенциально возможных гармоник на выходе полумоста [4], приводящих к дополнительным потерям в магнитной системе, целесообразно на выход установить LC-фильтр [1].

Одним из наиболее простых решений формирования двуполярного питания для сейсмоисточника является использование трехфазного электрогенератора (Г), установленного на транспортное средство, и трехфазного выпрямителя (В) со средней точкой.

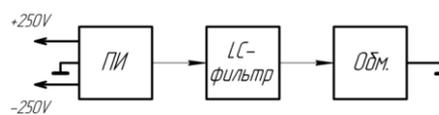


Рис. 3. Схема выходного каскада

Результатом работы стали описания преимуществ применения LSM в качестве электромагнитного привода источника сейсмических волн, а также особенности системы его питания. Предложено схемотехническое решение по разработке системы питания в соответствии с особенностями конструкции LSM и законами формирования токов в обмотках.

Работа выполнена в рамках тематики по государственному заданию № FEMR-2024-008.

Литература

1. Минимизация потерь мощности в пассивных силовых фильтрах / Н.П. Боярская, В.П. Довгун, Д.Э. Егоров, В.В. Новиков, Д.А. Шандрыгин // Изв. высш. учеб. завед. – Сер.: Проблемы энергетики. – 2021. – Т. 23, № 6. – С. 42–52. DOI: 10.30724/1998-9903-2021-23-6-42-52.
2. Костинский С.С. Обзор и результаты исследований гармонического состава тока, потребляемого преобразователями частоты малой мощности, а также способов и устройств для снижения их негативного влияния на системы электроснабжения // Изв. высш. учеб. завед. – Сер.: Проблемы энергетики. – 2021. – Т. 22, № 2. – С. 27–42. DOI: 10.30724/1998-9903-2020-22-2-27-42.
3. Певчев В.П. Проектирование мощных короткоходовых импульсных электромагнитных двигателей: монография / В.П. Певчев, В.В. Ивашин. – Тольятти: Изд-во ТГУ, 2012. – 141 с.
4. Сощенко С.В. Электроника. От азов до создания практических устройств / С.В. Сощенко, М.И. Штерн. – СПб.: Наука и техника, 2022. – 608 с.
5. A seismic vertical vibrator driven by linear synchronous motors / R. Noorlandt, G. Drijkoningen, J. Dams, R. Jenneskens // Geophysics. – March–April 2015. – Vol. 80, No. 2. – PP. EN57–EN67. DOI: 10.1190/GEO2014-0295.1.

Подоров Андриян Александрович

Магистрант каф. промышленной электроники (ПЭ)
Тольяттинского государственного университета (ТГУ)
Эл. почта: podorov.andriyan@yandex.ru

Позднов Максим Владимирович

Канд. техн. наук, доцент каф. ПЭ ТГУ
Эл. почта: M.Pozdnov@tltsu.ru

Кудинов Андрей Константинович

Ст. преп. каф. ПЭ ТГУ
Эл. почта: akudinov@yandex.ru

Глибин Евгений Сергеевич

Канд. техн. наук, доцент каф. ПЭ ТГУ
Эл. почта: zhenya118@gmail.com

М.А. Иноземцев

Разработка и моделирование измерительной схемы для расчета комплексных напряжений в трехфазных сетях с изолированной нейтралью

Представлены результаты разработки и моделирования измерительной схемы комплексных напряжений на основе измерительных органов средневывраченного значения для применения в устройстве измерения параметров изоляции трехфазной сети с изолированной нейтралью. В работе обоснован выбор метода расчета параметров изоляции, приведены расчетные соотношения. Представлены обоснование структуры измерительного органа и его схемотехническая реализация. Проведено имитационное моделирование измерительного органа одной фазы и схемы для измерения напряжений в трехфазной сети в программе TINA-TI. Показано, что выходное напряжение измерительного органа однозначно определяется измеряемым напряжением, оценено быстродействие измерительного органа. Полученные результаты могут быть использованы для разработки устройства измерения активных сопротивлений и емкости трехфазной сети с изолированной нейтралью.

Ключевые слова: трехфазная сеть, сопротивление изоляции, емкость изоляции, комплексные напряжения, измерительный орган, измерительная схема.

Повышение производительности труда в горнодобывающей отрасли связано с широким применением электрической энергии в технологических процессах добычи полезных ископаемых. Увеличение мощности горношахтного оборудования приводит к необходимости повышения уровня рабочего напряжения машин и механизмов. Широкая номенклатура применяемого оборудования обуславливает применение различных уровней напряжения – от 127 В для переносного и ручного оборудования и средств освещения до 6 кВ для электроснабжения главных понизительных подстанций. Таким образом, современное горнодобывающее предприятие представляет собой достаточно сложный электро-технический комплекс с электрическими сетями большой протяженности.

К системам электроснабжения угольных шахт предъявляются особые требования безопасности и надежности. Сложные условия производства (повышенная влажность, запыленность, наличие движущихся технологических механизмов и др.) оказывают значительное влияние на работу элементов систем электроснабжения. Наиболее подвержены действиям производственных факторов кабельные сети. Поэтому безопасность и надежность электроснабжения потребителей угольных шахт во многом обусловлены состоянием изоляции кабеля.

Так как для электроснабжения потребителей в горных выработках применяется система с изолированной нейтралью, то состояние изоляции определяет величины токов утечки, напряжения прикосновения, т.е. уровень электробезопасности сети. Поэтому нормативными документами предусматривается непрерывный контроль состояния изоляции кабельных линий, для чего разработаны и эксплуатируются специальные устройства.

Расчет параметров изоляции кабельной линии

К основным параметрам изоляции кабеля относят активное сопротивление и емкость, которые

имеют распределенный характер. На рис. 1 параметры изоляции показаны в виде сосредоточенных резисторов и конденсаторов, включенных между фазами и землей.

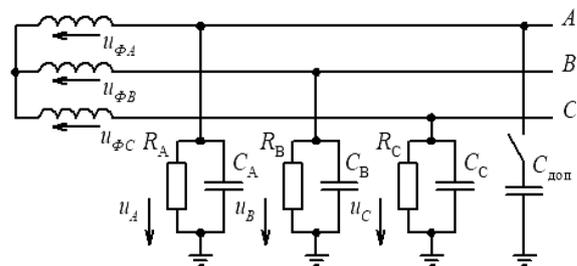


Рис. 1. Схема замещения трехфазной сети с изолированной нейтралью

Для расчета параметров изоляции в настоящее время предложено множество методов. При этом чаще всего определяются активное сопротивление и емкость всей сети без разделения по фазам. В [1–4] показано, что для кабельных сетей часто наблюдается несимметрия активных сопротивлений, которая может оказать влияние на режим работы электроустановки, поэтому расчет сопротивлений изоляции для каждой фазы представляется более целесообразным. Однако серийно выпускаемые устройства, позволяющие измерять параметры изоляции отдельных фаз, отсутствуют. Поэтому задача разработки такого устройства является актуальной.

Широкое применение для расчета параметров изоляции отдельных фаз имеет метод, состоящий в измерении режимных параметров сети в двух ее состояниях: естественном и в режиме искусственно смещенной нейтрали, который обеспечивается подключением к одной из фаз сети дополнительной (добавочной) проводимости, чаще всего – конденсатора $C_{доп}$ (см. рис. 1). Искомые параметры сети определяются из решения системы уравнений, составленных по первому закону Кирхгофа для двух состояний сети [2]:

$$\begin{cases} \dot{U}_A \underline{Y}_A + \dot{U}_B \underline{Y}_B + \dot{U}_C \underline{Y}_C = 0, \\ \dot{U}'_A \underline{Y}'_A + \dot{U}'_B \underline{Y}'_B + \dot{U}'_C \underline{Y}'_C = -\dot{U}'_A \underline{Y}'_{доп}, \end{cases} \quad (1)$$

где $\dot{U}_A, \dot{U}_B, \dot{U}_C, \dot{U}'_A, \dot{U}'_B, \dot{U}'_C$ – напряжения фаз относительно земли в естественном состоянии сети и при подключенной дополнительной проводимости соответственно; $\underline{Y}_A, \underline{Y}_B, \underline{Y}_C, \underline{Y}'_{доп}$ – комплексные проводимости фаз относительно земли и комплексная дополнительная проводимость соответственно.

Решением системы уравнений при общепринятом допущении о симметрии емкостей фаз кабеля ($C_A = C_B = C_C$) являются активные сопротивления фаз относительно земли.

Выбор метода добавочной проводимости обусловлен простотой его реализации, несложным вычислительным и управляющим алгоритмом и может применяться для сетей различного номинального напряжения.

Реализация описанного метода может быть выполнена устройством, описанным в [5]. Его структурная схема приведена на рис. 2. Исходными данными для расчета являются напряжения фаз относительно земли и напряжение смещения нейтрали. Управление устройством, обработка сигналов и непосредственное вычисление параметров изоляции осуществляются микроконтроллером в соответствии с алгоритмом управляющей микропрограммы.

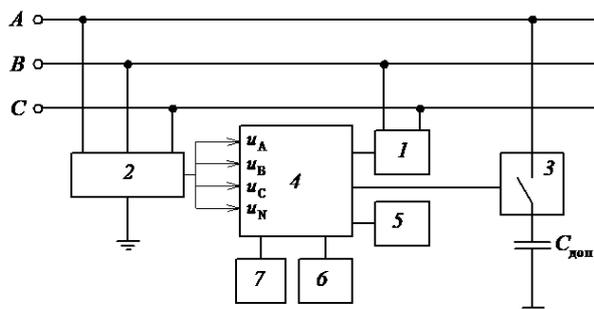


Рис. 2. Структурная схема устройства измерения параметров изоляции: 1 – источник вторичного электропитания; 2 – блок измерения напряжений; 3 – блок коммутации добавочной проводимости; 4 – вычислительный модуль; 5 – модуль ввода-вывода; 6 – часы реального времени; 7 – модуль связи

Расчет комплексных напряжений

При решении системы уравнений (1) необходимы комплексные напряжения фаз относительно земли, поэтому одним из функциональных блоков устройства является блок измерения комплексных напряжений. Непосредственно такие напряжения измерены быть не могут, поэтому для их измерения применяются косвенные методы [6, 7]: расчет по мгновенным значениям; использование быстрого преобразования Фурье; использование времязамещающих схем. Перечисленные методы используются в микропроцессорных устройствах релейной защиты и автоматики энергосистем и позволяют определить как амплитуду (или действующее значение), так и начальную фазу комплексной величины.

Для расчета комплексных напряжений фаз относительно земли в данной работе был выбран метод, описанный в [3, 8]. Суть метода состоит в измерении действующих значений соответствующих напряжений, и последующем расчете их комплексных значений на основе геометрических соотношений между векторами на комплексной плоскости.

Используя измеренные значения напряжений U_A, U_B, U_C , комплексные напряжения фаз относительно земли определяются в соответствии с выражениями:

$$\dot{U}_A = \frac{2U_A^2 - U_B^2 - U_C^2}{6U_\Phi} + U_\Phi + j \frac{U_C^2 - U_B^2}{2\sqrt{3}U_\Phi}, \quad (2)$$

$$\dot{U}_B = \frac{2U_A^2 - U_B^2 - U_C^2}{6U_\Phi} - \frac{1}{2}U_\Phi + j \left(\frac{U_C^2 - U_B^2}{2\sqrt{3}U_\Phi} - \frac{\sqrt{3}}{2}U_\Phi \right), \quad (3)$$

$$\dot{U}_C = \frac{2U_A^2 - U_B^2 - U_C^2}{6U_\Phi} - \frac{1}{2}U_\Phi + j \left(\frac{U_C^2 - U_B^2}{2\sqrt{3}U_\Phi} + \frac{\sqrt{3}}{2}U_\Phi \right). \quad (4)$$

Разработка измерительного органа

Так как для расчета по (2)–(4) не требуются начальные фазы напряжений, то для построения измерительной схемы, входной величиной которой является переменное синусоидальное напряжение, возможно использование следующих параметров: амплитудного, средневывпрямленного или действующего значений [9]. Выходной величиной является постоянное напряжение, связанное однозначной функциональной зависимостью с входным.

В реальных сетях напряжения могут содержать высшие гармонические составляющие, искажающие его форму, поэтому применение амплитудных выпрямителей может привести к значительным погрешностям. Измерение действующего значения средствами микроконтроллера предполагает формирование массивов мгновенных значений входных напряжений, что требует усложнения вычислительного алгоритма при организации измерений по трем каналам.

Применение аналоговых измерительных схем действующего значения приведет к неоправданному усложнению схемотехники входных преобразователей. Поэтому в данной работе в качестве преобразователя входного синусоидального напряжения в постоянное выбран измеритель средневывпрямленного значения. Для этого может быть использован типовой измерительный орган, состоящий из следующих элементов: измерительный трансформатор, двухполупериодный выпрямитель и фильтр нижних частот (ФНЧ). Последующая обработка выходного сигнала измерительного органа и вычисление комплексных напряжений могут производиться микроконтроллером в соответствии с алгоритмом управляющей микропрограммы.

Для реализации схемы измерительного органа выбран активный выпрямитель на операционном усилителе (ОУ) и ФНЧ, реализованный в виде Г-образного RC-фильтра. Применение двухполупе-

риодного выпрямителя на ОУ обусловлено необходимостью получения линейной передаточной характеристики (исключается нелинейность ВАХ диодов), что требуется при малых значениях входного напряжения.

На рис. 3 показана принципиальная схема измерительного органа, выполненная в программе TINA-TI. Напряжение с вторичной обмотки трансформатора поступает на вход «IN» двухполупериодного выпрямителя, состоящего из операционных усилителей DA1, DA2, диодов VD1, VD2 и резисторов R_1 – R_4 . Формирование средневыврямленного напряжения на выходе «OUT» осуществляется ФНЧ R_5 – C_1 .

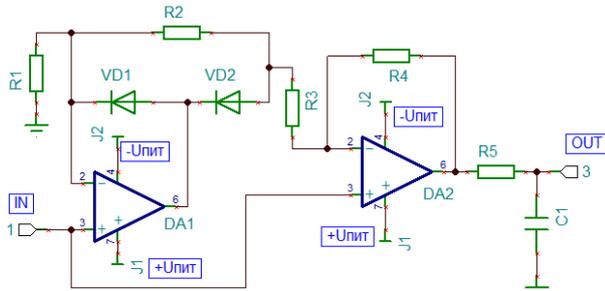


Рис. 3. Принципиальная схема измерительного органа

Сопротивления резисторов выпрямителя выбраны, исходя из соотношения $R_1 = R_2 = R_3 = R_4/2$, в этом случае $U_{\text{вых}} = |U_{\text{вх}}|$. Также выбранная схема при любом знаке входного сигнала обладает близким к нулю выходным сопротивлением [10].

Выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ измерительного органа связано с действующим значением напряжения первичной обмотки U_1 измерительного трансформатора соотношением

$$U_{\text{вых}} = 0,9 \frac{U_1}{n}, \quad (5)$$

где n – коэффициент трансформации измерительного трансформатора.

Имитационная модель измерительной схемы комплексных напряжений трехфазной сети

На основании разработанного измерительного органа в программе TINA-TI была создана имитационная модель блока измерения трехфазных комплексных напряжений, представленная на рис. 4.

Имитационная модель содержит следующие элементы: трехфазный источник ЭДС EA, EB, EC, измерительные однофазные трансформаторы напряжения TVL1–TVL3, измерительные органы A1, A2, A3, выполненные по схеме на рис. 3. Активные сопротивления изоляции фаз представлены резисторами R_A , R_B и R_C , емкости – конденсаторами C_A , C_B , C_C . Резисторы R_1 – R_3 являются нагрузкой измерительных органов, выходные напряжения формируются в точках T1, T2, T3. Для получения напряжений фаз относительно земли первичные обмотки измерительных трансформаторов соединены звездой, общая точка которой заземлена.

На рис. 5 представлены временные диаграммы выходных напряжений измерительных органов A1, A2, A3 в точках T1, T2, T3 соответственно и напря-

жения вторичных обмоток трансформаторов TVL1 – TVL3 в установившемся режиме. Как видно, выходные напряжения пропорциональны амплитудным значениям входных. Кроме того, при выбранных параметрах ФНЧ обеспечивается хорошее качество выходных напряжений.

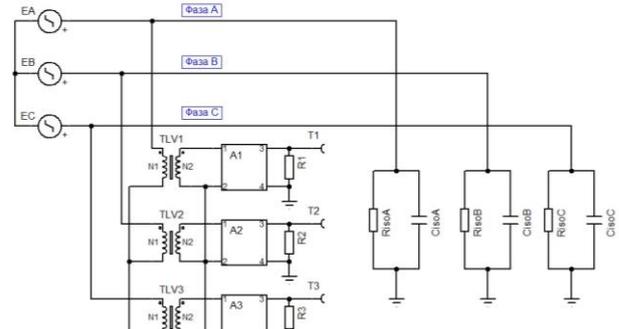


Рис. 4. Имитационная модель измерительной схемы в TINA-TI

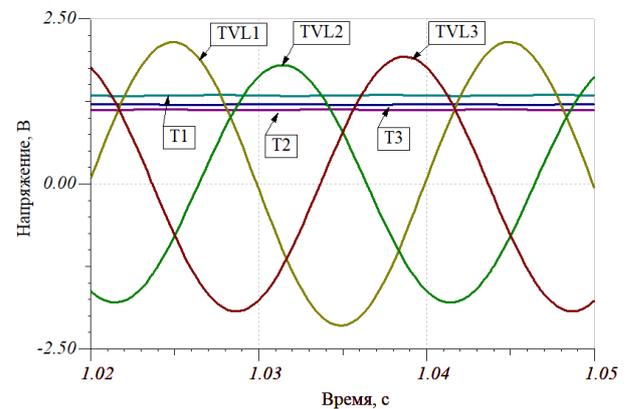


Рис. 5. Временные диаграммы напряжений измерительной схемы

Для оценки возможности применения разработанной схемы было проведено имитационное моделирование в TINA-TI, которое проводилось следующим образом. Не изменяя параметров источника трехфазной ЭДС, устанавливались различные значения активных сопротивлений и емкостей изоляции. Активные сопротивления выбирались из диапазона 1 ... 20 кОм/фазу при емкости 0,5 мкФ/фазу. Такие параметры соответствуют их реальным значениям для угольных шахт Кемеровской области [11]. Для каждого набора параметров изоляции определялись выходные напряжения измерительных органов A1, A2, A3, затем по выражению (5) вычислялись действующие значения напряжений фаз относительно земли и их комплексные значения по выражениям (2)–(4). Результаты вычислений комплексных напряжений сравнивались со значениями, определенными средствами TINA-TI. Как показали вычисления, относительная погрешность модуля комплексных напряжений не превысила одного процента, а начальной фазы – десяти процентов. Стоит отметить, что приведенные значения погрешностей являются теоретическими, основанными на идеаль-

ности элементов измерительной схемы. В реальных условиях на точность расчета будут оказывать влияние погрешности измерительного трансформатора, АЦП микроконтроллера и других элементов. Однако влияние данных погрешностей можно свести к минимуму при регулировке измерительных каналов устройства, подключив его к эталонной модели сети.

При проведении имитационного моделирования было оценено быстродействие измерительного устройства. На рис. 6 представлены графики переходных процессов, из которых видно, что установившееся значение напряжения на выходах измерительных органов А1, А2, А3 достигается примерно через 1 с после подачи напряжения на вход. Такое относительно невысокое быстродействие измерительного органа обусловлено применением ФНЧ с большой постоянной времени для получения выходного напряжения с низким коэффициентом пульсаций.

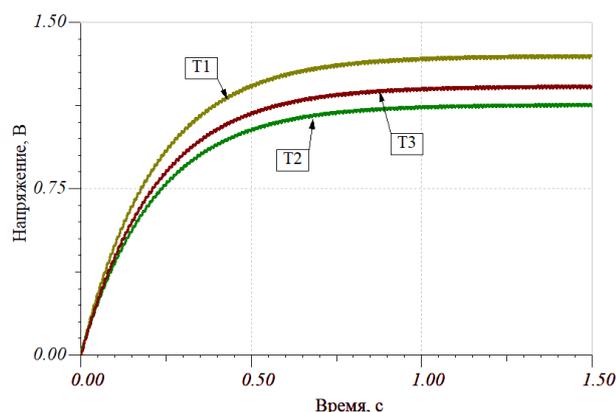


Рис. 6. Графики переходных процессов выходных напряжений измерительных органов

Повышение быстродействия измерительного органа возможно при использовании схем, на вход которых поступает однофазное напряжение, а на выходе формируется симметричное трехфазное. Такое преобразование позволяет после выпрямления трехфазного напряжения получить низкий коэффициент пульсаций и для фильтрации переменной составляющей применить ФНЧ с малой постоянной времени [12].

Выводы

Результаты имитационного моделирования показали, что предложенная реализация измерительной схемы для расчета комплексных напряжений обладает достаточной точностью и может быть использована при разработке устройства измерения

параметров изоляции относительно земли кабельных сетей горнодобывающих предприятий.

Литература

- Петров В.Л. Оценка опасности несимметричных режимов утечки тока через изоляцию в подземных электрических сетях горных предприятий / В.Л. Петров, А.В. Пичуев // Энергобезопасность и энергосбережение. – 2022. – № 5. – С. 15–22.
- Ляхомский А.В. Оценка опасности электротравматизма при несимметрии фазных сопротивлений изоляции рудничной электрической сети / А.В. Ляхомский, А.В. Пичуев // Горный информационно-аналитический бюллетень (науч.-техн. журнал). – 2013. – № 2. – С. 276–278.
- Цапенко Е.Ф. Замыкания на землю в сетях 6–35 кВ. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 128 с.
- Пичуев А.В. Влияние нестационарных режимов на электробезопасность при эксплуатации электрооборудования горных предприятий / А.В. Пичуев, В.И. Петуров, И.Ф. Суворов. – М.: Горная книга, 2011. – 326 с.
- Устройство измерения параметров изоляции относительно земли кабельных сетей горных предприятий / Д.С. Комаров, М.А. Иноземцев, Е.Э. Альтмаер, И.А. Трезер // Инновационный конвент «Кузбасс: образование, наука, инновации»: матер. XII Инновационного конвента, Кемерово, 08 февраля 2024 г. – Кемерово: Кемер. гос. ун-т, 2024. – С. 620–624.
- Шнеерсон Э.М. Цифровая релейная защита. – М.: Энергоатомиздат, 2007. – 548 с.
- Овчаренко Н.И. Аналоговые элементы микропроцессорных комплектов релейной защиты и автоматики. – М.: НТФ «Энергопрогресс», 2001. – 80 с.
- Шурин Э.С. Определение параметров изоляции фаз относительно земли в сети с изолированной нейтралью // Электричество. – 1984. – № 9. – С. 74.
- Паперно Л.Б. Проектирование устройств релейной защиты на бесконтактных элементах: учеб. пособие. – М.: Высш. школа, 1979. – 192 с.
- Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. – 2-е изд. – Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд., 1988. – 303 с.
- Кутепов А.Г. Обоснование условий и разработка рекомендаций по повышению уровня электробезопасности в подземных электрических сетях горных предприятий: специальность 05.26.01: дис. ... канд. техн. наук. – М.: МИСиС, 2019. – 197 с.
- Элементы автоматических устройств / В.Л. Фабрикант, В.П. Глухов, Л.Б. Паперно, В.Я. Путниньш. – М.: Высш. школа, 1981. – 400 с.

Иноземцев Максим Александрович

Ст. преп. каф. ИТМА ф-ла КузГТУ в г. Прокопьевске
Эл. почта: inozemcevma@kuzstu.ru

Н.А. Висков, К. Пономарев

Тестер для проверки шлейфов с IDC-соединениями

Целью данной работы является проектирование и создание макета печатной платы тестера для шлейфов с IDC-разъемом. Дополнительно в работе рассмотрены вопросы проектирования печатной платы.

Ключевые слова: тестер, IDC-разъем, микроконтроллер, печатная плата.

В процессе сборки различных приборов и установок зачастую используют соединительные шлейфы. Как показывает практический опыт работы с подобным оборудованием, причиной некорректной работоспособности устройства является обрыв цепи или короткое замыкание в соединениях. В данной статье рассмотрены различные пути решения этой проблемы, такие как визуальный осмотр, рентген, электрический контроль, каждый из которых имеет как свои положительные, так и отрицательные стороны.

Дополнительный визуальный осмотр включает в себя проверку кабеля на повреждения его поверхности, изоляции, контактов и т.д. Главными преимуществами данного способа является его крайне маленькая стоимость и скорость проверки, однако наряду с этим присутствуют существенные недостатки перед остальными вариантами решения, так как при помощи данного метода даже самый опытный специалист не сможет проверить целостность внутреннего соединения, от чего качество проверки сильно ухудшается.

Существует намного более точная альтернатива – проверка с использованием специального рентгена для электрических соединений. Качество при таком подходе является одним из лучших, так как при помощи данного оборудования можно заметить самые мелкие изъяны. Стоимость такой установки велика, в связи с этим не каждое предприятие может себе его позволить, а также скорость проверки намного ниже.

Самый оптимальный вариант решения – электрический контроль шлейфа. На рынке представлено множество приборов, начиная от самого просто «пробника» (электрический щуп) и до диагностических аппаратов – тестеров. По совокупности всех параметров данный способ превосходит остальные аналоги. Качество и скорость проверки обусловлены протеканием электрического тока через соединения, при обнаружении неисправности индикатор мгновенно сигнализирует об этом. Стоимость такого электрооборудования варьируется и зависит от функциональных особенностей, поэтому можно подобрать тестер под индивидуальные потребности.

На рис. 1 представлен существующий на рынке аналог тестера, но с ограниченным функционалом работы.

На рис. 2 представлена структурная схема изготовленного устройства, ключевыми особенностями которого являются возможность подключения разъемов, имеющих до 96 контактов, выбор программы тестирования, LCD-дисплей для отображения необходимой информации.

Рис. 1. Существующий на рынке аналог устройства

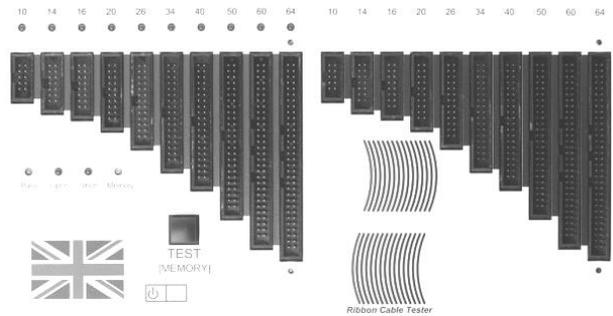


Рис. 1. Существующий на рынке аналог устройства

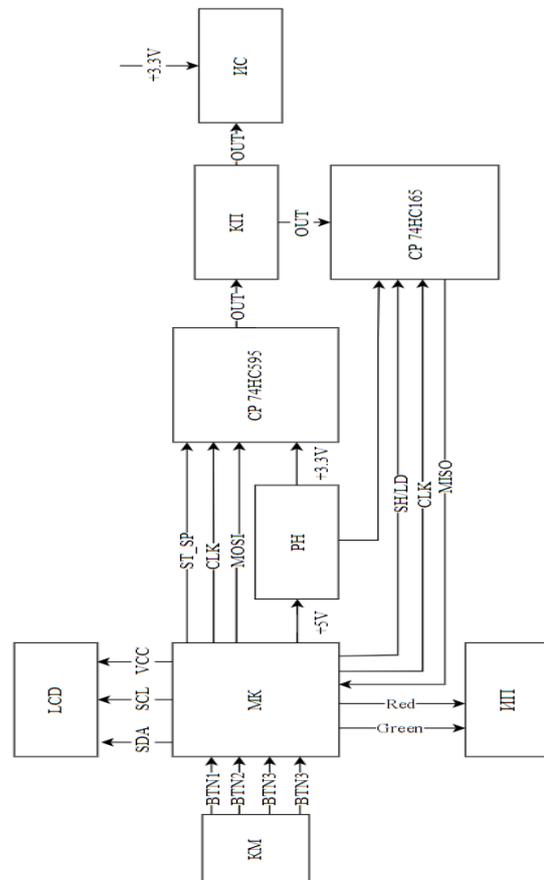


Рис. 2. Структурная схема

За основу управления сигналами и обработки информации взята микросхема (МК) STM32F103, на базе которой разработан и запущен в производство уже не один проект компании ООО «ТеслаТек».

Напряжение питания +5 В на МК подается непосредственно от USB-разъема, но для питания остальных компонентов требуется напряжение номиналом +3,3 В, для этого в схеме применен регулятор напряжения (РН) на основе LM1117.

Для того чтобы подать сигналы на все 96 входов шлейфа, количества ножек микросхемы будет недостаточно. Для решения данной задачи использованы сдвиговые регистры (СР) 74HC595, которые позволяют, задействовав всего 4 вывода МК, подавать практически неограниченное количество сигналов путем их последовательного включения. Более подробно о работе сдвиговых регистров описано в [1].

Схема включения выходного сдвигового регистра представлена на рис. 3. В схеме используются развязывающий конденсатор, токоограничивающие резисторы, предназначенные для предохранения 74HC595 от сгорания при замыкании на контактах шлейфа. Входы SCK и ST_CP соединены с остальными сдвиговыми регистрами и подключены для управления к STM 32. MOSI1 – вход, подключенный к МК (используя интерфейс SPI1), через который передаются данные, MOSI2 используется для последовательного соединения. Информация по использованию данного интерфейса описана в источнике [2].

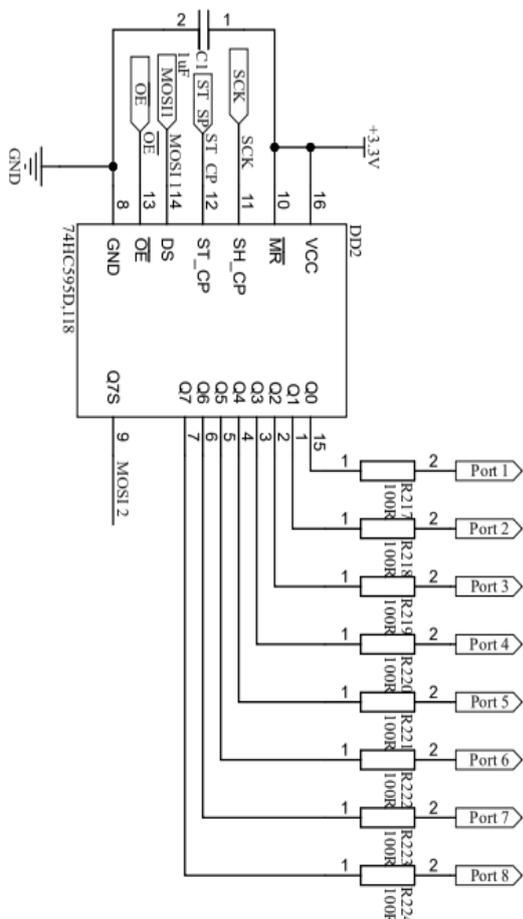


Рис. 3. Схема включения сдвигового регистра 74HC595

\overline{OE} – вход для переключения состояния выходов из высокоомного в рабочее при состоянии логического «0». Поэтому для устранения случайного

перехода через стягивающие резисторы номиналом 10 кОм входы подключены к общей точке схемы.

Схема включения входного сдвигового регистра 74HC165 (принимающего сигнал со шлейфа) представлена на рис. 4. Конденсатор номиналом 1 мкФ выполняет роль развязывающего. SH/LD и SCK подключены к выводам МК для управления и тактирования сигнала. MISO 1 используется для последовательного подключения каскада 74HC165, а также последний выход подключен к STM 32 для передачи данных (интерфейс SPI2). Вход CLK_INH через стягивающий резистор подключен к общей точке схемы, так как данный пин отвечает за передачу данных на выход при уровне логического «0».

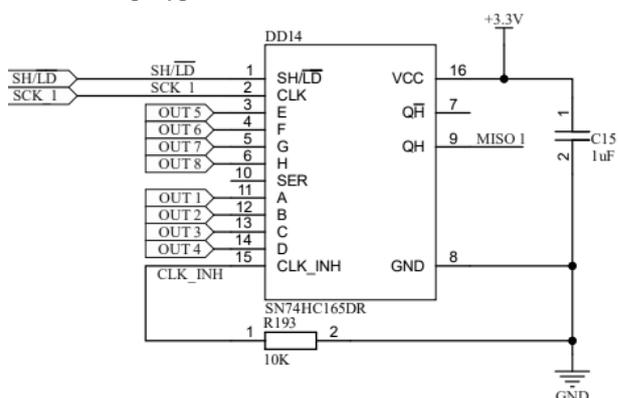


Рис. 4. Схема включения сдвигового регистра 74HC165

Для индикации результата проверки шлейфа на короткое замыкание и обрыв цепи сигналы со штыревого разъема (PLD-96, выполненный из пары PLD-40 и PLD-16) контактной площадки (КП) подаются на индикаторные светодиоды (ИС) – 96 шт. (зеленого цвета). Если в цепи обрыв, то при уровне логической единицы, которая была задана на МК, светодиод не загорится, если же будет короткое замыкание между соседними пинами на шлейфе, то вместо одного светодиода сработают сразу два. Схема включения представлена на рис. 5.

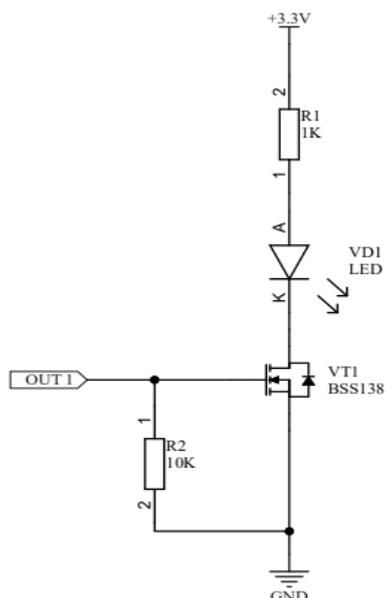


Рис. 5. Схема включения светодиода

Используется токоограничивающий резистор для светодиода, также стягивающий резистор, чтобы исключить помехи, которые могут наводиться от рядом лежащих дорожек или компонентов. Транзистор используется как усилитель сигнала для «зажигания» светодиода, так как по Datasheet сдвигового регистра 74НС595 I_{cc} – поддерживаемый ток составляет всего 70 мА, а в случае зажигания 8 светодиодов ток потребления будет равен 160 мА (для свечения одного светодиода требуется 20 мА), что может привести к выходу из строя компонента.

Помимо данных светодиодов, на плате располагаются еще два светодиода (ИП), которые подключены к выводам МК и используются для индикации успешно пройденной проверки или же о наличии проблемы (если все прошло успешно, то загорится зеленый светодиод, если же что-то пошло не так и обнаружена проблема, то загорится красный светодиод).

Для отображения базовой информации, такой как выбор программы тестирования, отчет о выполненной проверке, обнаружение ошибки, использован дисплей LCD 1602. Так как работать схема тестера может и без дисплея, устанавливается он на стойки, а подключение выполнено путем соединительных кабелей с разъемом на плате. Для управления всеми функциями дисплея используются 4 кнопки меню (КМ).

Дисплей LCD 1602 подключается аналогично сдвиговым регистрам, однако для него был выбран другой интерфейс передачи данных I2C – последовательная асимметричная шина для связи между интегральными схемами внутри электронных приборов. Используются две двунаправленные линии связи (SDA и SCL). Также более углубленно о протоколе I2C написано в [3].

В схеме подключения дисплея использованы подтягивающие резисторы, развязывающий конденсатор, два резистора используются как переключки (монтаж производится только одного элемента) для выбора напряжения питания дисплея.

Для управления дисплеем и выбора программы, как было описано выше, используются кнопки, выводы которых подключены к свободным ножкам управляющей микросхемы. Для корректной работы требуется схема включения, устраняющаядребезг контактов. Использована одна из самых простых в реализации схем, приведенная на рис. 6, в которой используется RC-фильтр. Когда переключатель разомкнут, конденсатор заряжается через цепочку резисторов, что замедляет рост напряжения. Когда переключатель замкнут, конденсатор разряжается через один из резисторов с контролируемой скоростью.

Для создания макета печатной платы была выбрана двухслойная и двухсторонняя структура, размер платы под проект для удобства работы 140×140 мм. При желании заказчика размер и компоновка платы могут быть изменены.

Разъемы PLD-96 расположены на расстоянии 30 мм друг от друга, учитывая длину самого короткого шлейфа, используемого на производстве компании ООО «Тесла тек». Трассировка и расставление элементов на плате для последующего изготов-

ления выполнено согласно технологическим возможностям изготовления печатных плат.

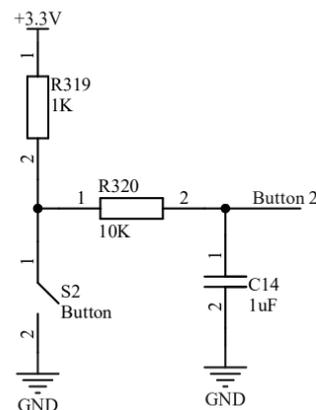


Рис. 6. Схема включения тактовой кнопки

На рис. 7 представлен 3D-макет печатной платы.

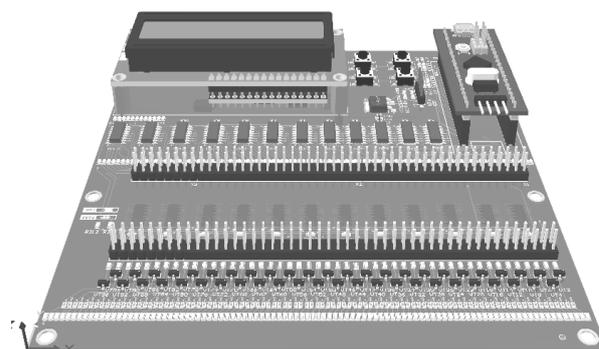


Рис. 7. 3D-макет печатной платы

В результате проделанной работы совместно с компанией ООО «Тесла тек» разработана технология создания тестового оборудования, которое может применяться как на промышленных предприятиях, так и в личных целях для обеспечения контроля и выявления дефектов в соединительных шлейфах с IDC-разъемами. Гибкость системы обеспечивается возможностью быстрой адаптации под требования заказчика.

Литература

1. Больше чипов 74xx: сдвиговые регистры и декодеры [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://eas.me/ic74xx-part2/>, свободный (дата обращения: 10.04.2024).
2. Новицкий А. SPI в микроконтроллерах «от А до Я». – Ч. 1 // Компоненты и технологии. – 2009. – № 3.
3. Семенов Б.Ю. Шина I²C в радиотехнических конструкциях: Сер.: «Библиотека инженера». – 2-е изд. доп. – М.: СОЛОН-Пресс, 2010. – 224 с.

Висков Никита Анатольевич

Студент каф. промышленной электроники (ПрЭ) ТУСУРа
Эл. почта: viskov2055@gmail.com

Пономарев Константин

Вед. инженер компании ООО «Тесла тек»
Эл. почта: Ponomarev_ke@teslatec.ru

А.В. Прядилов, Е.С. Глибин, Л.И. Буйлов, К.Х. Узбеков

Система питания индукционно-динамического привода для импульсных сейсмоисточников

Рассматривается возможность использования индукционно-динамического привода (ИДП) в качестве источника силы в импульсных невзрывных сейсмоисточниках. Описаны конструкция и принцип действия ИДП, а также работа силовой части системы электропитания.

Ключевые слова: сейсморазведка, импульсный сейсмоисточник, электромагнитный привод, индукционно-динамический привод.

Одним из методов проведения сейсморазведочных работ является использование импульсных электромагнитных сейсмоисточников [1]. Они создают колебания в грунте, которые, отражаясь от пластов земли, улавливаются сейсмоматчиками, что позволяет сделать вывод о строении грунта. Используемые в таких сейсмоисточниках электромагнитные приводы имеют ряд особенностей и недостатков.

Первый недостаток заключается в наличии в конструкции сложных в изготовлении шихтованных элементов из электротехнической стали, ухудшающих массогабаритные показатели и надежность устройства в целом. В процессе их работы после выбора немагнитного зазора происходит жесткий удар шихтованного индуктора, что негативно отражается на его долговечности и долговечности обмотки, помещенной в его паз.

Второй недостаток заключается в принципиальной ограниченности формируемой механической силы привода, которая ограничивается индукцией насыщения электротехнической стали (1,8–2 Тл). Увеличение силы в таком приводе достигается за счет увеличения площади полюсов магнита, что влечет за собой увеличение массы и габаритов конструкции.

Часто требуется получение от привода малой (доли – единицы миллисекунд) длительности силового импульса. Отсюда следуют два вывода:

- Для сохранения динамики формирования силы привода требуется применение в электромагните пластин электротехнической стали с меньшей толщиной, что ведет усложнению конструкции и снижению их надежности.

- Для уменьшения длительности импульса силы при использовании электромагнитного привода необходимо уменьшать величину начального зазора δ_0 между якорем и индуктором или уменьшить массу части, не связанной с нагрузкой.

Однако в первом случае за счет уменьшения объема зоны энергопреобразования магнита уменьшается энергия, преобразованная в нагрузку. Во втором – уменьшается КПД механического энергопреобразования за счет дополнительной кинетической энергии, ушедшей в массу части, не связанной с нагрузкой. Эти два факта требуют увеличения значения силы, развиваемой электромагнитом, за счет

увеличения габаритов. К тому же с уменьшением зазора (до долей, единиц миллиметра) возникает трудность в его установке из-за возможной неплоскостности в установке якоря и индуктора электромагнита. Использование индукционно-динамического привода (ИДП) [2, 3], выполняющего те же функции, во многом позволяет исключить отмеченные недостатки.

Конструктивно ИДП (рис. 1) состоит из катушки 1 и сопряженного с ней медного кольца 2. При пропускании по катушке 1 импульса тока от специальной системы питания (рис. 2) вокруг катушки создается магнитный поток Φ , который стремится пройти между катушкой 1 и кольцом 2. Это объясняется наличием магнитной связи с медным кольцом 2, в котором наводится индуктированный ток i_2 , имеющий противоположное относительно тока i_1 направление, а он, в свою очередь, уменьшает магнитный поток за пределами кольца, концентрируя его в зазоре. При протекании токов i_1 и i_2 возникает расталкивающая катушку и медное кольцо сила P , рассчитываемая по формуле:

$$P = i_1 \cdot i_2 \cdot \frac{dM}{dx}, \quad (1)$$

где M – взаимоиנדуктивность между катушкой и кольцом; x – относительное положение катушки и медного кольца.

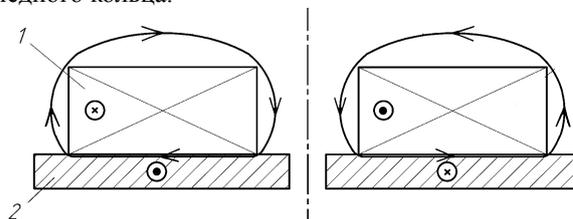


Рис. 1. Конструктивная схема ИДП

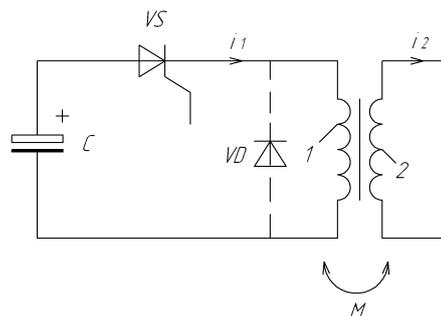


Рис. 2. Упрощенная электрическая схема ИДП

Система питания ИДП формирует мощные импульсы тока (порядка единиц – десятков килоампер) за относительно небольшое время (единицы миллисекунд). Наиболее простой и надежной является схема, в упрощенном виде представленная на рис. 2. В ней предварительно заряжается емкостной накопитель C (система заряда на рисунке не показана) [2, 3]. Силовая схема (см. рис. 2) состоит из специального емкостного накопителя C , позволяющего импульсно отдавать энергию в катушку L , и тиристорного ключа VS . После заряда накопителя C тиристор VS открывается и происходит колебательный разряд накопителя на обмотку L током i_1 (рис. 3). В медном кольце 2 , расположенном параллельно катушке L , индуцируется ток i_2 . При этом импульс полученного тока i_2 имеет примерно синусоидальный характер с длительностью, равной половине периода собственных колебаний контура «емкость C – катушка L ».

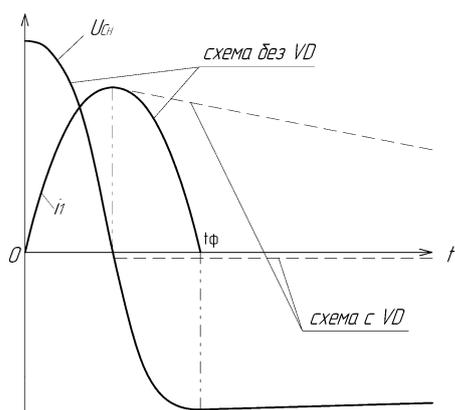


Рис. 3. Диаграммы работы схема питания

В случае отсутствия в схеме диода VD (показан пунктиром) емкость C перезаряжается до отрицательного напряжения. Перед созданием следующего импульса силы система заряда восстановит начальное значение напряжения на конденсаторе. Если в схему дополнительно введен обратный диод VD , то в момент времени t_ϕ напряжение на емкости достигает нуля и после этого обратной полярностью емкости открывается диод, а тиристор через открытый диод закрывается. Таким образом, ток обмотки коммутируется из цепи тиристора в цепь диода. Емкость при этом сохраняет небольшое отрицательное напряжение, вызванное процессами коммутации тока катушки. После этого ток обмотки постепенно уменьшается до нуля по близкому к экспоненциальному закону.

Преимущество схемы с диодом VD заключается в возможности получения более длинного по времени импульса тока и блокировке перезаряда емкости, что, в свою очередь, дает возможность дополнительно увеличить импульс силы привода и упростить заряд емкости.

Недостатком рассмотренного ИДП (по сравнению с вышеупомянутым электромагнитным приводом) является меньший КПД, что должно быть ком-

пенсировано более мощной системой питания и емкостным накопителем C (см. рис. 2). В настоящее время это стало возможным благодаря появлению более емких конденсаторов и прогрессу в области электроники.

Основным достоинством ИДП является возможность создавать значительно большее по амплитуде и короткое по длительности усилие на грунт при той же массе и габаритах привода. Это приведет к увеличению амплитуды и ширины спектра создаваемых колебаний, что позволит получать более качественный сейсмический материал [4, 5].

Работа выполнена в рамках тематики по государственному заданию № FEMR-2024-008.

Литература

1. Пат. 2466429 РФ, G01V 1/155. Импульсный электромагнитный источник сейсмических волн / Н.А. Иванников (RU), В.В. Ивашин (RU), В.П. Певчев (RU), А.В. Прядилов (RU); Заявка 2011117998/28, 04.05.2011; Оpubл.: 10.11.2012. Бюл. № 31.
2. Кудинов А.К. Мощный транзисторный преобразователь для заряда емкостного накопителя энергии / А.К. Кудинов, А.В. Прядилов, К.Х. Узбеков // Наука – производству. – 2004. – № 4 (72). – С. 54–56.
3. Прядилов А.В. Методика выбора схемотехнических решений устройств заряда емкостных накопителей / А.В. Прядилов, А.В. Лядов // Проблемы электротехники, электроэнергетики и электротехнологии: IV Междунар. науч.-техн. конф., Тольятти, 24–25 апреля 2012 г.: сборник трудов: в 2 ч. / отв. за вып. А.А. Шевцов. – Тольятти: Изд-во ТГУ, 2012. – Ч. 2. – 279 с.
4. Ивашин В.В. К вопросу создания переносных импульсных невзрывных сейсмоисточников с индукционно-динамическим приводом / В.В. Ивашин, Н.А. Иванников, К.Х. Узбеков // Изв. Самар. научного центра Российской академии наук. – 2013. – Т. 15, № 4.
5. Ивашин В.В. Импульсный невзрывной сейсмоисточник с индукционно-динамическим приводом для сейсморазведки зоны малых скоростей / В.В. Ивашин, Н.А. Иванников, К.Х. Узбеков // Вектор науки ТГУ. – 2012. – № 4 (22).

Прядилов Алексей Вадимович

Канд. техн. наук, доцент каф. промышленной электроники (ПЭ) Тольяттинского гос. ун-та (ТГУ)
Эл. почта: limitov@yandex.ru

Глибин Евгений Сергеевич

Канд. техн. наук, доцент каф. ПЭ ТГУ
Эл. почта: zhenya118@gmail.com

Буйлов Лев Игоревич

Магистрант каф. ПЭ ТГУ
Эл. почта: levassbulovss@gmail.com

Узбеков Камиль Харьясович

Науч. сотр. НИЛ «Импульсные электромеханические преобразователи» ТГУ
Эл. почта: k.uzbekov@tltsu.ru

В.М. Стяжков, С.А. Рябков, В.Н. Башкиров

Устройство коммутации электропитания, управляемое при помощи беспроводных каналов связи

Рассматриваются вопросы построения устройства коммутации электропитания с управлением по беспроводным каналам связи. Проведен анализ технологий беспроводной связи. Представлена функциональная схема устройства коммутации и описан принцип работы.

Ключевые слова: коммутация, беспроводная связь, GSM, Wi-Fi, функциональная схема.

В настоящее время устройства с беспроводным управлением различными объектами становятся все более популярными, потому что пользователю удобнее отправить команду или нажать кнопку на телефоне, чем подходить и включать самостоятельно, особенно если объект управления удален, что также позволит в некоторых случаях сэкономить время. Устройства коммутации электропитания с беспроводным управлением могут быть установлены в труднодоступных местах и позволяют контролировать внешнее питание, время работы и множество других параметров объекта управления, что делает разработку таких устройств актуальной.

Эти устройства широко используются для тестирования оборудования на предприятиях, а также для дистанционного включения нагрузки с напряжением, которым можно управлять с их помощью. При реализации устройства коммутации и функций, которые оно выполняет, необходимо тщательно про-

анализировать и выбрать технологию беспроводной связи. На сегодняшний день наиболее популярными являются Wi-Fi, Bluetooth и GSM.

Технология Wi-Fi представляет собой группу протоколов для беспроводных сетей, основанную на стандарте IEEE 802.11. Стандарт описывает работу беспроводных сетей, в которых данные передаются через радиоэфир. Различные версии Wi-Fi отличаются пропускной способностью, дальностью связи и прочими характеристиками (рис. 1). Термин «Wi-Fi» был введен в конце 90-х гг. двадцатого века некоммерческой организацией «Wi-Fi Alliance». Для удобства использования стандарта были введены порядковые номера версий Wi-Fi. Например, версия Wi-Fi 6 (802.11ax) обеспечивает в четыре раза большую пропускную способность канала связи с абонентом по сравнению с предыдущими версиями Wi-Fi 5 (802.11ac).

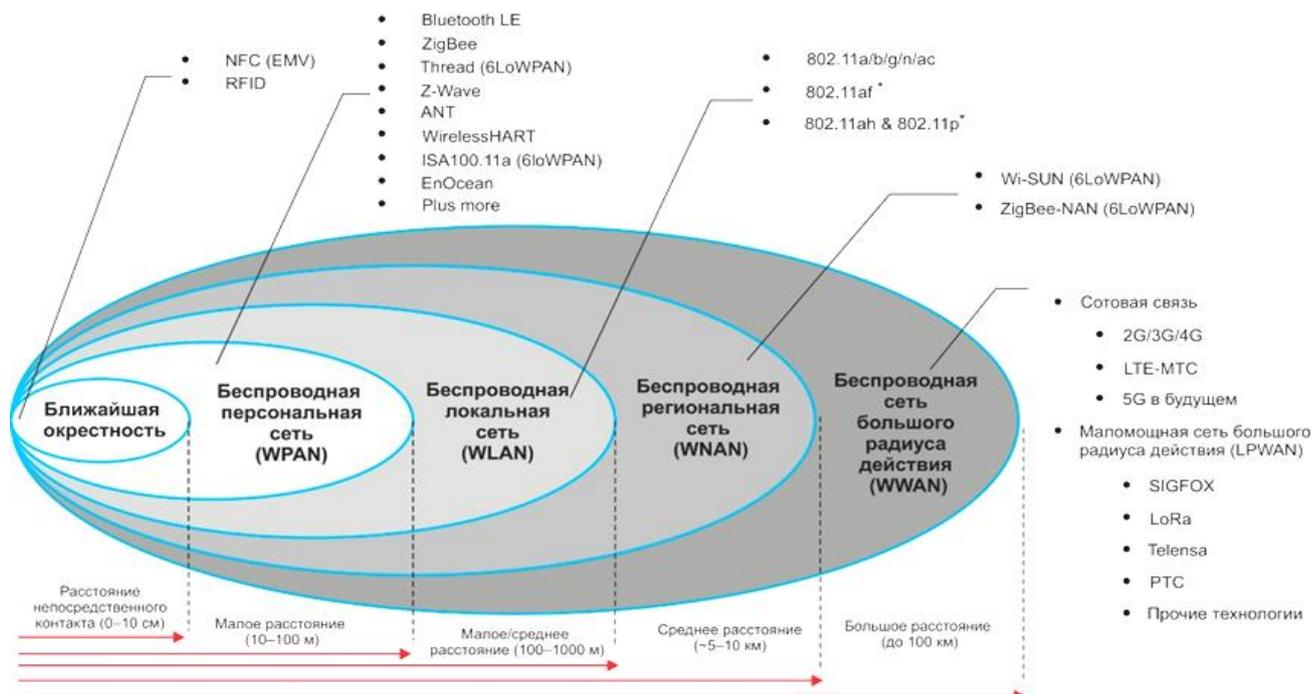


Рис. 1. Расстояния действия беспроводных сетей

Технология Bluetooth – это технология беспроводной передачи данных, позволяющая обмениваться информацией между различными устройствами, такими как персональные компьютеры (настольные, карманные, ноутбуки), мобильные телефоны, принтеры, цифровые фотоаппараты, мыши, клавиатуры,

джойстики, наушники и гарнитуры. Технология Bluetooth использует надежную, недорогую и широко распространенную радиочастоту для ближней связи. Эта технология позволяет устройствам взаимодействовать на расстоянии от одного до ста метров. Однако это расстояние зависит от наличия пре-

пятствий и помех. Bluetooth можно использовать даже в разных помещениях.

Технология GSM (Global System for Mobile Communications) – это стандарт цифровой мобильной связи, который использует временное и частотное разделение каналов. Стандарт был разработан под эгидой Европейского института стандартизации в области электросвязи (ETSI) в конце 1980-х гг. После проведения детального анализа было принято решение использовать сотовую связь стандарта GSM. Этот стандарт предоставляет возможность отправлять и получать сообщения, а также осуществлять звонки. Одним из основных преимуществ сотовой связи по сравнению с Bluetooth и Wi-Fi является её широкое покрытие. Wi-Fi может обеспечивать связь на расстоянии до 1 км на открытой местности при использовании частоты 2,4 ГГц. Однако при использовании частоты 5 ГГц это расстояние может быть значительно меньше, особенно в условиях наличия препятствий, таких как стены и здания.

Bluetooth имеет радиус действия около 100 м, в то время как GSM может обеспечивать покрытие на расстоянии до 100 км. Это позволяет использовать устройство даже в тех местах, где отсутствует доступ к интернету, но есть мобильная связь.

Функциональная схема, представляющая собой графическое изображение основных компонентов устройства коммутации и связей между ними, представлена на рис. 2. Она помогает наглядно представить структуру и принцип работы разрабатываемого устройства или системы.

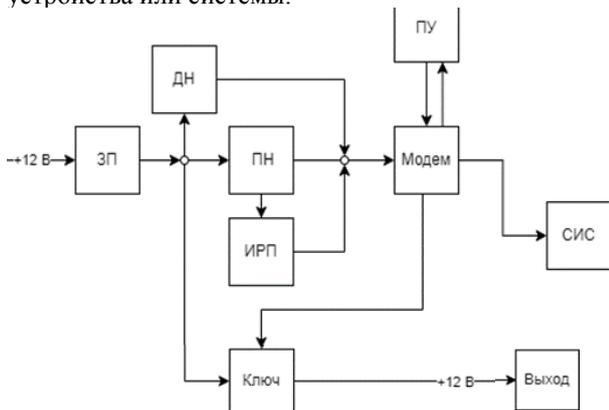


Рис. 2. Общая функциональная схема устройства коммутации питания: ЗП – защита от неверного подключения; ДН – датчик напряжения; ПН – понижающий преобразователь; ИРП – источник резервного питания; ПУ – периферийные устройства; СИС – световые индикаторы состояния

На схеме наглядно представлены взаимосвязи между основными блоками, что позволяет легко изучить рассматриваемое устройство без излишнего углубления в технические детали.

Схема защиты ЗП от неправильного подключения предназначена для обеспечения безопасности и предотвращения повреждения компонентов и подключаемой аппаратуры в случае неправильного подключения питания. Она может быть реализована на диодах или транзисторах.

Датчик напряжения ДН предназначен для получения сигнала модемом. Модем обрабатывает ин-

формацию об отключении входного напряжения и отправляет соответствующее SMS пользователю.

Понижающий преобразователь ПН предназначен для понижения напряжения, обеспечения питания модема и подключённых к нему периферийных устройств (ПУ).

ИРП – это схема или устройство, позволяющее устройству коммутации электропитания функционировать в течение некоторого времени после отключения питания. Это необходимо для своевременного оповещения пользователя о проблемах с питанием.

ПУ – это компоненты, необходимые для работы устройства, подключения к сети и соединения с персональным компьютером. К ним относятся слот для SIM-карты, антенна и разъём 3.5 мм jack.

СИС – это схема или устройство для индикации состояния питания и подключения к сотовой связи. Может быть реализовано с помощью светодиодов или LCD-дисплеев.

Большинство модемов оснащены встроенным микропроцессором, который позволяет обрабатывать команды, передаваемые через SMS. Это обеспечивает функциональность устройства, а также позволяет уменьшить его размеры и снизить стоимость, поскольку нет необходимости приобретать дополнительный микроконтроллер и обеспечивать его подключение.

Литература

1. Таранков И.В. Руководство по использованию AT-команд для GSM/GPRS-модемов. – М.: ЗАО «Компэл», 2005. – 43 с.
2. Хрусталёв Д.А. Аккумуляторы. – М.: Изумруд, 2003. – 222 с.
3. Полупроводниковые приборы: транзисторы / В.Л. Аранов, А.В. Баюков, А.А. Зайцев, Ю.А. Каменецкий, А.И. Мыркин, В.В. Мокряков, В.М. Петухов, А.К. Хрулев, А.П. Шибанов. – 2-е изд. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 904 с.
4. Мобильная связь: стандарты, структуры, алгоритмы, планирование / М.С. Лохвицкий, А.С. Сорокин, О.А. Шорин. – М.: Горячая линия – Телеком, 2018. – 264 с.
5. Попов В.И. Основы сотовой связи стандарта GSM / В.И. Попов. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 295 с.
6. Технологии современных беспроводных сетей Wi-Fi / Е.В. Смирнова, А.В. Пролетарский, Е.А. Ромашкина, С.А. Балюк, А.М. Суворов. – М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2017. – 448 с.

Стяжков Владислав Максимович

Студент, каф. промышленной электроники (ПрЭ)
Томского государственного университета
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: vlad_styazhkov@mail.ru

Рябков Сергей Александрович

Зам. директора ООО «НПК «Техника дела»
Эл. почта: rsa@tdela.ru

Башкиров Вячеслав Николаевич

Вед. электроник каф. ПрЭ ТУСУРа
Эл. почта: bvn@ie.tusur.ru

А.П. Безменников, В.И. Апасов, Н.А. Савочкин

Драйвер управления МОП-транзистором с гальваническим разделением входного и выходного сигнала

Описана разработка драйвера для управления МОП-транзистором с гальванической развязкой. Рассмотрены его основные функции, включая защиту логической части и обеспечение стабильного переключения. Представлены схема драйвера, экспериментальный макет и результаты испытаний, подтвердившие работоспособность модели на частотах 50–150 кГц. Решение может применяться в силовых модулях для автономных систем.

Ключевые слова: МОП-транзистор, драйвер, управление, модель.

МОП-транзистор, или металл-оксид-полупроводниковый транзистор, является неотъемлемым компонентом в современной электронике. Он обладает множеством важных преимуществ, таких как высокое входное сопротивление, малое потребление мощности в открытом состоянии, быстрый процесс переключения, малые габариты и масса, широкий диапазон работы. Драйвер МОП-транзистора играет ключевую роль в схемах управления и контроля МОП-транзисторов. Драйвер обеспечивает необходимые сигналы и токи для управления затвором МОП-транзистора, эффективно регулируя его проводимость и, следовательно, ток, протекающий через канал. Основная задача драйвера МОП-транзистора заключается в обеспечении быстрого, стабильного и точного переключения МОП-транзистора.

Также обязательным условием для управления МОП-транзистором, особенно в силовых преобразователях? является наличие гальванического разделения входного сигнала управления и силового выходного сигнала. Основное назначение гальванической развязки – это не допустить выход из строя логической части драйвера в случае выхода из строя силового транзистора и подачи высокого напряжения на драйвер.

После ознакомления с видами и способами реализации подобных драйверов был выбран ближайший аналог разрабатываемой схемы, драйвер специального назначения MOSFET-транзистора 5DP1300-B1 [3].

По результатам проведенного анализа синтезирована схема драйвера, имитационная модель которого приведена на рис 1.

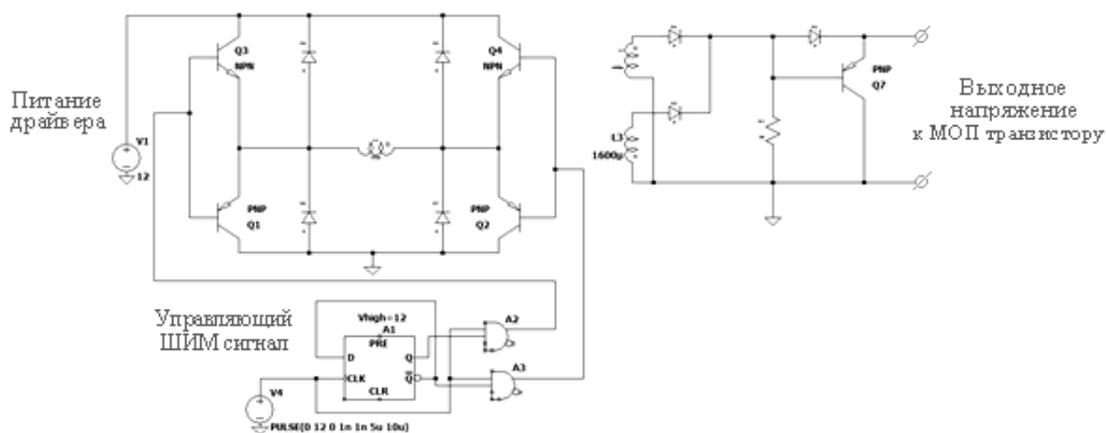


Рис. 1. Имитационная модель драйвера МОП-транзистора

Данную модель условно можно рассматривать как логическую и силовую часть. Первая состоит из триггера и двух элементов «И», выходы которых образуют противофазный сигнал на транзисторы в силовой части, формирующие переменное напряжение на первичной обмотке трёхобмоточного трансформатора. Осциллограммы напряжений работы драйвера представлены на рис. 2.

В процессе работы был создан экспериментальный макет драйвера МОП-транзистора. Особенностью трансформатора является то, что намотка второй и третьей обмоток проводится совместно для достижения максимально одинаковых параметров.

Изготовленный экспериментальный макет представлен на рис. 3.

Полученные осциллограммы работы макета представлены на рис. 4 (верхняя диаграмма – это входное напряжение, а нижняя – выходное, подаваемое на силовой транзистор для управления). Работоспособность проверена на частотах от 50 до 150 кГц с разным коэффициентом заполнения (25 и 75%).

В результате работы был разработан драйвер управления МОП-транзистором с гальваническим разделением входного и выходного сигнала. Практически эксперименты подтвердили адекватность разработанной схемы и имитационной модели. Данный драйвер может быть использован при построении силового модуля для системы электроснабжения автономных объектов.

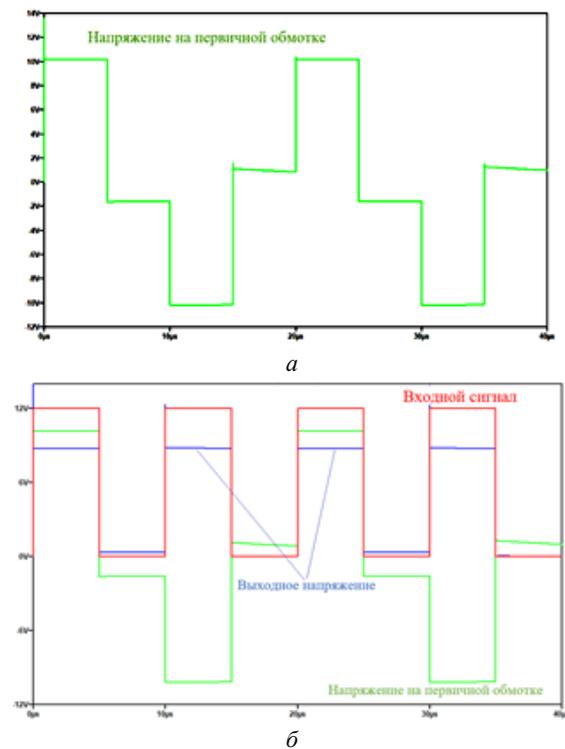


Рис. 2. Осциллограммы напряжения работы драйвера: *a* – на первичной обмотке трёхобмоточного трансформатора; *б* – входного сигнала, выходного напряжения и напряжения на первичной обмотке



Рис. 3. Изготовленный макет драйвера МОП-транзистора с гальваническим разделением

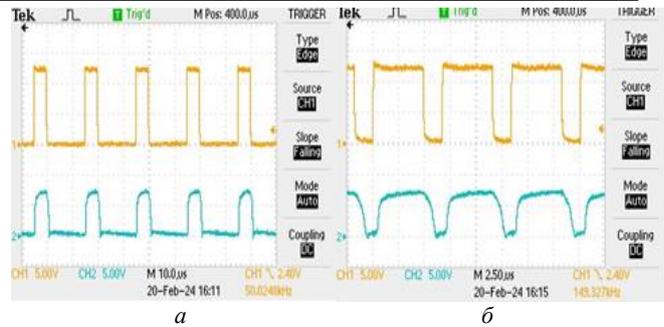


Рис. 4. Осциллограммы работы драйвера: *a* – при 50 кГц, $K_3 = 0,25$; *б* – при 150кГц, $K_3 = 0,75$

Литература

1. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.
2. Володин В.Я. LTSpice: компьютерное моделирование электронных схем. – СПб.: БХВ-Петербург, 2010. – 400 с.
3. Datasheet драйвера специального назначения MOSFET-транзистор 5DP1300-B1 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://electrum-av.com/images/pasporta/16.priemka%205/drivers/5dr1300p-b1.pdf>, свободный (дата обращения: 10.09.2024).

Безменников Антон Павлович

Студент каф. промышленной электроники (ПрЭ)
Томского государственного ун-та
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: a0809200349@gmail.com

Апасов Владимир Иванович

Доцент каф. ПрЭ ТУСУРа
Эл. почта: vovaap@mail.ru

Савочкин Николай Андреевич

Ассистент каф. ПрЭ ТУСУРа
Эл. почта: sna@ie.tusur.ru

К.А. Редлих, В.Д. Семёнов

Имитационная модель ячейки мостового преобразователя напряжения модульного типа

Представлена имитационная модель ячейки импульсного преобразователя напряжения модульного типа. Приведенные в статье временные диаграммы получены методом имитационного моделирования в среде MatLab/Simulink.

Ключевые слова: мостовой преобразователь напряжения модульного типа, корректирующее звено, система автоматического регулирования, система электроснабжения автономного объекта.

В настоящее время требования к системам электроснабжения (СЭС) автономных транспортных объектов постоянно растут. В связи с повышением технического уровня производства электротехнические комплексы и системы авиационной, наземной и корабельной техники должны обеспечивать высокий уровень надежности, низкие массогабаритные показатели, высокий КПД и высокую точность регулирования выходного напряжения [1]. Классическая система электроснабжения автономных объектов основана на трех основных составляющих: двигателя внутреннего сгорания, электрогенератора, блока стабилизации и регулирования напряжения.

Силовая установка транспортного объекта является источником первичной механической энергии, как правило, ею является двигатель внутреннего сгорания (ДВС). Конструктив электрогенераторных СЭС обеспечивает передачу крутящего момента ДВС через вал отбора мощности. Применение электрогенераторов в такой СЭС позволяет получить электроэнергию в широком диапазоне изменения выходного напряжения, потому что частота вращения ДВС определяется его основной задачей и, соответственно, изменяется в широком диапазоне. Стабилизация выходного напряжения в данных СЭС осуществляется посредством включения в структуру импульсных AC/DC-преобразователей, называемых блоками стабилизации и регулирования (БСиР). Блок-схема описанной электрогенераторной СЭС изображена на рис. 1.

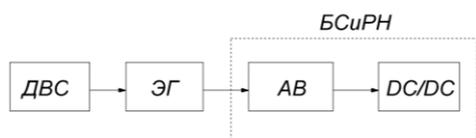


Рис. 1. Блок-схема электрогенераторной СЭС

Блок БСиР является AC/DC-преобразователем, состоящим из активного трехфазного выпрямителя (АВ) и двухтактного DC/DC-преобразователя напряжения. В зависимости от величины выходной мощности DC/DC-преобразователь может быть построен на основе полумостового или мостового преобразователя напряжения. При выходной мощности более 2 кВт используются модульные преобразователи напряжения, представляющие собой импульсные силовые ячейки (модули), соединенные параллель-

но. Пример модульного DC/DC-преобразователя представлен на рис. 2.

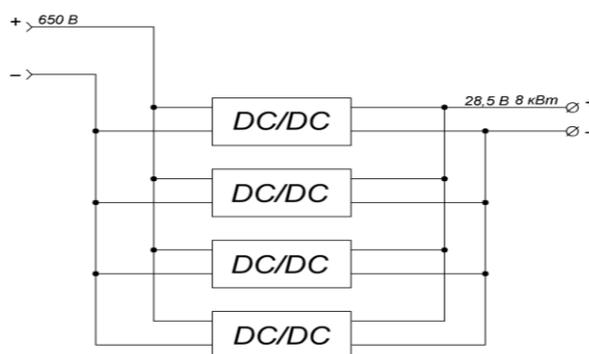


Рис. 2. Блок-схема DC/DC-преобразователя из четырех модулей

DC/DC-преобразователь БСиР является одним из основных блоков всей системы электропитания, в конечном итоге определяющим её надежность и эффективность, и требует особой проработанности в практической реализации, особенно в вопросе равномерного деления токов между силовыми модулями. Несомненным достоинством модульной структуры преобразователя являются возможность резервирования и повышенная ремонтопригодность.

Силовая ячейка DC/DC-преобразователя

Функциональная схема силовой ячейки представлена на рис. 3 и содержит однофазный мостовой инвертор напряжения, нагруженный на первичную обмотку понижающего трансформатора TV1. Напряжение вторичной обмотки выпрямляется мостовым выпрямителем и сглаживается LC-фильтром DC/DC-преобразователя.

Силовая ячейка (модуль DC/DC-преобразователя) имеет следующие характеристики: входное напряжение $U_{вх} = 650$ В; выходное напряжение $U_{вых} = 28,5$ В; выходная мощность $P_{вых} = 2$ кВт; частота следования управляющих импульсов не менее $f = 50$ кГц.

Работа системы управления силовой ячейки построена на ШИМ-управлении с обратной связью по выходному напряжению. Регулирование величины выходного напряжения осуществляется путем изменения относительной длительности открытого состояния транзисторов мостового инвертора. Модуль DC/DC-преобразователя является замкнутой систе-

мой автоматического регулирования (САР), на которую может быть возложена функция равномерного деления токов, а обеспечение ее динамических па-

раметров по переходным процессам достигается введением в систему корректирующего звена [2], о выборе которого будет сказано дополнительно.

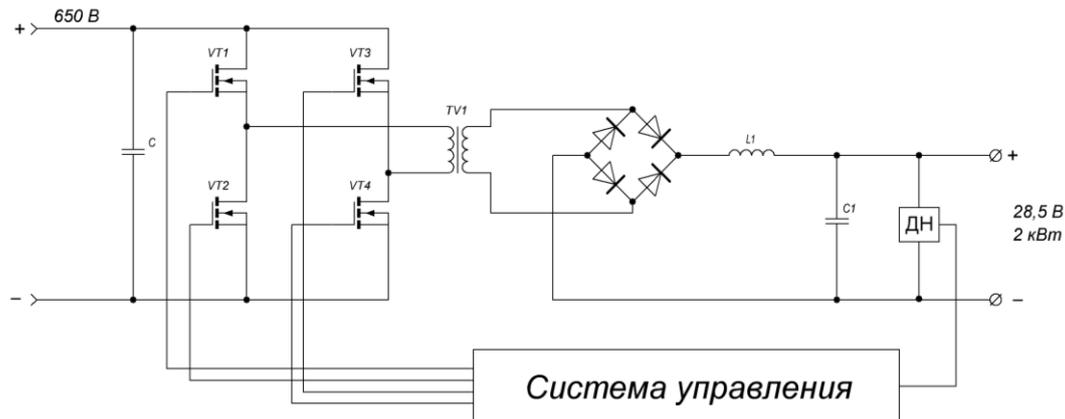


Рис. 3. Функциональная схема силовой ячейки DC/DC-преобразователя

Имитационная модель силовой ячейки DC/DC-преобразователя

Имитационное моделирование силовой ячейки DC/DC-преобразователя было проведено в среде MatLab/Simulink, предварительно был произведен расчет силовой части преобразователя и выбор ее основных элементов. Так, индуктивность дросселя LC-фильтра составила 4 мкГн; ёмкость конденсатора фильтра – 2200 мкФ. Требуемое напряжение вторичной обмотки трансформатора с целью компенсации падения напряжения на диодах выпрямителя – 33 В.

Имитационная модель силовой ячейки с замкнутой САР представлена на рис. 5. С целью получения уточненных результатов в имитационной модели учтены индуктивности рассеивания обмоток трансформатора, активные сопротивления обмоток трансформатора и дросселя. Силовые ключи являются условно идеальными (учтено лишь сопротивление открытого канала) и не отражают всех имеющихся в реальности их паразитных параметров.

Система управления мостовым преобразователем в имитационной модели построена на D-триггере и логических элементах «исключающее ИЛИ» (XOR). ШИМ (PWM Generator) предназначен для формирования управляющих импульсов с частотой следования 50 кГц. Формирование сигнала открытия транзистора в данной системе управления формируется по правилу строгой дизъюнкции, обеспечивая открытие накрест лежащих транзисторов мостового инвертора и формируя на полупериоде импульс и паузу. Структура системы управления в среде имитационного моделирования представлена на рис. 4.

Корректирующее звено САР было синтезировано инструментами среды MATLAB/Simulink методом приведения исходных ЛАЧХ и ЛФЧХ к желаемым путем подачи заданного возмущающего воздействия на вход системы управления. В результате синтеза была определена передаточная функция корректирующего звена, состоящая из произведения интегрирующего звена и апериодического (инерционного) звена первого порядка.

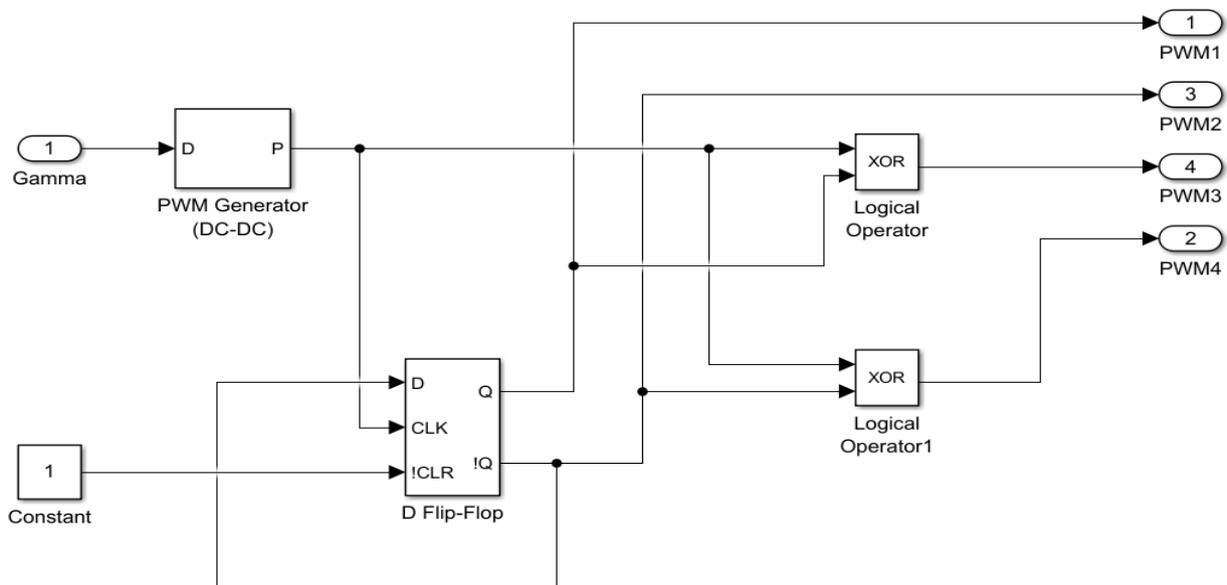


Рис. 4. Структура системы управления мостового преобразователя

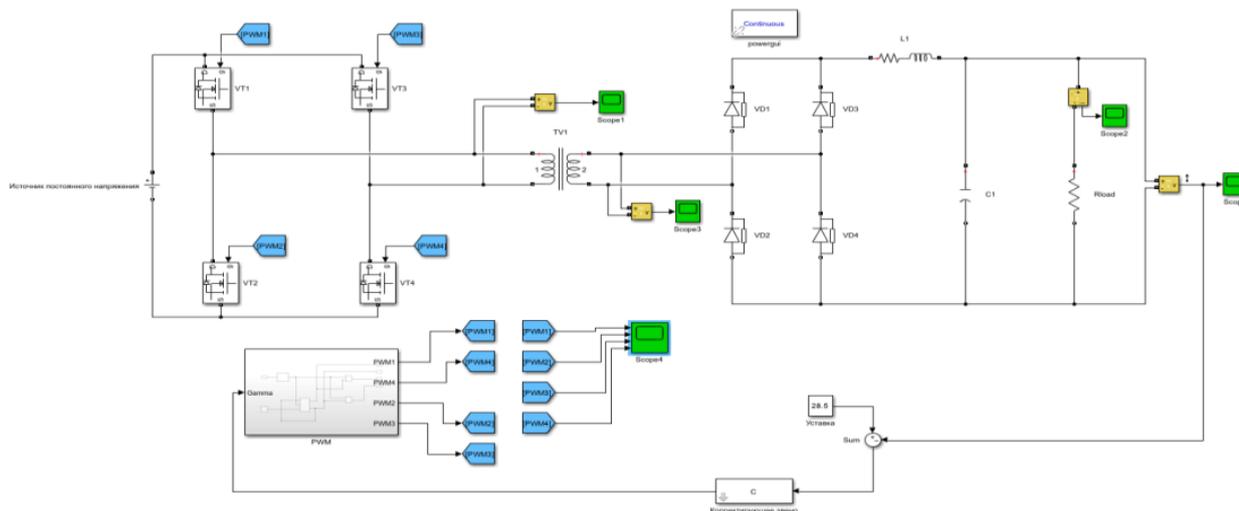


Рис. 5. Имитационная модель силовой ячейки с замкнутой САР

В результате имитационного моделирования были получены основные характеристики модуля силовой ячейки DC/DC-преобразователя в статическом и динамическом режиме работы.

Выходные ток и напряжение преобразователя в статическом режиме работы представлены на рис. 6.

Из рис. 6 установлено, что преобразователь обеспечивает заданный уровень выходного напряжения – 28,5 В и выходную мощность 2 кВт. Длительность переходного процесса при включении модуля составила 4,9 мс.

Из рис. 7 установлено, что пульсации выходного напряжения соответствуют 0,01 В, что удовлетворяет требованию обеспечения их амплитуды в 1% от номинального.

Важной задачей корректирующего звена является обеспечение заданной стабильности выходного

напряжения и длительности переходного процесса при динамически изменяющихся параметрах. Временная диаграмма динамического изменения выходной мощности за счет изменения сопротивления нагрузки представлена на рис. 8.

В момент времени 10 мс выходная мощность изменится до уровня 50% от номинальной, т.е. примет значение в 1 кВт. Из рис. 8 видно, что в момент времени 10 мс выходная мощность изменяется, что приводит к скачку выходного напряжения. Сигнал ошибки начинает возрастать, что приводит к уменьшению относительной длительности открытого состояния транзистора с 0,52 до 0,36. Длительность переходного процесса составила 8 мс и может быть сокращена путем введения в корректирующее устройство форсирующего звена.

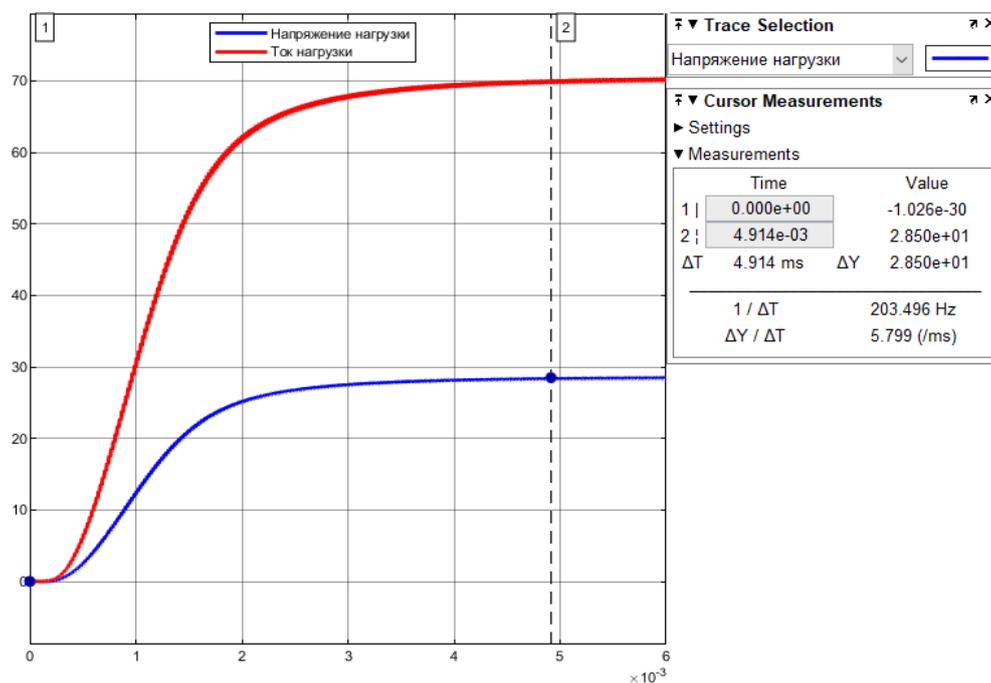


Рис. 6. Временные диаграммы тока и напряжения нагрузки

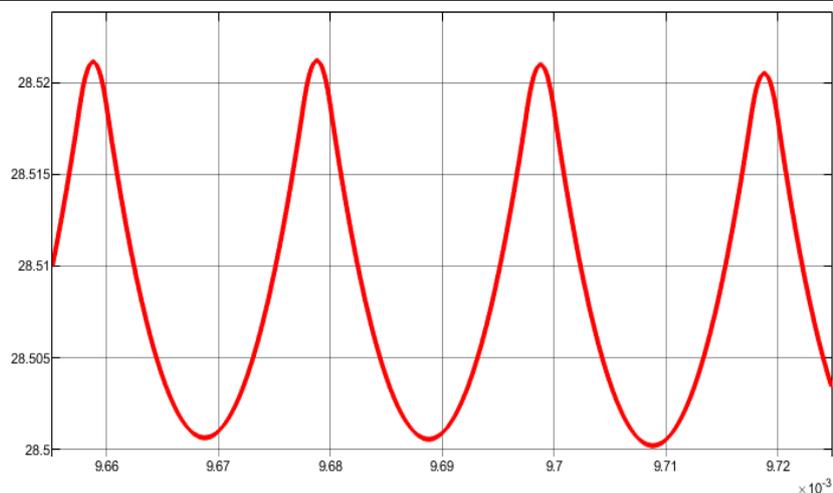


Рис. 7. Временная диаграмма пульсаций выходного напряжения

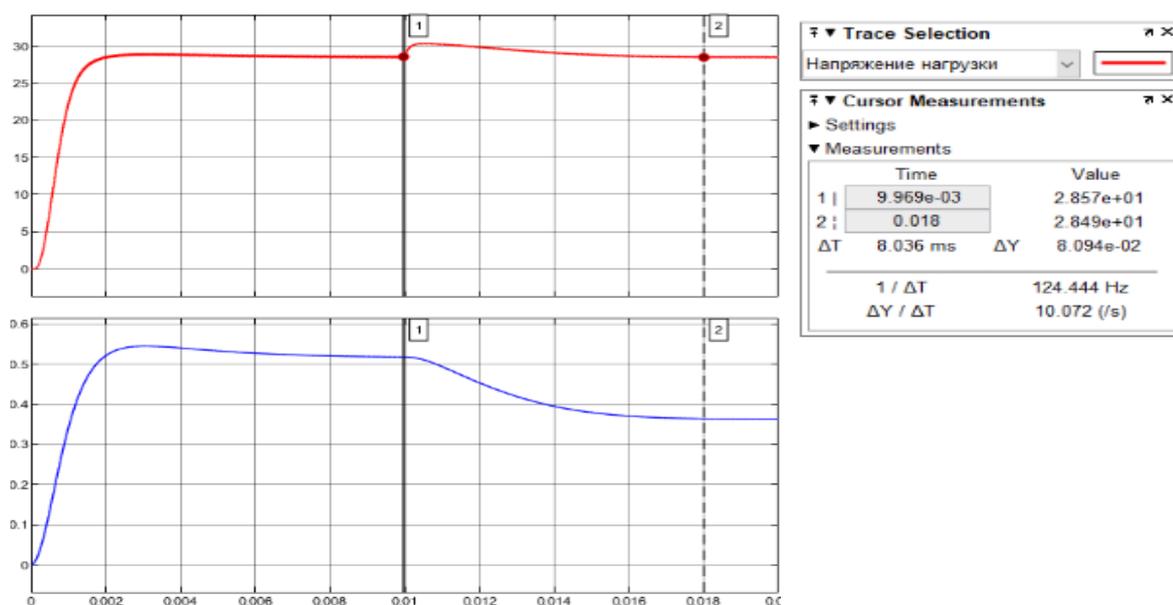


Рис. 8. Отклик системы управления на динамическое изменения выходной мощности

Заключение

В настоящей работе разработана и исследована имитационная модель модуля DC/DC-преобразователя, на основе которого будет построен DC/DC-преобразователь, состоящий из четырех параллельно включенных модулей. Имитационная модель модуля позволила установить основные характеристики проектируемой силовой ячейки на основе мостового инвертора напряжения. Следующим этапом исследования является разработка алгоритма работы системы управления модульного DC/DC-преобразователя, обеспечивающего равномерное деление токов между модулями, для чего необходимо будет создать его имитационную модель и получить количественные характеристики равномерности деления токов. Представленная в исследовании имитационная модель будет использована в реальном проектировании DC/DC-преобразователя.

Литература

1. Алгазин Е.И. Система электроснабжения автономных транспортных объектов / Е.И. Алгазин, А.В. Сапса-

лев, С.А. Харитонов // Омский научный вестник. – 2013. – № 2. – С. 249–253.

2. Синтез цифровых корректирующих звеньев для корректора коэффициента мощности на основе повышающего преобразователя в программе MatLab / И.Е. Гедзенко, В.Д. Семёнов, Д.Б. Бородин, В.А. Кабиров // Сборник изб. статей научной сессии ТУСУР, Томск, 19–21 мая 2021 г. – Томск: В-Спектр, 2021.

3. Харитонов А.С. Анализ системы электроснабжения постоянного тока летательных аппаратов: дис. ... канд. техн. наук. – Новосибирск: НГТУ, 2021. – 208 с.

Редлих Кирилл Алексеевич

Аспирант каф. промышленной электроники (ПрЭ) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: Redlih25kirill@yandex.ru

Семёнов Валерий Дмитриевич

Канд. техн. наук, проф. каф. ПрЭ ТУСУРа
Эл. почта: svd@ie.tusur.ru

Секция 9

ПЛАЗМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

*Председатель – Окс Ефим Михайлович,
зав. каф. физики, проф., д.т.н.*

Г.А. Касьянов, А.С. Климов, А.А. Лыман, А.Е. Петров

Поверхностная модификация керамики из диоксида циркония узкофокусированным электронным пучком в форвакуумной области давлений

Представлено влияние обработки керамики из диоксида циркония электронным пучком на морфологию поверхности и ее свойства. Объектом исследования выступала группа керамических образцов тетрагонального диоксида циркония, стабилизированного оксидом иттрия, спеченных при 1400 °С. Анализ морфологии поверхности и оценка ее шероховатости (S_a) проведены при помощи оптического профилометра. Результаты показали, что в исследуемой группе образцов при определенном режиме прирост шероховатости поверхности составил 60%. Микротвердость поверхности (H) достигла 17,5 ГПа, что указывает на упрочнение поверхности после обработки.

Ключевые слова: электронно-лучевая обработка, керамика, диоксид циркония, шероховатость, микротвердость.

Керамика на основе диоксида циркония

Керамика на основе диоксида циркония относится к классу биосовместимых и обладает к тому же высокими значениями твердости, износостойкости. Наибольшее распространение в медицине такая керамика нашла в имплантологии и протезировании [1]. На сегодняшний день, благодаря уникальным свойствам, ей удается конкурировать с таким материалом, как титан. Основное преимущество диоксида циркония заключается в оптимальной способности к остеоинтеграции, биосовместимости и эстетическим свойствам. Кроме того, материал не подвержен коррозии, как титан, и менее подвержен бактериальной адгезии [2].

Диоксид циркония обладает высокой биосовместимостью, является прочным и долговечным, обеспечивает естественные показатели светопрозрачности [3].

Методы обработки материалов

Изменение структуры поверхности керамических материалов в медицинской отрасли проводится для достижения следующих целей:

- Улучшение биосовместимости.
- Увеличение адгезии.
- Увеличение механической прочности [4].

Широкое применение находит электронно-лучевая обработка материалов. Изменение поверхностной морфологии при электронно-лучевой обработке происходит из-за воздействия электронов на поверхность материала [5].

Это приводит к изменению поверхностных неровностей, а также образованию новых неоднородностей. Также при электронно-лучевой обработке могут образовываться дефекты в структуре диоксида циркония, такие как вакансии, дислокации [6]. Эти дефекты приводят к формированию новых поверхностных неровностей и увеличению шероховатости.

Одним из важных параметров при обработке образцов для остеоинтеграции является шероховатость поверхности (S_a). Экспериментально выявлено, что шероховатая поверхность пористой микроструктуры может повысить скорость распространения клеток [7].

Целью настоящей работы является изменение морфологии поверхности керамических образцов при помощи электронного пучка с целью оценки влияния обработки на изменения параметров поверхности.

Описание метода обработки и материалы

Эксперименты по обработке образцов проводились с использованием электронно-лучевого оборудования, предназначенного для обработки диэлектрических материалов, принципиальная схема представлена на рис. 1.

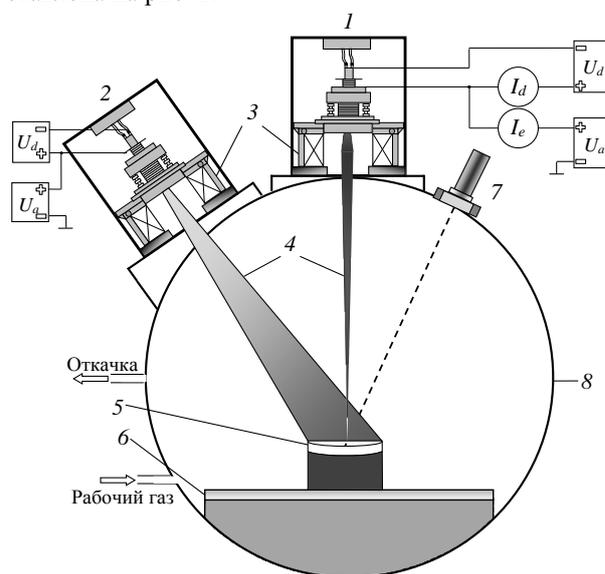


Рис. 1. Схема экспериментальной установки: 1 – источник узкофокусированного электронного пучка; 2 – источник рассеянного электронного пучка; 3 – фокусирующая система; 4 – электронный пучок; 5 – образец; 6 – платформа; 7 – пирометр; 8 – вакуумная камера

В качестве материала для образцов использовалась керамика на основе диоксида циркония, стабилизированная оксидом иттрия, предварительно спеченная при 1400 °С. Образцы из этого материала представляли собой диск толщиной ≈ 3 мм, диаметром ≈ 10 мм. Форма образцам задавалась в процессе их прессования.

Перед операцией по обработке была проведена откачка форвакуумным насосом до давления около 1–2 Па, после чего в камеру напускался рабочий газ гелий (He) высокой степени чистоты марки А до давления в 10 Па.

Обработка керамических образцов проводилась в непрерывном режиме, что означает, что электронный пучок безостановочно сканировал поверхность образца по заданному пути, заложенному в блоке развертки электронного пучка.

Экспериментальная установка имеет два плазменных источника электронов: подогревающий (под углом в 15°) и сканирующий (вертикальный). Подогревающий предназначается для предварительного подогрева образца рассеянным электронным пучком с диаметром ≈ 2 см до определенной температуры, что необходимо для предотвращения температурного удара. Сканирующий, в свою очередь, производит непосредственную обработку узкофокусированным электронным пучком диаметром $\approx 0,5$ мм, проходя по заданному пути.

Среди параметров электронно-лучевой обработки, которые использовались для реализации различных режимов, нужно выделить:

- ускоряющее напряжение, подаваемое на сканирующий электронный источник, $U_a = 25$ кВ;
- ток разряда I_p ;
- скорость прохождения пучка $V_n = 25$ мм/с;
- температуру предварительного подогрева $T_n = 1700$ °С.

Методика эксперимента:

- загрузка образца в рабочую камеру на графитовый тигель;
- откачка атмосферы форвакуумным насосом до давлений в 1–2 Па;
- напуск рабочего газа гелия до давления в 10 Па;
- включение электронных источников;
- постепенный подогрев образца до 1700 °С;
- после достижения температуры подогрева производится запуск развертки электронного пучка;
- после окончания работы развертки осуществляется плавное уменьшение мощности подогрева для охлаждения образца.

Результаты и их анализ

Для рассмотрения влияния электронно-лучевой обработки было взято 3 образца диоксида циркония, обработанных при различных токах пучка сканирующего электронного источника. Параметры обработки представлены в табл. 1.

Таблица 1

Номер образца	Параметры обработки	
	I_e , мА	P , Вт
1	21,5	530
2	20,1	500
3	18,9	470

Измерение шероховатости проводили на оптическом профилометре SuperView W1. Результаты

измерения шероховатости образцов до и после обработки приведены на рис. 2.

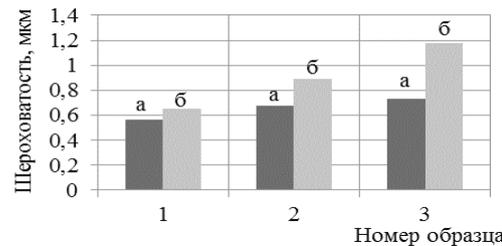


Рис. 2. Изменение значения шероховатости поверхности после обработки: а – до обработки; б – после обработки

Анализируя полученные результаты по шероховатости, можно сделать ряд выводов:

– при значениях мощности пучка более 500 Вт на обработанной керамике происходит, предположительно, локальное расплавление материала на месте прохождения электронного пучка, при этом значение шероховатости не изменялось более чем на 32%.

При обработке со значениями мощности пучка в 530 Вт и выше не наблюдается заметных изменений на поверхности керамики, но при этом значение шероховатости увеличилось на 15%;

– режим, при котором наиболее заметно произошло изменение шероховатости, имеет мощность пучка 470 Вт, при этом значение шероховатости изменилось на 60%.

При воздействии электронного пучка на поверхность кроме шероховатости изменяется и микротвердость – параметр, показывающий степень сопротивления поверхности износу и механическим повреждениям, обозначается как (H) и измеряется в ГПа.

Проверка на микротвердость проводится для того, чтобы понять, влияет ли обработка на механические свойства поверхности, в частности, микротвердость.

После проведения серии экспериментов по обработке была проведена оценка полученной микротвердости поверхности на микротвердомере ПМТ-3, результаты представлены в табл. 2.

Таблица 2

Результаты измерения микротвердости после обработки

Номер образца	Микротвердость, ГПа
1	15,6
2	13,0
3	12,9

Согласно литературе, микротвердость необработанного диоксида циркония, стабилизированного оксидом иттрия, составляет 13,5 ГПа [8].

Нужно сказать, что у используемого метода измерения микротвердости погрешность измерения равна ≈ 2 ГПа, в связи с чем можно заключить, что если она и изменяется, то только на увеличение (1-й образец), в остальных случаях она остается в пределах погрешности. Также нужно отметить, что характер ее изменения зависит от состояния поверхности исходных образцов, т.е. от режимов их спекания.

Заключение

Представлены результаты влияния обработки узкосфокусированным электронным пучком на свойства поверхности керамики на основе диоксида циркония.

Рассмотренный в работе способ поверхностной модификации керамического материала позволяет изменять поверхностные свойства обрабатываемого образца в широких пределах значений шероховатости, до 60% от исходного значения, также данный вид обработки позволяет увеличивать и твердость приповерхностных слоев, подвергшихся воздействию электронного пучка.

Литература

1. Patil N.A. Biological and mechanical enhancement of zirconium dioxide for medical applications / N.A. Patil, V. Kandasubramanian // *Ceramics International*. – 2020. – No. 46 (4). – PP. 4041–4057.
2. Webber L.P. Will zirconia implants replace titanium implants / L.P. Webber, H.L. Chan, H.L. Wang // *Applied Sciences*. – 2021. – No. 11 (15). – P. 6776.
3. Кирилова И.А. Сравнительная характеристика материалов для костной пластики: состав и свойства / И.А. Кирилова, М.А. Садовой, В.Т. Подорожная // *Хирургия позвоночника*. – 2012. – № 3. – С. 72–83.
4. Волокитина Е.А. Современное состояние и перспективы использования имплантатов из циркониевых керамических материалов в травматологии и ортопедии / Е.А. Волокитина, И.П. Антропова, К.А. Тимофеев, Р.А. Труфаненко // *Гений ортопедии*. – 2024. – № 30 (1). – С. 114–123.
5. Казаков А.В. Электронно-лучевой синтез диоксидциркониевой керамики / А.В. Казаков, А.С. Климов,

А.А. Зенин // *Доклады ТУСУР*. – 2012. – № 2 (26). – С. 186–189.

6. Алексеенко В.И. Адсорбционный механизм фазового превращения стабилизированного диоксида циркония / В.И. Алексеенко, Г.К. Волкова // *Журнал технической физики*. – 2000. – № 70 (9). – С. 57–62.

7. Салахов А.М. Современные керамические материалы. – Казань: Казан. фед. ун-т, 2016. – 407 с.

8. Бикабаева З.Г. Микротвердость керамических материалов / З.Г. Бикабаева, В.В. Полисадова, А.А. Панина. – Томск: Том. политехн. ун-т, 2011. – 23 с.

Касьянов Глеб Алексеевич

Магистрант передовой инженерной школы (ПИШ) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: gleb.kas.1990@mail.ru

Климов Александр Сергеевич

Д-р техн. наук, проф. каф. физики ТУСУРа
ORCID: 0000-0001-5848-0519
Эл. почта: klimov@tusur.ru

Лыман Алексей Артемьевич

Магистрант ПИШ ТУСУРа
Эл. почта: l010820011@mail.ru

Петров Александр Евгеньевич

Нач. отд. инновационной керамики компании «МОЙЕ Керамик-Имплантат»
Эл. почта: a.e.petrov_job@mail.ru

А.А. Лыман, А.В. Казаков, Г.А. Касьянов, Н.А. Панченко

Обработка стеклянных подложек импульсным форвакуумным плазменным источником электронов

Представлено влияние режимов обработки источником импульсного электронного пучка на характеристики поверхности стекла. В ходе исследования были рассмотрены зависимости шероховатости, угла смачивания и поверхностной энергии от энергии электронного пучка в импульсе. Анализ параметров поверхности показал, что в диапазоне энергий от 17 до 110 Дж/имп. фиксируется снижение шероховатости и поверхностной энергии и увеличение краевого угла смачивания. При больших значениях энергии пучка в импульсе наблюдается обратный эффект.

Ключевые слова: импульсный электронный пучок, модификация поверхности, стекло, угол смачивания, поверхностная энергия.

На сегодняшний день для обработки поверхностей материалов применяют различные способы. Например, химическое травление или пескоструйная обработка активно применяются в изменении поверхностных свойств твердых материалов [1]. Однако развитие промышленности не стоит на месте. Появляются все более новые методы, одним из таких выступает обработка импульсным электронным пучком. Данный способ нашел свое применение в различных отраслях науки и техники, таких как микроэлектроника, медицина, аэрокосмическая промышленность и т.д.

Актуальность метода обусловлена его уникальными возможностями и преимуществами перед другими методами обработки материалов. Например, по сравнению с пескоструйной или химической обработкой управление данным методом не требует подбора расходных материалов [2].

Целью настоящей работы является исследование влияния обработки с помощью импульсного электронного пучка на поверхностные свойства кварцевого стекла, такие как шероховатость, угол смачивания и поверхностная энергия.

Экспериментальная установка и методика измерений

В работе использовался форвакуумный плазменный источник импульсного электронного пучка [3]. Он представляет собой устройство, которое формирует электронный пучок путем извлечения электронов с эмиссионной границы плазмы.

Установка оснащена системами вакуумной откачки для получения давлений в камере, соответствующих форвакуумной области, а также системой позиционирования для передвижения образцов в области воздействия электронного пучка.

Обработка проводилась в атмосфере азота при давлении в рабочей камере 8 Па. При обработке образцов ускоряющее напряжение U_a составляло 8–9 кВ, ток I_e эмиссии изменялся от 25 до 75 А, длительность импульсов τ_d изменялась от 50 до 500 мкс, частота следования импульсов была 0,2 Гц. На рис. 1 представлена схема обработки импульсным электронным пучком.

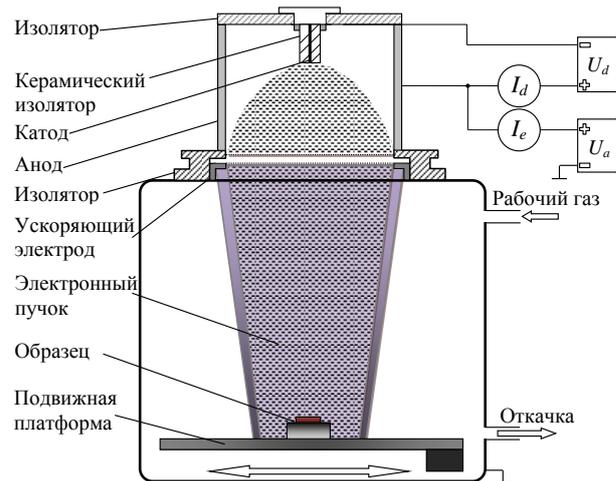


Рис. 1. Схема экспериментальной установки

Объектом исследования выступают нешлифованные стеклянные подложки прямоугольной формы с габаритными размерами 75×25 мм. Эти образцы подверглись воздействию электронного пучка с различными значениями длительности импульса τ_d , тока эмиссии I_e (тока электронного пучка) и ускоряющего напряжения U_a , так, чтобы энергия в импульсе лежала в диапазоне от 17 до 110 Дж/имп. Исследование шероховатости происходило с помощью профилометра модели 130, принцип работы которого основан на преобразовании механических колебаний в электрический сигнал. Измерение краевых углов проводилось с использованием оптического микроскопа МБС-10.

Результаты эксперимента и их анализ

Обработка проводилась электронным пучком с различной энергией в импульсе. Расчет энергии импульса в пучке осуществлялся по формуле

$$E_e = 0,7 \cdot I_e \cdot U_a \cdot \tau_d, \quad (1)$$

где I_e — ток эмиссии, А; U_a — ускоряющее напряжение, В; 0,7 — коэффициент, учитывающий потери при транспортировке пучка и прозрачность эмиссионной сетки; τ_d — длительность импульса, с.

Для исследований был выбран диапазон энергий электронного пучка в импульсе от 17 до

110 Дж/имп. Всего было 6 режимов обработки образцов, режимы обработки представлены в табл. 1.

Таблица 1
Энергия импульса в пучке

№ режима	E_e , Дж/имп.
1	17
2	50
3	58
4	84
5	102
6	110

Результаты измерения шероховатости поверхности образцов после обработки представлены на рис. 2.

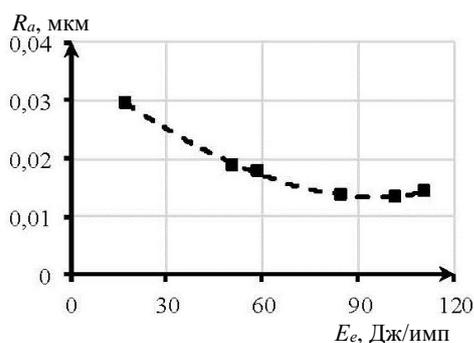


Рис. 2. График зависимости шероховатости поверхности от энергии пучка в импульсе

Приведенные результаты демонстрируют изменение микрорельефа поверхности во всем исследуемом диапазоне энергий импульса в пучке. Так, в области значений от 17 до 102 Дж/имп. наблюдается устойчивое уменьшение шероховатости, обусловленное вероятным плавлением приповерхностного слоя. Подобное изменение наблюдалось при лазерной обработке, применяемой авторами статьи [4], в которой полировка и выравнивание поверхности материалов происходили за счет плавления приповерхностного слоя. При больших значениях энергии в импульсе наблюдается увеличение параметра шероховатости R_a . Вероятно, это обусловлено формированием микротрещин и пор, увеличивающих неоднородность микрорельефа. Образование таких дефектов наблюдали авторы статьи [5], в которой обработка материала происходила с применением установки лазерного облучения.

Одним из параметров, характеризующих свойства поверхностей, выступает угол смачивания. Для определения углов смачивания использовалась следующая формула:

$$\cos \theta = \frac{\left(\frac{d}{2}\right)^2 - H^2}{\left(\frac{d}{2}\right)^2 + H^2}, \quad (2)$$

где d – диаметр капли, мм; H – высота капли, мм; θ – угол смачивания, град.

Из определенных экспериментально значений проведен расчет краевых углов дистиллированной воды на поверхности стекла. На рис. 3 представлена зависимость угла смачивания для дистиллированной воды от энергии пучка в импульсе.

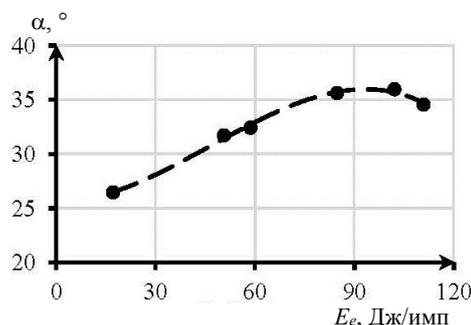


Рис. 3. График зависимости краевых углов от энергии пучка в импульсе

Анализ зависимости краевых углов от энергии пучка в импульсе показал, что краевые углы изменяются в соответствии с шероховатостью. В диапазоне значений энергии E_e от 17 до 102 Дж/имп. наблюдается увеличение угла смачивания, что обусловлено уменьшением шероховатости покрытий. При больших значениях энергии E_e наблюдается обратный эффект. Так как кварцевое стекло является гидрофильным материалом, то жидкость, попадая на поверхность, растекается по площади изделия, проникая в микротрещины и микроканавки [6].

Для анализа состояния поверхности использовался метод ОВРК (метод Оунса, Вендта, Рабеля и Кьельбле). По формуле (3) была рассчитана поверхностная энергия

$$\frac{\sigma \cdot (\cos \theta + 1)}{2 \cdot \sqrt{\sigma_d}} = f \left(\frac{\sqrt{\sigma_p}}{\sqrt{\sigma_d}} \right), \quad (3)$$

где θ – краевой угол; σ – поверхностное натяжение на границе жидкость – газ, мДж/м²; σ_p и σ_d – полярная и дисперсионная составляющие поверхностного натяжения, мДж/м². Оценка поверхностной энергии обработанных образцов проводилась с использованием четырех жидкостей, параметры которых приведены в табл. 2. Было выбрано 5 режимов обработки таким образом, чтобы энергия в импульсе перекрывала весь ранее рассматриваемый диапазон от 17 до 110 Дж/имп.

Таблица 2

Составляющие поверхностного натяжения некоторых жидкостей на границе с воздухом

Жидкость	Свободная поверхностная энергия, мДж/м ²		
	σ_d	σ_p	σ
Вода	22	50,2	72,2
Глицерин	34	30	64
Этиленгликоль	29,3	19	48,3
2-Этоксизтанол	23,6	5	28,6

С помощью измеренных значений краевых углов по всем четырем жидкостям была произведена оценка поверхностной энергии для пяти режимов

обработки. На рис. 4 представлены результаты оценок поверхностной энергии для различных энергий пучка в импульсе.

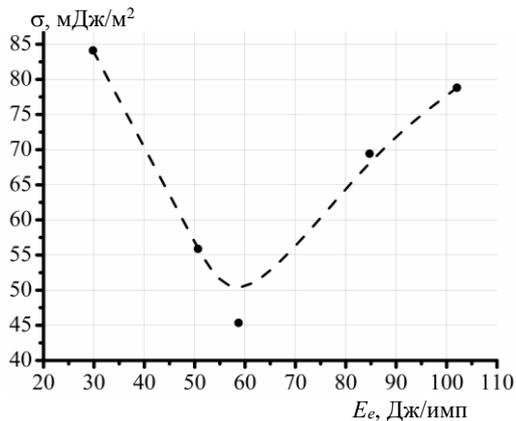


Рис. 4. Зависимость поверхностной энергии от энергии пучка в импульсе

С ростом энергии в импульсе поверхностная энергия сначала падает, а затем растет, что коррелирует с изменением шероховатости поверхности. Таким образом, регулируя энергию в импульсе, можно получить поверхность с необходимыми адгезионными свойствами поверхности кварцевого стекла.

Заключение

В ходе выполнения работы были изучены влияние режимов обработки с помощью импульсного электронного пучка на характеристики поверхности стеклянных подложек. Согласно полученным результатам, было выявлено, что увеличение энергии пучка в импульсе от 17 до 102 Дж/имп. увеличивает краевой угол смачивания поверхности и уменьшает шероховатость и поверхностную энергию. Это объясняется плавлением поверхностного слоя и формированием микрорельефа с низкой шероховатостью. Поверхность становится менее развитой, из-за чего жидкость занимает большую площадь, соответственно, уменьшается энергия взаимодействия жидкости и твердого тела.

Литература

1. Мамонов А.М. Исследование влияния инновационных технологий обработки на структуру и физико-химические свойства материалов / А.М. Мамонов, Ю.В. Чернышова, А.И. Сафарян // Титан. – 2015. – № 4 (50). – С. 4–11.
2. Каллистер У.Д. Материаловедение. От технологии к применению. Металлы, керамика, полимеры / У.Д. Каллистер, Д.Г. Ретвиш. – М.: Бинوم, Лаборатория знаний, 2019. – 896 с.
3. Рылакин Н.Н. Основы электронно-лучевой обработки / Н.Н. Рылакин, Р.Д. Бауэр. – М.: Наука, 1978. – 239 с.
4. Temmler A. Influence of pulse duration and pulse frequency on micro-roughness for laser micro polishing (LµP) of stainless steel AISI 410 / A. Temmler, D. Liu, J. Luo, R. Poprawe // Applied surface science. – 2020. – No. 510. – P. 145.
5. Antropova V.A. Effect of structure parameters and composition of high-silica porous glasses on their thermal and radiation resistant properties. / V.A. Antropova, V.S. Stoliar // Optica Applied. – 2005. – No. 35 (4). – PP. 717–723.
6. Hao L. Effects of Nd:YAG laser treatment on the wettability characteristics of a zirconia-based bioceramic // Optics and lasers in engineering. – 2006. – No. 44 (8). – PP. 803–814.

Лыман Алексей Артемьевич

Магистрант передовой инженерной школы (ПИШ) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: alex.lyman.2001@mail.ru

Казakov Андрей Викторович

Канд. техн. наук, доцент каф. физики ТУСУРа
Эл. почта: andrykazakov@gmail.com

Касьянов Глеб Алексеевич

Магистрант ПИШ ТУСУРа
Эл. почта: gleb.kas.1990@mail.ru

Панченко Николай Алексеевич

Канд. техн. наук, доцент, с.н.с. каф. физики ТУСУРа
Эл. почта: nikolai.a.panchenko@tusur.ru

УДК 539.219.1

А.К. Нестеренко, Т.О. Климкин, А.А. Сальников

Получение однородных по толщине YSZ-покрытий на протяженных образцах форвакуумным источником электронов

Получены YSZ-покрытия на протяженных образцах методом электронно-лучевого испарения в форвакуумном диапазоне давлений. Проведено исследование неоднородности покрытий, полученных при различных расстояниях между мишенью и подложкой (4 и 9 см) и с использованием разного количества испаряемых мишеней (одна, две, три). Наименьшая неоднородность покрытия, 3%, достигнута при расстоянии 4 см от мишени до подложки с использованием трех мишеней. При расстоянии 9 см неоднородность составила 4,2% при двух мишенях и 3,6% при трех мишенях.

Ключевые слова: протяженный объект, однородность, мишень, YSZ.

Современные технологии требуют создания материалов с уникальными свойствами, способными выдерживать экстремальные условия эксплуатации. Керамика, особенно на основе диоксида циркония (ZrO_2), обладает выдающимися свойствами: высокой прочностью, устойчивостью к высоким температурам, коррозии и хорошими диэлектрическими характеристиками [1–3]. Благодаря этим уникальным свойствам данная керамика нашла широкое применение в различных сферах промышленности. Например, она используется для создания критически важных элементов в атомной энергетике [4], для плавки платины и редкоземельных элементов в металлургии [5], а также для изготовления тормозных дисков в высококлассных автомобилях [6]. Теплозащитные покрытия (ТЗП) из диоксида циркония с добавлением иттрия (YSZ) по-прежнему широко применяются в аэрокосмической и нефтегазовой промышленности. Они повышают срок службы лопаток в горячем тракте турбины и улучшают эффективность газотурбинных двигателей (ГТД) [7].

Покрытия, созданные методом электронно-лучевого напыления из паровой фазы в высоком вакууме (ЕВ-PVD), обладают уникальными свойствами, которые делают их идеальными теплозащитными покрытиями. Они демонстрируют один из самых низких показателей теплопроводности среди всех керамических материалов – всего 2,3 Вт/(м·К) при 1000 °С. При этом они сохраняют относительно высокий коэффициент линейного расширения при изменении температуры ($11 \cdot 10^{-6} K^{-1}$). Это позволяет снизить механические напряжения, возникающие из-за разницы температурного расширения между керамическим покрытием и металлической основой [8].

Альтернативным методом осаждения YSZ может быть метод осаждения электронным пучком из паровой фазы в форвакуумном диапазоне давлений. Данный метод позволяет осуществлять синтез ТЗП со спектром свойств, не уступающим покрытиям, полученным методом ЕВ-PVD. Но при этом энергозатраты и количество материала для производства покрытия существенно ниже.

Однако как при осаждении в высоком вакууме, так и в области форвакуумного диапазона для испарения керамической мишени используется остро-

сфокусированный электронный луч. При этом источник испарения получается точечным. Учитывая, что продольные размеры лопатки превышают поперечные размеры, а также что профиль лопатки достаточно сложен, вопрос равномерности осаждения ТЗП актуален, поскольку при недостаточной толщине ТЗП в конечном итоге произойдет его скол с поверхности лопатки.

Целью настоящего исследования является получение однородных покрытий электронно-лучевым методом из паровой фазы в форвакуумном диапазоне давлений на плоскопараллельных протяженных образцах.

Методика и техника эксперимента

Электронный пучок генерировался форвакуумным источником электронов с плазменным катодом [9, 10] в атмосфере гелия. Внутренний объем вакуумной камеры был предварительно откачан до остаточного давления 1 Па. Для этого использовалась вакуумная система, включающая в себя двухступенчатый агрегат, состоящий из пластинчатороторного насоса и насоса Рутса. Далее в камеру напускался рабочий газ (гелий) через апертуру в полом катоде электронного источника до давления 5,7 Па. Электронный пучок с использованием системы фокусировки и отклонения пучка транспортировался сквозь газовую атмосферу внутреннего объема вакуумной камеры и позиционировался на мишени.

В качестве испаряемых мишеней использовались образцы циркониевой керамики, частично стабилизированной оксидом иттрия (4 wt%) шарообразной формы диаметром 1 см и весом в пределах 3,4–3,6 г. Мишени размещались в тигле, выполненном из графита, с возможностью одновременного размещения пяти мишеней (рис. 1).

На начальной стадии эксперимента осуществлялся нагрев мишени для исключения неконтролируемого разрушения мишени из-за поверхностных напряжений, вызванных разностью температур. Длительность нагрева составляла 5 мин, ток эмиссии $I_{эм} = 70$ мА, ускоряющее напряжение $U_{уск} = 3$ кВ.

Далее производилось плавное повышение ускоряющего напряжения до значения (13 кВ), достаточного для эффективного испарения мишени. При испарении мишени формировались пары, которые впоследствии осаждались на подложку.

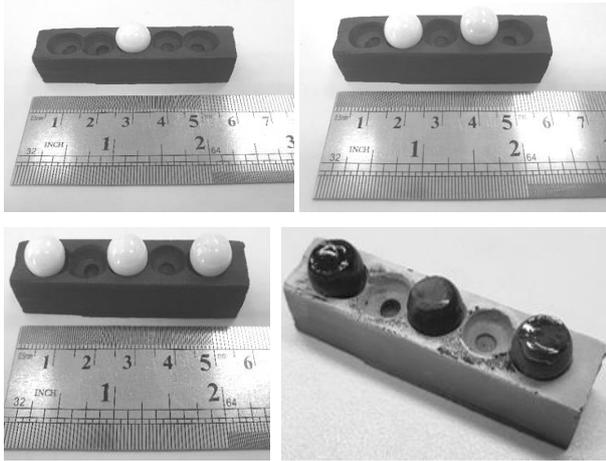


Рис. 1. Внешний вид графитового тигля и расположение одной, двух и трех мишеней до испарения, а также трех мишеней после частичного испарения (нижний правый фрагмент)

Для экспериментов были подготовлены плоские прямоугольные подложки из нержавеющей стали длиной 5 см. Данное значение совпадает с продольной длиной лопаток ГТД. Толщина подложек составляла 0,5 см. Подложки располагали на расстоянии 4 и 9 см от поверхностей мишени (рис. 2).

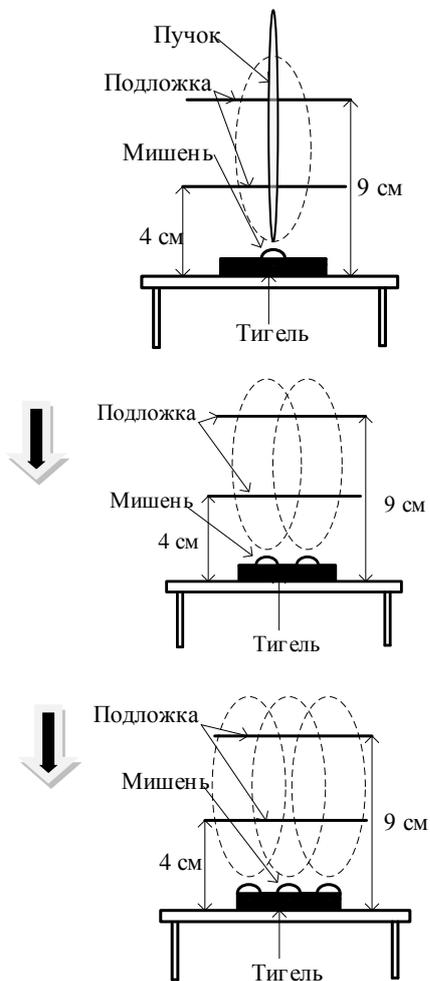


Рис. 2. Схема эксперимента при использовании одной, двух и трех мишеней

После испарения одной мишени производился замер толщин формируемого покрытия и определялась его однородность по толщине. Измерение толщины покрытий на образцах осуществлялось с использованием контактного профилометра марки 130 методом ощупывания.

При тех же условиях эксперимента испарялось две и три мишени и определялась равномерность осажденных покрытий по толщине.

Результаты эксперимента

На рис. 3 представлено распределение толщины покрытия YSZ-мишени на протяженном объекте на различных расстояниях до подложки и при различном количестве мишеней.

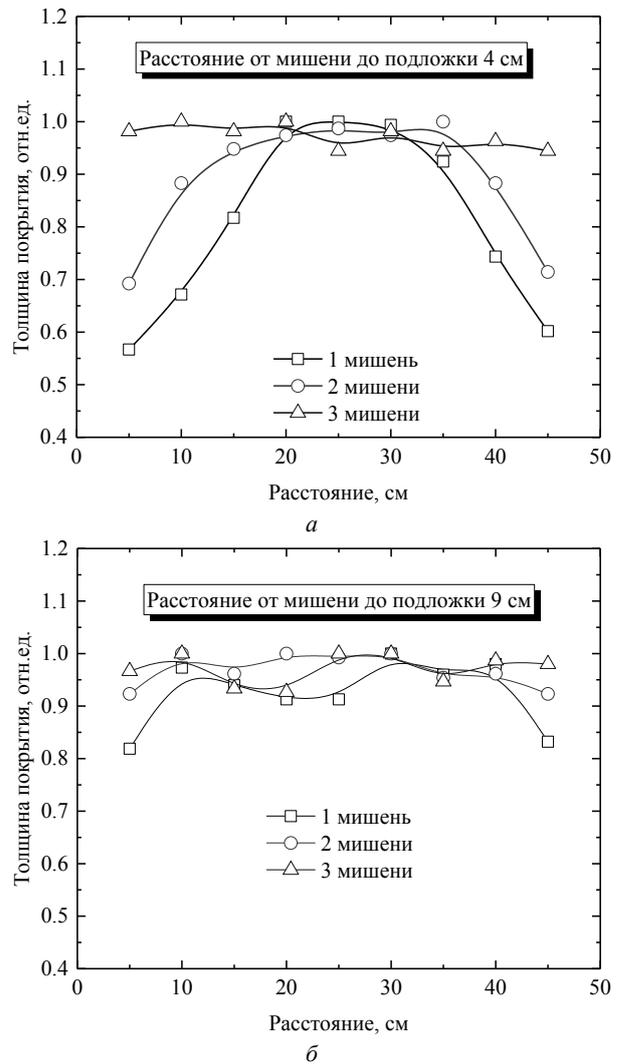


Рис. 3. Распределение паров YSZ-мишени на протяженном объекте на расстояниях до подложки в 4 см – а; 9 см – б

Из рис. 3, а видно, что при испарении одиночной мишени при ее расположении по центру подложки неоднородность покрытия составляет $\pm 30\%$, что недопустимо для технологического процесса осаждения ТЗП, поскольку при толщине покрытия в центральной части лопатки 100 мкм на ее хвостовике или замке это значение будет существенно ниже, что не гарантирует снижение тепловой нагрузки на

подслоя и приведет к разрушению как покрытия подслоя, так и самого ТЗП.

Увеличение расстояния мишень–подложка с 4 до 9 см способствует значительному (в 3 раза) улучшению однородности формируемого покрытия. За счет расширения облака пара материала мишени, а также за счет столкновений его частиц с нейтралами остаточной атмосферы и рабочего газа достигается неоднородность формируемых покрытий $\pm 10\%$ даже при испарении одной мишени. Области резкой неоднородности наблюдаются только непосредственно на краях подложки.

При поочередном испарении двух мишеней в одном технологическом цикле неоднородность покрытия, полученного на подложке, отстоящей на расстоянии 4 см от подложки, уменьшается с ± 30 до $\pm 17\%$ (см. рис. 3, а, 2 мишени). По-прежнему не обеспечивается однородность покрытия на краях мишени.

Для расстояния мишень–подложка в 4 см существенного снижения неоднородности покрытия удастся достичь при поочередном испарении трех мишеней. Неоднородность покрытия в этом случае уменьшается на порядок и составляет $\pm 3\%$.

Использование большего количества испаряемых мишеней также обеспечивает улучшение однородности и на расстоянии мишень–подложка 9 см.

Заключение

Получена минимальная неоднородность поверхности при расстояниях от мишени до подложки в 4 и 9 см при использовании одной, двух и трех мишеней. Неоднородность покрытий при использовании одной мишени составила 30% при расстоянии до подложки в 4 см и 10% при 9 см. Использование трех мишеней позволило снизить неоднородность покрытия на расстоянии 4 см практически на порядок, для 9 см – в 2,5 раза. Минимальная неоднородность равна 3% при использовании трех мишеней и расстоянии до подложки в 4 см.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда, грант № 24-79-10026.

Литература

1. Stevens R. Engineering properties of zirconia // *Engineered Materials: Handbook*, ASM International. Ceramics and Glasses. – 1991. – Vol. 4. – PP. 775–786.
2. Bocanegra-Bernal M.H. Phase transitions in zirconium dioxide and related materials for high performance engineering ceramics / M.H. Bocanegra-Bernal, S.D. de la Torre // *Journal of Materials Science*. – 2002. – Vol. 37 (23). – PP. 4947–4971.

3. Boch P. Ceramic materials: processes, properties and applications / P. Boch, J.C. Niepce (eds.). – ISTE Ltd, 2007. – 573 p.

4. Eutectic crystallization in the $\text{FeO}_{1.5}\text{-UO}_{2+x}\text{-ZrO}_2$ system / V.I. Almjashv, M. Barrachin, S.V. Bechta, D. Bottomley, F. Defoort, M. Fischer, V.V. Gusarov, S. Hellmann, V.B. Khabensky, E.V. Krushinov, D.B. Lopukh, L.P. Mezentseva, A. Miassoedov, Yu.B. Petrov, S.A. Vitol // *Journal of Nuclear Materials*. – 2009. – Vol. 389 (1). – PP. 52–56.

5. Высокоогнеупорные тигли из стабилизированного диоксида циркония для индукционной плавки металлов платиновой группы, изготовленные методом вибролитья / В.В. Примаченко, В.В. Мартыненко, И.Г. Шулик, И.А. Куценко // *Литье и металлургия*. – 2012. – № 3 (66). – С. 166–168.

6. Effects of ZrSiO_4 in non-metallic brake friction materials on friction performance / Y. Ma, G.S. Martynková, M. Valášková, V. Matějka, Y. Lu // *Tribology International*. – 2008. – Vol. 41, Iss. 3. – PP. 166–174.

7. Some recent trends in research and technology of advanced thermal barrier coatings / U. Schulz, C. Leyens, K. Fritscher, M. Peters, B. Saruhan-Brings, O. Lavigne, J.-M. Dorvaux, M. Poulain, R. Mévrel, M. Caliez // *Aerospace Science and Technology*. – 2003. – № 7(1). – С. 73–80.

8. Merchev S. Термобарьерные покрытия [Электронный ресурс]: Thermal barrier coatings, ЗАО «Plakart». – URL: <http://www.rusnanonet.ru/articles/53958/> (дата обращения: 10.08.2024).

9. Electron-Beam Synthesis of Dielectric Coatings Using Forevacuum Plasma Electron Sources (Review) / Y.G. Yushkov, E.M. Oks, A.V. Tyunkov, D.B. Zolotukhin // *Coatings*. – 2021. – Vol. 12, No. 1. – P. 82.

10. Yushkov Y.G. Deposition of boron-containing coatings by electron-beam evaporation of boron-containing targets / Y.G. Yushkov, E.M. Oks, A.V. Tyunkov, C. Corbella, D.B. Zolotukhin // *Ceramics International*. – 2020. – Vol. 46. – No. 4. – PP. 4519–4525.

Нестеренко Алексей Константинович

Магистрант каф. передовой инженерной школы (ПИШ) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: alex27.11.01@mail.ru

Климкин Тимур Олегович

Магистрант каф. ПИШ ТУСУР
Эл. почта: klimkin.timur13@mail.ru

Сальников Алексей Алексеевич

Магистрант каф. ПИШ ТУСУР
Эл. почта: salnikovs802@gmail.com

Л.Ж. Нгон А Кики, Ф.А. Суховольский, В.А. Бурдовицин

Разряд в полой катоде, стимулированный электронным пучком

Показано, что зажигание разряда в полой электроде может быть стимулировано созданием пучковой плазмы на входе в полость. Зажигание разряда носит пороговый характер как по напряжению на полой электроде, так и по току электронного пучка. Пороговые значения указанных величин определяются давлением газа.

Ключевые слова: электронный пучок, пучковая плазма, разряд с полым электродом, инициирование разряда.

Реактивное электронно-лучевое испарение [1] представляет собой метод осаждения тонкопленочных покрытий, менее распространенный по сравнению с ионно-реактивным распылением, несмотря на очевидные преимущества, связанные, прежде всего, с более высокой скоростью осаждения. Одна из причин, ограничивающих применение реактивного испарения, заключается в низкой реакционной способности газа, в среде которого происходит испарение. Один из способов повышения реакционной способности газа состоит в его ионизации [2], причем наиболее эффективным следует признать создание плазмы вблизи подложки. Такой подход может быть реализован, в частности, разрядом с полым катодом в случае расположения подложки в катодной полости. При этом, однако, возникает задача инициирования и поддержания разряда в катодной полости. На решение этой задачи нацелены исследования, результаты которых представлены в настоящем сообщении.

Аппаратура и методика

Эксперимент проводился на установке, схема которой приведена на рис. 1, а. Для генерации электронного пучка использовался форвакуумный плазменный источник 1, расположенный на верхнем фланце вакуумной камеры 2, изготовленной из нержавеющей стали. Эмиссионная плазма в электронном источнике создавалась разрядом с полым катодом. Для формирования электронного пучка к ускоряющему промежутку прикладывалось напряжение U_a , а в области транспортировки создавалось фокусирующее магнитное поле с помощью магнитной линзы 4. В качестве мишени для электронного пучка использовался графитовый тигель 5.

Рядом с тиглем, как показано на рис. 1, располагался полый электрод 6 с размещенным в нем подложкодержателем 7. Водоохлаждаемый полый электрод изготовлен из меди, диаметр полости составляет 43 мм, а длина 90 мм. Глубина l расположения подложкодержателя при проведении экспериментов составляла 70 мм. Полый электрод находился под отрицательным напряжением U_h , создаваемым отдельным выпрямителем. При проведении эксперимента соблюдалась последовательность действий.

Давление 1 Па в вакуумной камере достигалось откачкой с использованием механического насоса BSV 90. После этого в камеру напускался азот до давления 8 Па и осуществлялась промывка в течение ~10 мин. Установление необходимого давления про-

изводилось регулировкой напуска газа с помощью натекателя LV10K фирмы EDWARDS.

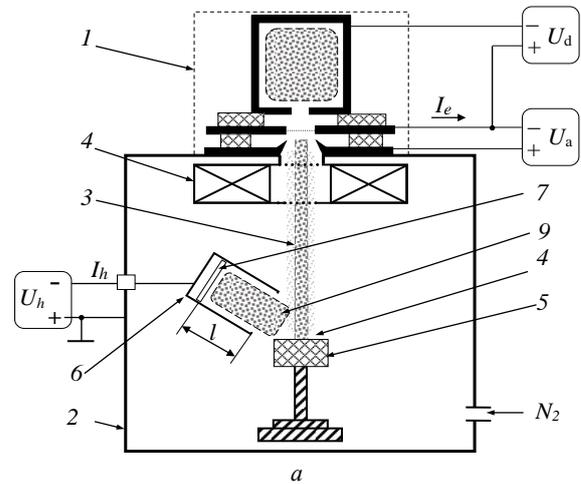


Рис. 1. Схема установки (а) и вид отдельных элементов (б)

Исследования инициирования разряда в полой электроде производились путем измерения тока I_h в цепи полого электрода как функции тока I_e электронного пучка при постоянном напряжении U_h , а также тока I_h как функции напряжения U_h при постоянном токе I_e пучка. Напряжение U_a на ускоряющем промежутке во всех экспериментах составляло 5 кВ. Картина свечения во время эксперимента показана на рис. 1, б. Для визуализации распространения газоразрядной плазмы в полый электрод был изготовлен его макет из металлической сетки с размером ячейки $0,5 \times 0,5$ мм² и сохранением размеров полого электрода.

Результаты измерений и их обсуждение

Рисунки 2 и 3 содержат зависимости, полученные в эксперименте. Кривые, показанные на графиках, свидетельствуют о том, что при достижении током пучка и напряжением на полом электроде некоторых значений происходит резкое возрастание тока в цепи полого электрода.

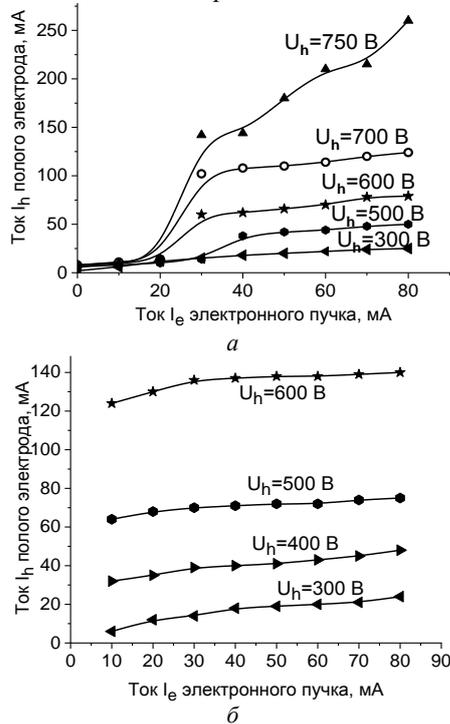


Рис. 2. Зависимости тока I_h в полом электроде от тока I_e электронного пучка для разных напряжений U_h на полом электроде. Давление p азота: 2,6 Па (а); 4,3 Па (б)

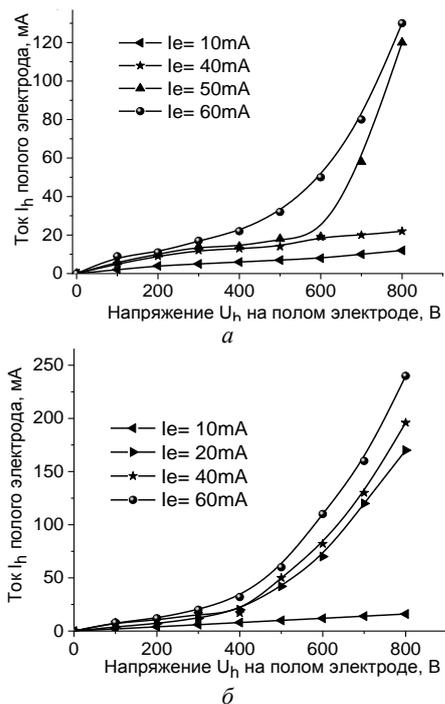


Рис. 3. Зависимости тока I_h в полом электроде от напряжения U_h на полом электроде для разных токов I_e электронного пучка. Давление p азота: 2,6 Па (а); 4,3 Па (б)

Скачок тока сопровождается проникновением плазмы в полый электрод, наблюдаемым визуально (рис. 4). Это означает, что зажигание разряда в полости имеет пороговый характер по напряжению U_h на полом электроде, току I_e электронного пучка, а также давлению газа. При снижении тока I_e или напряжения U_h значения тока I_h не совпадают с аналогичными значениями при повышении I_e и U_h . То есть токи пучка, необходимые для проникновения разряда в полость, отличаются от токов, необходимых для поддержания разряда. Это можно охарактеризовать как гистерезис (рис. 5).

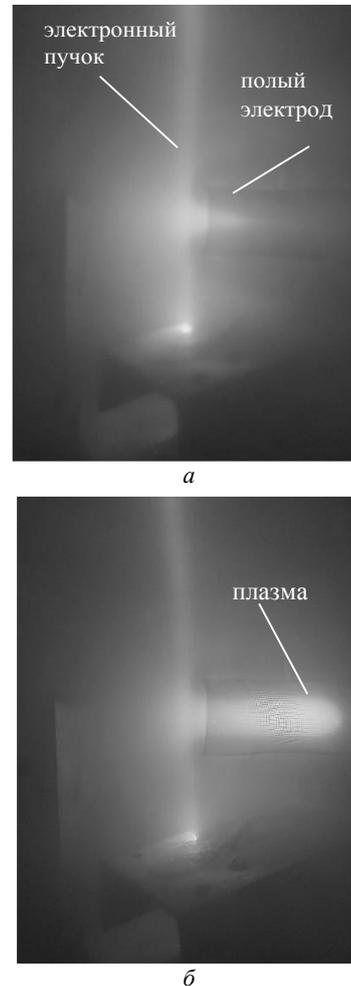


Рис. 4. Фотографии свечения плазмы при токах I_e электронного пучка ниже (а) и выше (б) порогового

Полученные результаты имеют сходство с зависимостями, приведенными в [3] и полученными при инициировании разряда в полости отражательным разрядом в магнитном поле. Вместе с тем нельзя не отметить существенных отличий. В работе [3] проникновение разряда в полость сопровождалось не только резким возрастанием тока, но и значительным (на 50–100 В) снижением разрядного напряжения. В наших экспериментах это снижение составляло 10–15 В. Распределение плазмы в полости подробно изучали авторы работы [4]. Согласно их исследованиям, ограничение распространения плазмы в цилиндрической полости связано с не-

устойчивостью, критерием устранения которой является условие

$$r/R > 0,31, \quad (1)$$

где r – радиус плазмы, а R – радиус полости. Визуальные наблюдения (рис. 4, а) показывают, что проникающая в полый электрод плазма имеет форму конуса с острой вершиной. Это может означать, что при наличии внешнего ионизатора, роль которого в наших экспериментах играет электронный пучок, плазма может проникать в полость на расстоянии, при которых критерий (1) не выполняется.

Скачкообразное заполнение плазмой всей полости вызвано лавинообразным повышением концентрации плазмы, обеспечиваемым поступлением в полость ионов из пучковой плазмы. Итогом становится реализация режима разряда с полым катодом как энергетически более выгодного.

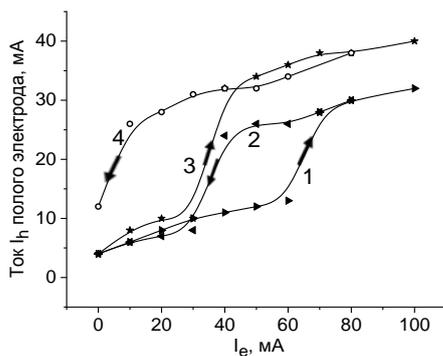


Рис. 5. Ток I_h полового электрода, как функция тока I_e электронного пучка и напряжения U_h на полем электроде. $P = 3,5$ Па; 1, 2 – $U_h = 470$ В; 3, 4 – $U_h = 500$ В

Заключение

Электронный пучок, распространяющийся вблизи апертуры полового электрода, находящегося под отрицательным потенциалом, способствует иницированию разряда в полости. Иницирование связано с тем, что электронный пучок ионизует газ.

Под действием отрицательного потенциала полости ионы движутся в нее и вызывают вторичную электронную эмиссию из стенок полости. Вторичные электроны производят дополнительную ионизацию, результатом чего становится лавинообразный процесс, приводящий к заполнению плазмой всей полости.

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, грант № 24-29-00392.

Литература

1. Реактивные методы осаждения пленок оксидов титана / Д.Б. Золотухин, В.А. Бурдовицин, А.В. Тюньков, Ю.Г. Юшков, Е.М. Окс, Д.А. Голосов, С.М. Завадский // Успехи прикладной физики. – 2017. – Т. 5, № 5. – С. 442–452.
2. Голубовский Ю.Б. Процессы ионизации в разряде в азоте при средних давлениях / Ю.Б. Голубовский, В.М. Тележко // Теплофизика высоких температур. – 1984. – Т. 22, № 3. – С. 428–437.
3. Васильева Г.Г., Крейнделъ Ю.Е. Эффект полого катода в разряде типа Пеннинга низкого давления // Журнал технической физики. – 1969. – Т. 34, № 2. – 298 с.
4. Крейнделъ Ю.Е. Тлеющий разряд с полым катодом в режиме частичного заполнения полости плазмой / Ю.Е. Крейнделъ, С.П. Никулин // Журнал технической физики. – 1992. – Т. 62, № 4. – С. 89–94.

Нгон А Кики Лионель Жозель
Аспирант каф. физики ТУСУРа
Эл. почта: joelngon52@gmail.com

Суховольский Федор Александрович
Студент каф. физики ТУСУРа
Эл. почта: drddrdr@yandex.ru

Бурдовицин Виктор Алексеевич
Д-р техн. наук, проф., вед. н.с. каф. физики ТУСУРа
Эл. почта: burdov@fet.tusur.ru

УДК 537.533.9

А.В. Казаков, Н.А. Панченко, А.С. Попова

Влияние протяженности ускоряющего промежутка на эмиссию электронов в форвакуумном плазменном импульсном источнике электронов

Представлены зависимости эмиссионных свойств источника электронов с плазменным катодом на основе контрагированного дугового разряда от протяженности ускоряющего промежутка при генерации импульсного электронного пучка в атмосфере азота и аргона при давлениях 8 и 10,6 Па и токе разряда до 30 А. Протяженность ускоряющего промежутка (УП) менялась от 10 до 30 мм. Для этого диапазона протяженностей УП было установлено, что с увеличением протяженности время задержки уменьшается в некоторых случаях более чем в 15 раз. Характер зависимости скорости роста тока эмиссии от протяженности УП в том же диапазоне значений протяженности имеет более сложный характер с выраженным максимумом. Положение этого максимума зависит от нескольких параметров: давление и род рабочего газа, ток разряда.

Ключевые слова: эмиссия электронов, плазменный катод, электронный пучок, форвакуумный диапазон давлений.

Для генерации непрерывных и импульсных пучков электронов как узкого, так и широкого сечения широко используются источники электронов с плазменным катодом – плазменные источники электронов (ПИЭ). «Традиционные» ПИЭ работают при давлениях в диапазоне от 10^{-3} до 10^{-1} Па [1–4] и используются для обработки проводящих материалов, например металлов и их сплавов [5]. Применение же «традиционных» ПИЭ для обработки непроводящих материалов затрудняется накоплением отрицательного заряда на поверхности этих материалов. Для решения данной проблемы привлекательны источники электронов, которые могут работать в диапазоне давлений 1–100 Па, так называемой форвакуумной области давлений. Эти источники получили название форвакуумные плазменные источники электронов (ФПИЭ) [6].

В диапазоне давлений 1–100 Па слой отрицательного заряда, образованного на поверхности непроводящего материала, компенсируется за счет положительных ионов из пучковой плазмы, полученной в результате ионизации газа распространяющимся электронным пучком [7]. Этот процесс позволяет применять такие ФПИЭ для эффективной обработки непроводящих материалов. Результат обработки поверхности материалов зависит как от параметров электронного пучка, так и от параметров пучковой плазмы. Например, состав и параметры пучковой плазмы влияют на модификацию поверхности полимеров или на нанесение покрытий на различные поверхности [8].

Ионный поток из пучковой плазмы, который под действием ускоряющего напряжения движется в источник электронов, оказывает влияние и на характеристики ФПИЭ. Также вследствие высокого рабочего давления особенностью работы ФПИЭ является иницирование в ускоряющем промежутке источника «паразитного» высоковольтного тлеющего разряда (ПВТР) при подаче ускоряющего напряжения [6]. В частности, исследования ФПИЭ на основе контрагированного дугового разряда (КДР) показали, что

ионный поток из пучковой плазмы влияет на параметры КДР и на эмиссионные характеристики ФПИЭ на основе КДР [9]. Ранее в исследованиях также было показано, что существует временная задержка появления тока эмиссии (и тока пучка), которая связана с низкой плотностью плазмы вблизи эмиссионного электрода [9]. Время этой задержки, а также скорость нарастания тока на фронте импульса тока эмиссии (пучка) зависят от газовых условий, которые определяют параметры ПВТР и пучковой плазмы и, соответственно, ионного потока.

Поскольку ускоряющий промежуток ФПИЭ влияет на ПВТР, а также может влиять на ионный поток из пучковой плазмы, цель настоящей работы заключалась в исследовании влияния протяженности ускоряющего промежутка на время задержки возникновения тока эмиссии (пучка) и скорость нарастания тока на фронте импульса тока эмиссии (пучка).

Экспериментальная установка и методика измерений

Схема экспериментальной установки для исследования влияния протяженности ускоряющего промежутка на эмиссионные характеристики форвакуумного плазменного источника импульсного электронного пучка изображена на рис. 1. В работе использовался импульсный ФПИЭ с плазменным катодом на основе контрагированного дугового разряда, который обладает рядом особенностей по сравнению с «традиционными» источниками на основе данного типа разряда [9].

Изменение протяженности ускоряющего промежутка (УП) h в диапазоне от 10 до 35 мм осуществлялось с помощью системы перемещения, которая перемещала ускоряющий электрод источника. Измерения тока разряда I_d и тока эмиссии I_e происходили с помощью трансформаторов тока, встроенных в соответствующие цепи подключения источника, а цилиндр Фарадея обеспечивал измерение тока I_b электронного пучка. Поскольку характеры зависимостей токов I_e и I_b схожи и отличаются только

амплитудой (вследствие потерь), далее будем рассматривать только ток эмиссии.

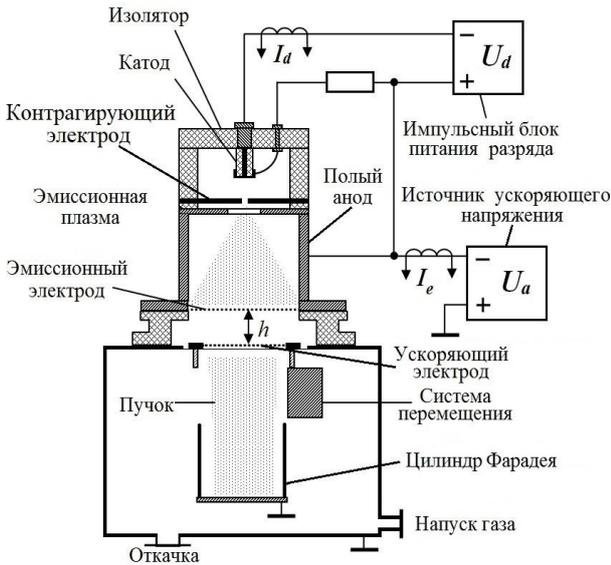


Рис. 1. Схема экспериментальной установки

Исследования проводились в атмосфере азота и аргона при давлениях 8 и 10,6 Па, которые регулировались с помощью системы напуска и откачки газа. Ток разряда I_d изменялся в пределах от 10 до 30 А. Ускоряющее напряжение U_a во всех экспериментах было 8 кВ. Частота следования импульсов составила 0,5 Гц при их длительности 500 мкс.

Результаты эксперимента и их анализ

Как было установлено ранее [9], ток эмиссии (ток электронного пучка) в ФПИЭ с плазменным катодом на основе контрагированного дугового разряда появляется с задержкой.

Для оценки влияния протяженности h на эмиссионные свойства использовались два параметра: время задержки t_3 и скорость роста тока эмиссии (на фронте импульса тока I_e). Расчет времени задержки проводился по следующей формуле:

$$t_3 = t_{I_d,0,1} - t_{I_e,0,1}, \quad (1)$$

где $t_{I_d,0,1}$ – время, за которое ток разряда I_d достигает уровня 0,1 от установившегося значения; $t_{I_e,0,1}$ – время, за которое ток эмиссии I_e достигает уровня 0,1 от установившегося значения.

Для оценки скорости роста тока эмиссии I_e использовалось следующее выражение:

$$\frac{dI}{dt} = \frac{I_{e0,9} - I_{e0,1}}{t_{I_e,0,9} - t_{I_e,0,1}}, \quad (2)$$

где $I_{e0,9}$ – величина, равная 0,9 от максимального амплитудного значения I_e ; $I_{e0,1}$ – величина, равная 0,1 от максимального амплитудного значения I_e ; $t_{I_e,0,9}$ – время, за которое достигается величина, равная 0,9 от максимального амплитудного значения I_e ; $t_{I_e,0,1}$ – время, за которое достигается величина, равная 0,1 от максимального амплитудного значения I_e .

На рис. 2 приведены зависимости времени задержки t_3 от протяженности ускоряющего промежутка h для рабочих газов азота и аргона при давлении 8 Па и токе разряда $I_d = 10$ А, а на рис. 3 – при использовании азота, давлениях p газа 8 и 10,6 Па, $I_d = 10$ А. Как следует из этих зависимостей, для рабочего газа азота при давлениях 8 и 10,6 Па и фиксированном значении тока разряда 10 А, увеличение протяженности УП h приводит к уменьшению времени t_3 в 10–16 раз. При этом уменьшение времени задержки в аргоне происходит быстрее (см. рис. 2), чем в азоте, что может быть связано с большим сечением ионизации у аргона [10, 11]. Анализ зависимостей, приведенных на рис. 3, показал, что с ростом давления рабочего газа время задержки уменьшается. Стоит отметить, что давление газа влияет на величину времени задержки сильнее, чем сорт газа.

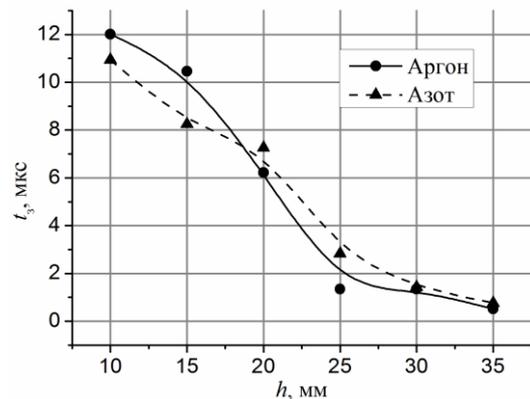


Рис. 2. График зависимости времени t_3 задержки от протяженности УП h для рабочих газов азот и аргон при $p = 8$ Па и $I_d = 10$ А

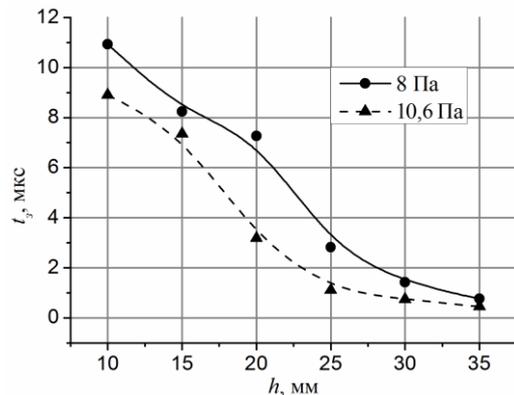


Рис. 3. График зависимости времени t_3 задержки от протяженности УП тока разряда $I_d = 10$ А и при давлениях рабочего газа азота 8 и 10,6 Па

Влияние тока разряда на время задержки можно оценить по зависимостям, приведенным на рис. 4. С ростом тока I_d разряда при использовании азота время t_3 задержки уменьшается при $h < 25$ мм, однако при использовании аргона может наблюдаться увеличение t_3 .

На всех полученных зависимостях наблюдается тенденция снижения времени задержки t_3 при увеличении протяженности УП от 10 до 30 мм.

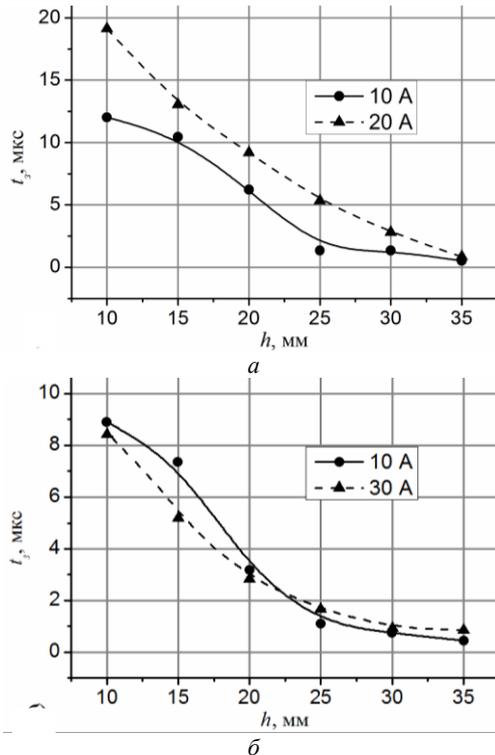


Рис. 4. Графики зависимости времени задержки t_3 от протяженности УП при давлении $p = 8$ Па и при различном токе разряда I_d : а – аргон; б – азот

Такой характер зависимости связан с тем, что при рабочем давлении газа в диапазоне от 4 до 100 Па зажигается слаботочный высоковольтный тлеющий разряд (ВТР) в УП. Данный тип разряда является «паразитным» процессом, однако он оказывает заметное влияние на процессы в разрядной области ФПИЭ. Это воздействие ВТР связано с ионным потоком, формируемым ВТР и проникающим в разрядную область источника электронов [6].

В нашем случае это влияет на работу плазменного катода на основе контрагированного дугового разряда. В частности, с ростом тока ВТР растет и величина ионного потока, за счет чего происходит уменьшение времени формирования плазмы у эмиссионного электрода, что, в свою очередь, влияет на время задержки [9]. На ток ВТР влияют ускоряющее напряжение, давление и род рабочего газа, а также ток ВТР растет с увеличением протяженности УП. Поэтому наблюдаемое с ростом протяженности УП уменьшение t_3 обусловлено увеличением тока ВТР.

Результаты оценки скоростей роста тока эмиссии dI_e/dt от протяженности УП представлены на рис. 5–7, для этих зависимостей характерно наличие максимума, положение которого зависит как от давления рабочего газа, так и от величины тока разряда. Например, в случае рабочего газа аргона скорость роста тока эмиссии при давлении 8 Па оказалась выше, чем для азота при том же давлении. Но при этом максимум зависимости приходится на протяженность h_m , близкую к 20 мм, в то время как для азота максимум приходится на протяженность $h_m = 25$ мм (рис. 5). При фиксированном значении

тока разряда $I_d = 10$ А увеличение давления азота с 8 до 10,6 Па приводит к увеличению максимальной скорости роста тока эмиссии с 20 до 29 А/мкс и смещению величины h_m , при которой обеспечивается максимальная скорость в сторону меньшей протяженности УП (рис. 6).

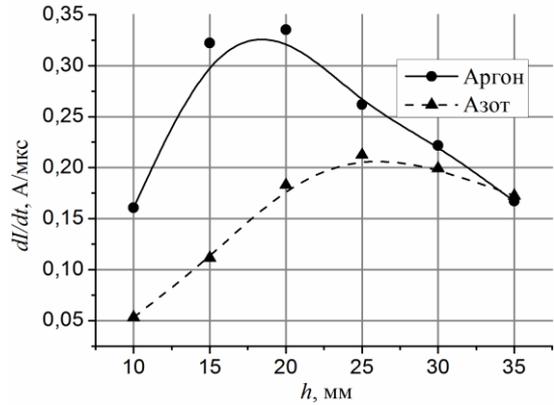


Рис. 5. Зависимость скорости роста тока эмиссии dI_e/dt от протяженности УП h для рабочих газов азот и аргон при $p = 8$ Па и $I_d = 10$ А

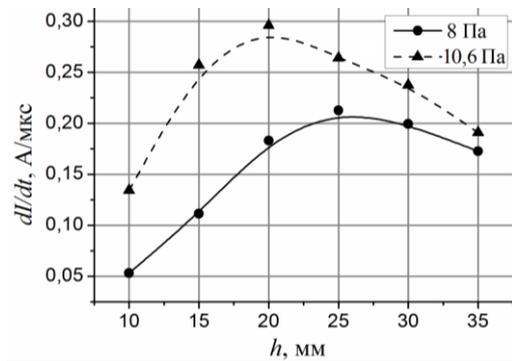


Рис. 6. График зависимости скорости роста тока эмиссии dI_e/dt от протяженности УП h при давлениях азота $p = 8$ Па и $p = 10,6$ Па, ток разряда $I_d = 10$ А

Зависимость скорости роста тока эмиссии dI_e/dt от протяженности УП при фиксированном давлении газа показывает, что с ростом тока разряда I_d наблюдается увеличение скорости dI_e/dt , но при этом смещение величины h_m происходит в направлении увеличения протяженности УП (рис. 7).

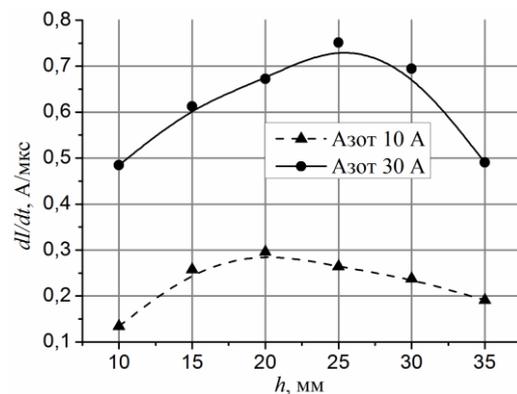


Рис. 7. График зависимости скорости роста тока эмиссии dI_e/dt от протяженности УП при давлении азота $p = 10,6$ Па и токах разряда $I_d = 10$ А и $I_d = 30$ А

Характер изменения скорости роста тока эмиссии dI_e/dt при разных токах разряда и давлениях газа, по-видимому, обусловлен изменением величины плотности ионного потока из пучковой плазмы. Однако для более точного объяснения изменения положения максимумов h_m скорости роста тока dI_e/dt требуется проведение дополнительных исследований.

Заключение

В ходе выполнения работы было установлено, что в ФПИЭ на основе контрагированной дуги увеличение протяженности ускоряющего промежутка от 10 до 30 мм как для азота, так и для аргона приводит к резкому уменьшению времени задержки появления тока эмиссии (электронного пучка) с 9–19 до менее 1 мкс. Это связано с влиянием ВТР, возникающего в УП источника, на скорость образования плазмы у эмиссионного электрода. Зависимость скорости роста тока эмиссии на фронте импульса от протяженности ускоряющего промежутка имеет максимум, положение которого зависит от величины тока разряда, сорта газа и его давления.

Работа поддержана Министерством науки и высшего образования Российской Федерации в рамках проекта № FEWM-2023-0012.

Литература

1. Pulsed plasma electron sources / Y.E. Krasik, D. Yarmolich, J.Z. Gleizer, V. Vekselman, Y. Hadas, V.T. Gurovich, J. Felsteiner // *Physics of Plasmas*. – 2009. – Vol. 16 (5). – Art. No. 057103.
2. Kiziridi P.P. Production of low-energy, high-current electron beams in a gun with a controlled explosive emission cathode / P.P. Kiziridi, G.E. Ozur // *Vacuum*. – 2021. – Vol. 194. – Art. No. 110560.
3. Источник электронов с многодуговым плазменным эмиттером для получения мегаваттных пучков субмиллисекундной длительности / М.С. Воробьев, С.А. Гамермайстер, В.Н. Девятков, Н.Н. Коваль, С.А. Сулакшин, П.М. Щанин // *Письма в ЖТФ*. – 2014. – Т. 40, вып. 12. – С. 12–30.
4. Девятков В.Н. Плазменный сеточный катод на основе контрагированного дугового разряда низкого давления в неоднородном магнитном поле / В.Н. Девятков,

Н.Н. Коваль // *Изв. высш. учеб. завед. Физика*. – 2017. – Т. 60, № 10-2. – С. 32–38.

5. Рылакин Н.Н. Основы электронно-лучевой обработки / Н.Н. Рылакин, Р.Д. Бауэр. – М.: Наука, 1978. – 239 с.

6. Форвакуумные плазменные источники электронов / В.А. Бурдовитин, А.С. Климов, А.В. Медовник, Е.М. Окс, Ю.Г. Юшков. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 2014. – 288 с.

7. Electron beam treatment of non-conducting materials by a fore-pump-pressure plasma-cathode electron beam source / V.A. Burdovitsin, A.S. Klimov, A.V. Medovnik, E.M. Oks // *Plasma Sources Science and Technology*. – 2010. – Vol. 19, No. 5. – P. 055003.

8. Применение форвакуумных плазменных источников электронов для обработки диэлектриков / А.С. Климов и др. – Томск: Изд-во ТУСУР, 2017. – 186 с.

9. Parameters and characteristics of a pulsed constricted arc discharge operating in a forevacuum-pressure plasma-cathode electron beam source / A.V. Kazakov, A.V. Medovnik, E.M. Oks, N.A. Panchenko // *Vacuum*. – 2021. – Vol. 186. – Art. No. 110071.

10. Hwang W. New model for electron-impact ionization cross sections of molecules / W. Hwang, Y.K. Kim, M.E. Rudd // *The Journal of chemical physics*. – 1996. – Vol. 104. – PP. 2956–2966.

11. Jha L.K. Electron impact single and double ionization of argon / L.K. Jha, S. Kumar, B.N. Roy // *The European Physical Journal D-Atomic, Molecular, Optical and Plasma Physics*. – 2006. – Vol. 40. – PP. 101–106.

Казakov Андрей Викторович

Канд. техн. наук, доцент каф. физики
Томского государственного ун-та
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: andrei.v.kazakov@tusur.ru

Панченко Николай Алексеевич

Канд. физ.-мат. наук, доцент каф. физики ТУСУРа
Эл. почта: nikolai.a.panchenko@tusur.ru

Попова Алена Сергеевна

Студентка каф. электронных приборов (ЭП) ТУСУРа
Эл. почта: popovaalena700@gmail.com

Э. Дагри, А.С. Климов

Влияние тока вспомогательных катодов на параметры разряда форвакуумного плазменного электронного источника

Представлена конструкция форвакуумного плазменного электронного источника с двумя вспомогательными катодами, работающими на один общий анод, сформированный основным полым катодом источника. Исследовано влияние тока вспомогательных катодов на параметры основного разряда источника. Показано, что повышение тока вспомогательного разряда до 100 мА практически не влияет на ток основного разряда. Однако при дальнейшем росте тока вспомогательного разряда ток основного увеличивается пропорционально.

Ключевые слова: плазменный источник электронов, эмиссионное окно, форвакуум, полый катод, вспомогательный разряд.

Плазменные процессы интенсивно развиваются уже более трех десятилетий и достигли выдающихся успехов в качестве ключевых производственных технологий для разработки различных промышленных применений, начиная от модификации поверхности материалов, твердых покрытий, защитных покрытий для механических и трибологических применений и заканчивая самыми современными передовыми технологиями, включая плоские панели, дисплеи, тонкопленочные фотоэлектрические элементы, биоматериалы и микроэлектронику [1].

Для создания плазмы хорошо себя зарекомендовали различные разряды. В частности, тлеющий разряд с катодом в виде полости может генерировать плазму с концентрацией до $10^{12} - 10^{14} \text{ см}^{-3}$ и температурой электронов порядка нескольких электронвольт (обычно от 1 до 10 эВ). Эти параметры гораздо выше, чем при использовании разрядных систем с плоскими электродами, и могут варьироваться в зависимости от конкретных условий разряда [2]. Разряд с полым катодом широко используется для различных технологических применений, таких как накачка активной среды для газовых лазеров, формирование плазменных потоков для обработки материалов, в мощных электрических размыкателях и плазменных двигателях [8].

Таким образом, плазма содержит в себе совокупность различных заряженных частиц, которые могут свободно перемещаться в ответ на создаваемые ими поля или поля, приложенные к этой совокупности, и в среднем является почти электрически нейтральной [3]. Стабильные параметры, высокая плотность тока, простота технической реализации делают тлеющий разряд с полым катодом привлекательным для его применения в плазменных источниках заряженных частиц [4–6].

Известно что для функционирования тлеющего разряда в сильноточном низковольтном режиме горения необходимо обеспечить давление в разрядном промежутке порядка 1 Па [5–7]. Для сохранения же электрической прочности ускоряющего промежутка и транспортировки ускоренного пучка на значительные расстояния давление в этих областях должно быть ниже 10^{-2} Па [9]. В источниках узко сфокусированных или трубчатых пучков, основанных на

тлеющем разряде, проблема решается за счёт создания перепада давлений на узком эмиссионном канале [10, 11]. Этот канал разделяет области ускорения заряженных частиц и генерации плазмы. Такой подход позволяет эффективно управлять движением частиц и улучшать качество пучка.

В случае широкоапертурных (ленточных) пучков проблема решается с помощью использования специальных электродных систем и магнитных полей. Эти дополнительные системы, включающие источники плазмы или заряженных частиц, помогают равномерно распределять электрическое поле и стабилизировать пучок, предотвращая его рассеивание. Также могут применяться методы охлаждения и контроля плотности плазмы для поддержания стабильной работы пучка.

Проводимые на кафедре физики ТУСУРа исследования с источниками ленточных электронных пучков показали возможность создания пучковой плазмы в области давлений 5–20 Па. Расширение диапазона рабочих давлений в область 0,1–1 Па, где наиболее оптимально создание пучковой плазмы, требует решения задачи зажигания и устойчивого функционирования тлеющего разряда. С использованием вспомогательных катодов удается инициировать и поддерживать основной разряд в указанном диапазоне давлений.

Цель настоящего исследования состояла в изучении влияния тока дополнительных катодов на параметры основного разряда форвакуумного плазменного источника.

Экспериментальная установка

В экспериментах использовалась разрядная система, схема которой представлена на рис. 1.

Система состоит из двух полых катодов вспомогательного разряда 3, полого катода основного разряда 9 и плоского анода 4. Рабочий газ напускался через отверстия в полых катодах вспомогательных разрядов.

На рис. 2 показана фотография форвакуумного плазменного источника.

Результаты работы и анализ

Зависимость тока основного разряда от тока вспомогательных разрядов для разных газов и давлений 2 и 0,5 Па представлена на рис. 3. Начальное

значение тока основного разряда соответствует значению ноль тока вспомогательного разряда на рис. 3. Дальнейшее повышение тока основного разряда обусловлено ростом тока вспомогательного разряда. Как видно из рис. 3, повышение тока вспомогательных разрядов практически не влияет на ток основного при его начальном значении 100–200 мА. При больших начальных токах основного разряда 300–400 мА повышение тока вспомогательных разрядов приводит к росту основного тока на величину более 100%. Однако при токе вспомогательных разрядов более 400 мА рост тока основного разряда оказывается практически не зависящим от тока вспомогательного разряда.

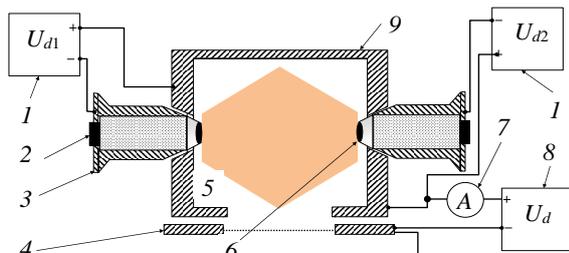


Рис. 1. Схема форвакуумного плазменного электронного источника: 1 – блок питания вспомогательного разряда, 2 – отверстие для напуска газа, 3 – полый катод вспомогательного разряда, 4 – анод основного разряда, 5 – плазма, 6 – эмиссионное окно вспомогательного разряда, 7 – мультиметр, 8 – блок питания основного разряда, 9 – полый катод основного разряда

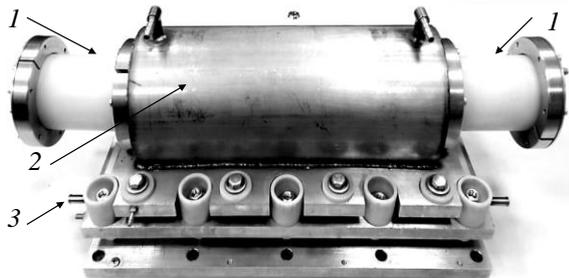


Рис. 2. Фотография форвакуумного плазменного источника электронов: 1 – полый катод вспомогательного разряда, 2 – полый катод основного разряда, 3 – полый анод основного разряда

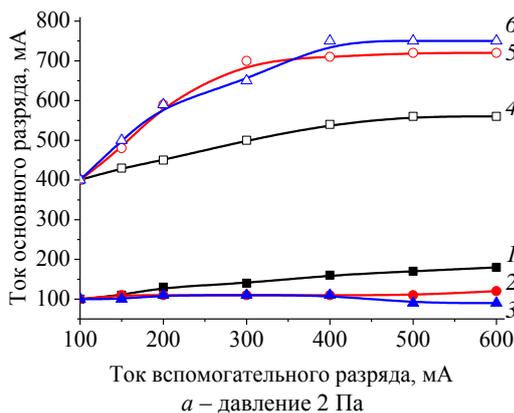


Рис. 3 (начало)

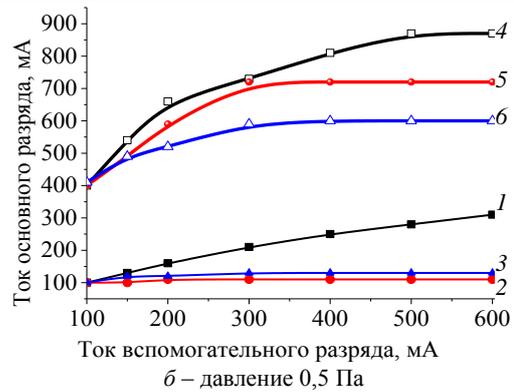


Рис. 3 (окончание). Зависимость тока основного разряда I_d от тока вспомогательных разрядов I_{d1} для различных газов: 1, 4 – гелий; 2, 5 – воздух; 3, 6 – аргон

Наибольшее изменение в параметрах разряда наблюдается для напряжения горения основного разряда (рис. 4).

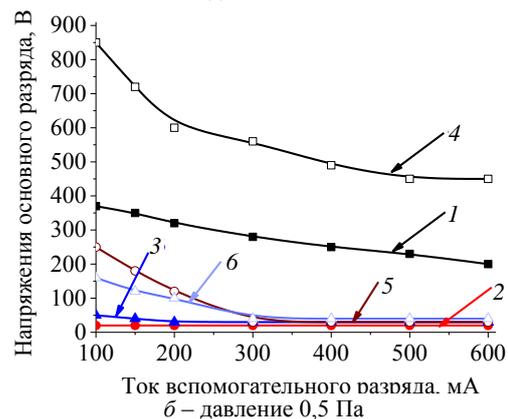
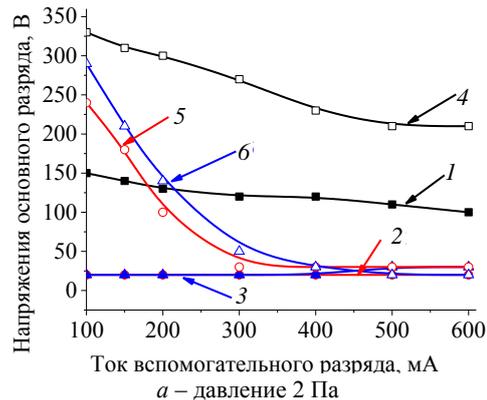


Рис. 4. Зависимость напряжения горения основного разряда от тока вспомогательных разрядов для различных газов: 1, 4 – гелий; 2, 5 – воздух; 3, 6 – аргон

При снижении давления до 0,5 Па напряжение горения разряда в случае использования гелия в качестве рабочего газа повышается в разы – до 850 В по сравнению с 320 В при работе на более высоком давлении.

С ростом тока вспомогательного разряда горение основного разряда облегчается, основной разряд переходит в несамостоятельную форму, что проявляется в снижении напряжения горения основного разряда вплоть до 30 В. В диапазоне давлений 1–

0,1 Па основной разряд существует в несамостоятельной форме с растущей вольт-амперной характеристикой в виде прямой линии, наклон которой практически не зависит от рода газа и давления и определяется проводимостью плазмы.

Таким образом, наличие вспомогательных разрядов существенно влияет на параметры основного разряда, определяя как ток, так и напряжение горения разряда.

Заключение

Использование в форвакуумном плазменном источнике ленточного электронного пучка вспомогательной разрядной системы с полыми катодами, работающими на общий полый анод, позволяет расширить диапазон рабочих давлений источника в область до 0,5 Па. Напряжение горения основного разряда при этом может существенно снижаться – вплоть до порядка величины от 300 до 30 В. Снижение зависит от тока вспомогательных разрядов, давления и рода газа.

Работа выполнена при поддержке РФФ, грант № 24-29-00358.

Литература

1. Conrads H. Plasma Sources / H. Conrads, M. Schmidt // Sci. Technol. – 2000. – Vol. 9. – PP. 441–454.
2. Москалев Б.И. Разряд с полым катодом. – М.: Энергия, 1969. – 184 с.
3. Goebel D.M. Fundamentals of Electric Propulsion / D.M. Goebel, I. Katz, I.G. Mikellides / JPL «Space Science and Technology»: Series J. Hawkins, Ed. – 2024. – 33 p.

4. Oks E. Willey-VCH, Plasma Cathode Electron Sources: Physics, Technology, Applications. – New York: Wiley, 2006. – 34 p.

5. Mavrodineanu R. Hollow cathode discharges // Journal of research of the National Bureau of Standards. – 1984. – Vol. 89, No. 2. – PP. 143–185.

6. Schaefer G. Basic Mechanisms Contributing to the Hollow Cathode Effect / G. Schaefer, K.H. Schoenbach // Physics and Applications of Pseudosparks. – 1990. – Vol. 219. – PP. 57–76.

7. Форвакуумные плазменные источники электронов / В.А. Бурдовицин, А.С. Климов, А.В. Медовник, Е.М. Окс, Ю.Г. Юшков. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 2014. – 288 с.

8. Schoenbach K.H. et al. High-pressure hollow cathode discharges // Plasma Sources Science and Technology. – 1997. – Vol. 6. – No. 4. – P. 468.

9. Korolev Y.D. Low-pressure discharges with hollow cathode and hollow anode and their applications / Y.D. Korolev, N.N. Koval // Journal of Physics D: Applied Physics. – 2018. – Vol. 51. – No. 32. – P. 323001.

10. Muhl S. The use of hollow cathodes in deposition processes / S. Muhl, A. Pérez // Thin Solid Films. – March 2015. – Vol. 579, No. 31. – PP. 174–198.

Дагри Эброэм Жозель-эрик

Аспирант каф. физики ТУСУРа
Эл. почта: joelericdagri@gmail.com

Климов Александр Сергеевич

Д-р техн. наук, проф. каф. физики ТУСУРа
Эл. почта: klimov@main.tusur.ru

Секция 10

ОРГАНИЧЕСКАЯ И НЕОРГАНИЧЕСКАЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВАЯ СВЕТОТЕХНИКА

*Председатель – Туев Василий Иванович,
зав. каф. РЭТЭМ, проф., д.т.н.*

УДК 621.3.032.35+628.9

Н.В. Амбарникова

Создание светодиода с использованием люминофора YAG:Ce, полученного методом радиационного синтеза

Выполнена сборка светодиода с использованием люминофора YAG:Ce, полученного методом радиационного синтеза. Проведены термотоковые испытания светодиода и измерение светотехнических параметров. Указаны преимущества и недостатки полученной люминофорной композиции.

Ключевые слова: светодиод, люминофор, ИАГ-керамика, YAG:Ce, термотоковая тренировка.

В последнее десятилетие типовые светодиодные источники «белого» света не теряют своей актуальности. Известно, что преобразование синего излучения полупроводникового чипа в светодиоде выполняет люминофор. Ввиду необходимости развития отечественных технологий производства люминофоров для светодиодов учёными ТПУ была предложена технология спекания ИАГ-керамики, активированной оксидом церия, путём радиационного синтеза [1, 2].

В ходе проведённых исследований люминесцентной ИАГ-керамики выявлено, что яркость люминесценции зависит от количества активатора и наибольшая – при 0,5% содержании оксида церия [3]. Установлено, что спектр люминесценции не зависит от количества активатора, имеет широкую форму с максимумом длины волны в области 535 нм, координаты цветности x , y локализуются в жёлто-зелёной области локуса МКО-1931 [4].

Для использования в качестве люминофора для светодиода керамику измельчают путём перетирания между сапфировыми пластинами, гранулометрический состав при таком способе показал разделение фракций на две условные группы: менее 10 мкм и в диапазоне 15–30 мкм [5].

Целью работы является создание и исследование характеристик в составе светодиода люминофорной композиции на основе синтезированного люминофора, обеспечивающей спектр свечения, близкий к «белому» цвету.

Описание сборки светодиода

В работе [5] определено, что наилучшая концентрация люминофора в заливочной композиции должна составлять примерно 20% от общей массы компаунда. При таком соотношении наблюдается наивысшая световая отдача, коррелированная цветовая температура составляет 6500–7000 К, а координаты цветности x , y располагаются на близком расстоянии к линии абсолютно чёрного тела.

В ожидании большей светоотдачи решено снизить концентрацию люминофора до 15%, основой заливочной смеси выбран компаунд OE-6636. Корпус светодиода стандартный – SMD5050. «Синий» чип – экспериментальный образец производства АО «НИИПП» с пиковой длиной волны 447 нм [6].

Собранный светодиод был распаян на алюминиевую теплоотводящую плату в виде шестигранника площадью примерно 2,5 см².

Проведение измерений светотехнических параметров светодиода

При исследовании образцов светодиодов использовалось высокотехнологичное оборудование материально-технической базы АО «НИИПП» [7].

В данной работе использовался комплекс измерительный IS-2 на базе фотометрического шара и спектрометра, дополнительно использовался температурный контроллер, который может нагревать исследуемый образец до плюс 85 °С либо охлаждать до минус 10 °С. Комплекс с контроллером позволяет измерять параметры источников света в разном временном и температурном диапазоне.

Измерение светотехнических параметров светодиода происходило при постоянном токе 125 мА в нормальных климатических условиях, время стабилизации составляло 5 мин.

В качестве анализируемых параметров выбраны световая отдача, спектр излучения и координаты цветности x , y .

Проведение термотоковой тренировки

При ресурсной наработке использовалась климатическая камера тепла SNOL 58/350, позволяющая нагревать изделие внутри камеры под электрической нагрузкой в течение длительного времени.

Режим испытаний:

- постоянный ток 125 мА;
- температура воздействия 40 °С;
- время испытаний 400 ч.

Описание результатов

В процессе термотоковой тренировки световая отдача упала на 23% через 90 ч, спустя 160 ч незначительно снизилась на 3% и после вышла на прямую линию (рис. 1), что говорит о стабилизации параметров после термотоковой наработки в не критических условиях эксплуатации. В силу того, что использовался экспериментальный образец «синего» чипа, световая отдача получилась значительно ниже ожидаемой в 120 лм/Вт.

На рис. 2 представлен спектр излучения светодиода спустя 415 ч, наблюдается снижение «синей» составляющей спектра на 15%, что свидетельствует о деградации кристалла.

При детальном обзоре жёлтой составляющей спектра (рис. 3), видим снижение на 8% при полном сохранении формы спектра. Вероятно, здесь спектр излучения люминофора ниже за счёт недостаточной активации синим светом. Максимум длины волны

излучения колеблется в пределах 537–540 нм, доминирующая длина волны составляет 567 нм, такой спектр характерен для жёлто-зелёной области спектра.

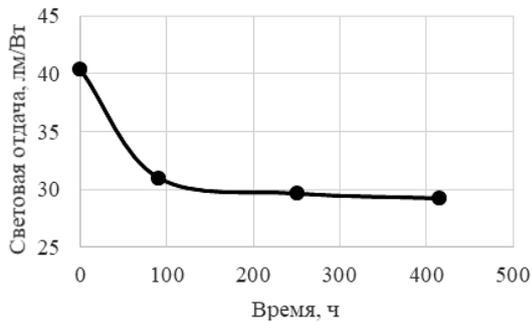


Рис. 1. Световая отдача в процессе наработки

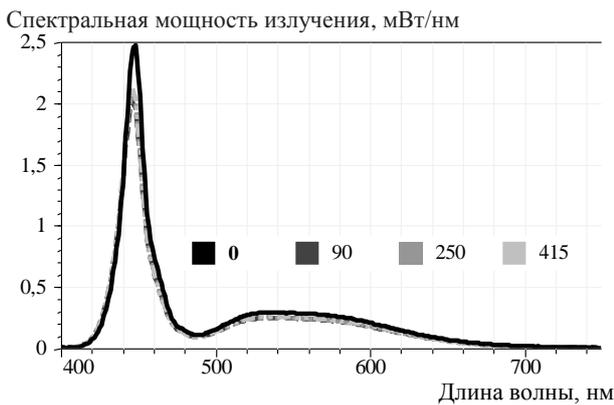


Рис. 2. Измерение спектра излучения светодиода в процессе термотоковой тренировки

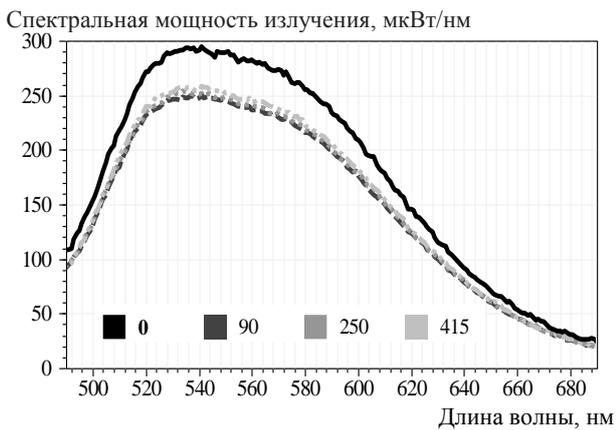


Рис. 3. Изменение спектра излучения люминофора в процессе наработки

Из спектра излучения светодиода можно сделать вывод о недостаточном количестве люминофора, снижение пропорций повлекло уменьшение световой отдачи и значительное смещение в синюю область свечения светодиода, на рис. 4, *a* обозначена цифрой 1.

При увеличении области 1 (см. рис. 4, *б*) наблюдается смещение в синюю область локуса МКО-1931, выпадает из общей картины последняя точка, полученная через 415 ч, что требует дополнительного внимания и продолжения исследований.

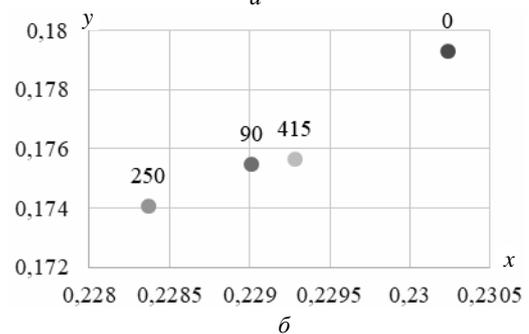
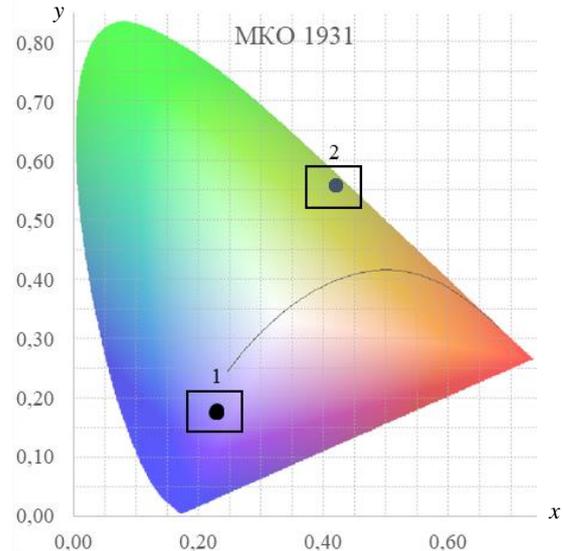


Рис. 4. Координаты цветности x, y светодиода в процессе термотоковой тренировки

На рис. 5 представлена область 2, жёлтая составляющая спектра.

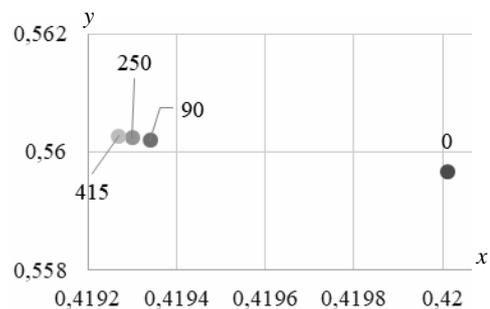


Рис. 5. Координаты цветности x, y люминофора в процессе наработки

Наблюдается закономерность: в процессе наработки идёт движение в зелёном направлении локуса, как и в области 1, основное смещение происходит в первые 90 ч, далее точки выстраиваются в некую линию под небольшим углом. Возможно, незначительное изменение пропорционального вклада синей и жёлтой составляющей спектра объясняет такое положение точки «415» на рис. 4, *б*.

Заключение

В работе проведено исследование светодиода с использованием люминофора YAG:Ce, полученного методом радиационного синтеза. Как показали про-

ведённые измерения световых параметров, понижение концентрации с 21 до 15% было неудачным решением. Световая отдача значительно ниже результатов, полученных в ранее проведённых исследованиях [5]. Существенно нарушена форма спектра с перекосом в синюю область, что также влияет на световую отдачу. Визуально светодиод светит голубым светом.

Форма спектра излучения люминофора практически неизменна, но обнаружено слабое смещение координат цветности по истечении 415 ч в зелёную область локуса по системе МКО-1931, вероятно, будет присутствовать и визуальное изменение излучения светодиода в процессе эксплуатации.

Причины ухудшения и значительного изменения формы спектра излучения с перекосом в синюю область определить на данном этапе затруднительно. Возможно, повлиял размер частиц или оксид церия встроился неравномерно в кристаллическую решётку алюмоиттриевого граната и часть синего излучения проходит насквозь.

В процессе термотокерной тренировки определено, что основное изменение светотехнических параметров происходит в первые 90 ч, после чего идёт стабилизация характеристик.

Проведение термотокерной тренировки и промежуточный контроль параметров позволяют прогнозировать изменение характеристик светодиодов в процессе эксплуатации.

Исследование выполнено за счёт гранта Российского научного фонда № 23-73-00108, (<https://rscf.ru/project/23-73-00108/>).

Автор выражает благодарность научному руководителю профессору Е.Ф. Полисадовой и научному консультанту профессору В.М. Лисицыну за предоставленные образцы и помощь в подготовке материала. Инженеру-конструктору АО «НИИПП» Ю.А. Хотенюк за курирование заливки компаунда в корпус светодиода. АО «НИИПП» за доступ к научно-исследовательскому оборудованию.

Литература

1. Electron Beam-Assisted Synthesis of YAG:Ce Ceramics / Z.T. Karipbayev, V.M. Lisitsyn, M.G. Golkovski et al. //

Materials. – 2023. – Vol. 16, No. 11. – PP. 4102. DOI: 10.3390/ma16114102.

2. Formation of Luminescing High-Temperature Ceramics upon Exposure to Powerful High-Energy Electron Flux / V.M. Lisitsyn, D.A. Musakhanov, A.V. Ermolaev et al. // Optics and spectroscopy. – 2021. – Vol. 63, No. 9. – PP. 1615–1621.

3. Рентгенофазовый анализ люминесцентной керамики YAG:Ce, синтезированной радиационным методом / Н.В. Амбарникова, Е.Ф. Полисадова, В.М. Лисицын, Е.В. Домаров // Матер. XIX Междунар. молодежной конф. по люминесценции и лазерной физике, Иркутск, 03–07 июля 2023 г. – Иркутск: Иркут. гос. ун-т, 2023. – С. 19–20.

4. Амбарникова Н.В. Влияние оксида церия в ИАГ-керамике на координаты цветности x, y // Перспективы развития фундаментальных наук: сб. трудов XXI Междунар. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых: в 7 т. – Т. 2: Химия. – Томск: Изд-во Том. политехн. ун-та, 2024. – С. 26–28.

5. Амбарникова Н.В. Влияние концентрации люминофора в чипе светодиода на неравномерность цветности и световую отдачу // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР: в 3 ч. – Томск: В-Спектр (ИП В.М. Бочкарева), 2023. – Ч. 2. – С. 105–107.

6. Засухин Д.И. Разработка синего светодиодного кристалла планарной конструкции / Д.И. Засухин, Р.А. Гальченко, О.Н. Минин // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР: в 3 ч. – Томск: В-Спектр (ИП В.М. Бочкарева), 2023. – Ч. 2. – С. 102–104.

7. Современная светотехника. НИИПП – точность и качество в каждом измерении. Как мы этого достигли [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://lighting-media.ru/light_systems/niipp-tochnost-i-kachestvo-v-kazhdom-izmerenii-kak-my-etogo-dostigli/, свободный (дата обращения: 18.09.2024).

Амбарникова Наталья Владимировна

Аспирант отд. материаловедения инженерной школы новых производственных технологий (ОМ ИШНПТ) Томского политехнического университета (ТПУ), Инженер-испытатель 1-й кат. Испытательного технического центра (ИЦТ) АО «Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов» (АО «НИИПП») Эл. почта: nva18@tpu.ru, ambarnikova_nv@niipp.ru

В.Н. Давыдов, О.Ф. Задорожный, М.В. Давыдов

Интенсивность излучения квантовых ям комбинированного профиля на основе барьера InGaN/GaN

Решением стационарного уравнения Шредингера найден спектр энергий уровней размерного квантования в квантовой яме на основе барьера InGaN/GaN, полученной составлением двух и трех ям прямоугольного профиля разной толщины и глубины с получением ямы сложного профиля. Рассчитана интенсивности излучения, генерируемого ямами сложного профиля, оказавшаяся от полутора до четырех раз больше интенсивность излучения одиночной ямы прямоугольного профиля с аналогичными параметрами. Указан дополнительный механизм роста интенсивности излучения, связанный с уменьшением пьезоэлектрического поля в излучающей яме за счет уменьшения рассогласования постоянных решеток ее на гетерогранице с соседней ямой.

Ключевые слова: квантовая яма сложного профиля, спектр энергий уровней размерного квантования.

Несмотря на высокие показатели эффективности (50–60%), современные светодиоды на основе гетероструктур InGaN/GaN страдают от значительных потерь энергии, связанных с медленной релаксацией носителей заряда в квантовые ямы. Для повышения эффективности излучения предлагается использовать комбинированные квантовые ямы. Однако для количественной оценки такого подхода необходимо провести детальный расчет энергетического спектра носителей заряда в таких структурах.

Медленная релаксация носителей заряда в квантовых ямах является одной из основных причин низкой эффективности [1, 2]. Комбинируя несколько прямоугольных квантовых ям в одну, можно создать дополнительные уровни квантования и тем самым повысить эффективность захвата носителей заряда. Однако для определения оптимальной структуры такой ямы необходимо детально изучить ее энергетический спектр.

Разработка и оптимизация квантовых ям сложного профиля открывает новые перспективы для создания высокоэффективных светодиодов с узкой полосой излучения и высокой яркостью. Такие светодиоды могут найти широкое применение в освещении, дисплеях и других областях. Дальнейшие исследования в этом направлении могут быть направлены на создание многослойных гетероструктур с оптимизированным профилем потенциала, что позволит повысить эффективность излучения.

Объединение прямоугольных ям

Ранее при рассмотрении свойств КЯ сложного профиля предполагалось, что суммарный энергетический спектр получают путем аддитивного объединения спектров объединяемых ям. Каждый из этих спектров при создании составной ямы рассчитывался по формулам прямоугольной КЯ со своей толщиной и никак не зависел друг от друга. Однако такой подход не учитывает взаимодействия между квантовыми ямами, которые могут существенно исказить энергетический спектр составляемой структуры.

Предположение о независимости спектров отдельных ям было полезно для начального анализа, но оно не учитывает квантовые эффекты, возникающие при объединении ям. В действительности составная яма представляет собой единую квантовую

систему со своим уникальным энергетическим спектром. Для его определения необходимо решить уравнение Шредингера с учетом специфики потенциального профиля. Зная этот спектр, можно рассчитать интенсивность излучения, которая будет отличаться от суммы интенсивностей отдельных ям.

Одиночная квантовая яма

Энергетический спектр одиночной КЯ прямоугольного профиля показан на рис. 1, который рассчитывался из решения уравнения Шредингера для потенциальной ямы с бесконечными стенками по выражению

$$E_n = \left(\frac{\hbar^2 \pi^2}{2m_n^* a^2} \right) n^2,$$

где a – ширина КЯ, m_n^* – эффективная масса электрона, n – порядковый номер состояния. Из рисунка видно, что в электронной яме имеется один уровень размерного квантования, что является типичным для большинства выпускаемых светодиодных источников. Этот уровень принимает участие в нескольких функциях, начиная с захвата электронов из зоны проводимости барьерного слоя до формирования условий излучательной рекомбинации находящихся в яме носителей заряда. Интенсивность излучения его оптического излучения может быть найдена с использованием модели излучательной рекомбинации Шокли.

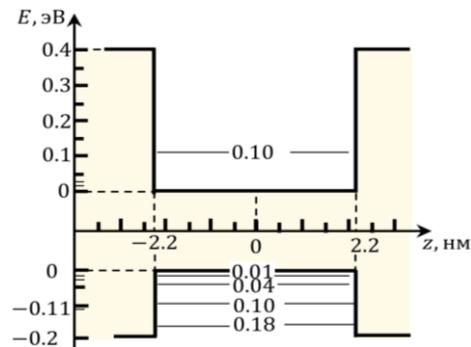


Рис. 1. Энергетическая диаграмма одиночной квантовой ямы

Ясно, что это неэффективная схема взаимодействия ее с электронами. Точный расчет спектра для случая, когда яма меньшей ширины помещена в яму

большей ширины, можно провести с использованием модели ямы с «дополнительным потенциальным провалом», изложенной в [3]. Для этого решается уравнение Шредингера по определению собственных значений энергии электрона, находящегося в двойной КЯ, в которой он обладает разной эффективной массой. Комбинируемая КЯ в дополнение к спектру одиночной ямы должна иметь в широкой яме один или два уровня размерного квантования, как показано на рис. 2.

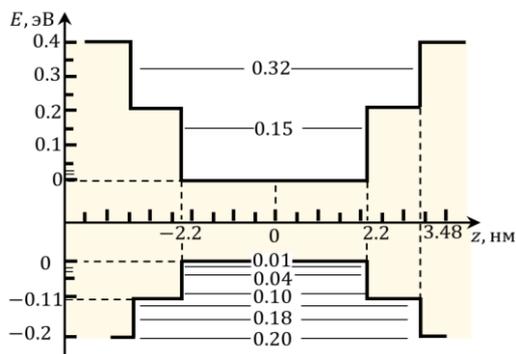


Рис. 2. Энергетическая диаграмма КЯ сложного профиля, составленной из двух прямоугольных ям

Увеличение интенсивности излучения достигается за счет роста числа УРК в верхней квантовой яме, что возможно, если уменьшить глубину первой КЯ до 0,20 эВ (см. рис. 2), тогда число уровней РК в нижней квантовой яме становится равным единице, а в верхней – увеличивается до двух. Из проведенного расчетного эксперимента можно сделать вывод, что для получения и оценки эффекта увеличения интенсивности от составного профиля КЯ лучшим образом подходит глубина нижней квантовой ямы, равная 0,20 эВ [2].

$$\left(I_{\text{ГС}}^{\text{(комб)}} / I_{\text{ГС}}^{\text{(од)}} \right) = 1 + q^2 \left(\frac{N_2 P_2}{N_1 P_1} \right) \approx 1,6,$$

где $q = 1,71$ – знаменатель геометрической прогрессии, задающей закон увеличения ширины КЯ с ростом номера рассматриваемой ямы среди объединяемых ям [2], N_i , P_i – концентрации электронов и дырок на i -м УРК или i – номер ямы среди объединяемых ям. Подстановка в данное выражение результатов сравнения спектров «двухъямочной» ямы сложного профиля дает ее выигрыш в увеличении интенсивности генерируемого оптического излучения в 1,6 раза.

Объединение трех прямоугольных ям

Аналогично предыдущему случаю, квантовые ямы объединяются в единую структуру, образуя потенциальную яму сложной формы. При этом самая узкая яма, обладающая наиболее высокими уровнями энергии, располагается внизу, а самая широкая, с наименьшими уровнями энергии, – вверху. Энергетический спектр такой структуры отсчитывается от дна зоны проводимости самой широкой ямы, которая играет роль основного резервуара для электронов. На рис. 3 представлена схема энергетических

уровней в структуре, состоящей из нескольких квантовых ям. Видно, что количество уровней квантования уменьшается по мере перехода от нижней ямы к верхней. Такая ступенчатая структура энергетических уровней способствует эффективному захвату электронов. Электроны, попадая в зону проводимости, последовательно переходят с более высоких энергетических уровней на более низкие, минимизируя вероятность обратного процесса – тепловой эмиссии электронов обратно в зону проводимости барьерного слоя.

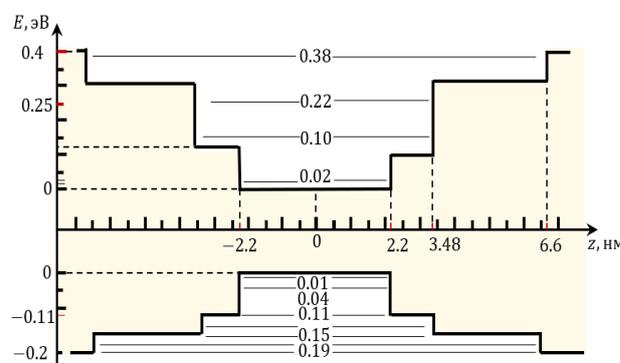


Рис. 3. Энергетический спектр КЯ сложного профиля, составленной из трех прямоугольных ям

Расчет выигрыша в интенсивности излучения ямы комбинированного профиля по сравнению с одиночной ямой таких же геометрических размеров будет вычисляться по выражению

$$\left(I_{\text{ГС}}^{\text{(комб)}} / I_{\text{ГС}}^{\text{(од)}} \right) = 1 + q^2 \left(\frac{N_2 P_2}{N_1 P_1} \right) + q^4 \left(\frac{N_3 P_3}{N_1 P_1} \right) \approx 4,2$$

и подчиняться закону геометрической прогрессии с $q = 1,7$, введенной в предыдущем рассмотрении. Исходя из этих условий, найдем спектр УРК в ККЯ с тремя ямами для различных значений глубины нижней ямы из объединяемых КЯ (см. рис. 3).

Обсуждение результатов

Проведенные расчеты энергетического спектра и интенсивности излучения для квантовой ямы комбинированного профиля подтвердили, что введение дополнительных уровней квантования в верхнюю часть ямы существенно повышает эффективность излучательной рекомбинации. Увеличение скорости захвата электронов из барьерных слоев, обусловленное наличием дополнительных уровней, является основным механизмом, ответственным за наблюдаемый рост интенсивности излучения. Дополнительные уровни действуют как ловушки для электронов, увеличивая вероятность их встречи с дырками в активной области и, следовательно, стимулируя излучательную рекомбинацию. Выбранная конфигурация профиля квантовой ямы соответствует условиям, при которых этот эффект максимален [4].

Кроме уже рассмотренного механизма увеличения интенсивности излучения, авторам видится дополнительный фактор увеличения интенсивности, связанный с изменением пространственного распределения электронов и дырок в квантовой яме.

Уменьшение пьезоэлектрического поля в излучающей яме, обусловленное меньшим рассогласованием постоянных решеток с соседней ямой, приводит к увеличению области перекрытия волновых функций электронов и дырок в яме [5]. Это, в свою очередь, повышает вероятность их радиационной рекомбинации и, следовательно, интенсивность излучения. Таким образом, оптимизация параметров решетки открывает новые возможности для создания более эффективных светоизлучающих устройств с заданными спектральными характеристиками. Дальнейшие исследования в этом направлении могут быть направлены на изучение влияния других факторов, таких как легирование и деформации, на эффективность излучательной рекомбинации.

Литература

1. Давыдов В.Н. Захват и эмиссия носителей заряда квантовой ямой / В.Н. Давыдов, О.А. Каранкевич // Известия вузов. Физика. – 2018. – Т. 61, № 2. – С. 18–25.
2. Давыдов В.Н. Энергетические возможности светодиодной гетероструктуры с квантовыми ямами комбинированного профиля / В.Н. Давыдов, О.Ф. Задорожный // Известия вузов. Физика. – 2022. – Т. 65, № 5. – С. 119–127.
3. Драгунов В.П. Основы наноэлектроники: учеб. пособие. – 2-е изд. / В.П. Драгунов, И.Г. Неизвестный, В.А. Гридчин. – М.: Логос, 2006. – 496 с.

4. Давыдов В.Н. Модификация профиля квантовых ям в светодиодных гетероструктурах из InGaN/GaN для повышения интенсивности излучения / В.Н. Давыдов, Е.А. Орехова, В.С. Сафонова // Матер. докл. XIX Междунар. конф. «Электронные средства и системы связи» 15–17 ноября 2023 г.: в 3 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр (ИП Бочкарева В.М.), 2023. – С. 87–90.

5. Давыдов В.Н. Поляризационные свойства MQW-гетероструктур из InGa/GaN при нагреве // Известия вузов. Физика. – 2014. – Т. 57, № 12. – С. 31–38.

Давыдов Валерий Николаевич

Д-р физ.-мат. наук, проф. каф. электронных приборов (ЭП) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: dvn@fet.tusur.ru

Задорожный Олег Федорович

Магистрант ТУСУРа
Эл. почта: sunshine.rose187@gmail.com

Давыдов Михаил Валерьевич

Ст. преп. каф. КИПР ТУСУРа
Эл. почта: michaildav@tusur.ru

УДК 621.396.41

А.В. Ермолаев, В.И. Туев, К.Н. Афонин, В.С. Солдаткин

Многослойная заливка компаундами с разной теплопроводностью

Приводятся результаты моделирования и экспериментальные исследования тепловых характеристик двухслойной заливки светодиодных нитей, применяемых в светодиодных лампах. Моделирование проводится в программной среде Ansys. Показана возможность снижения температуры без изменения конструкции светодиодной нити. Представлены результаты эксперимента, подтверждающие работоспособность данного метода заливки.

Ключевые слова: двухслойная заливка, компаунд, моделирование, светодиодные нити, термограмма.

Необходимость разработки простого и эффективного источника света привела к созданию светодиодных источников излучения – светодиодов [1]. Разработанные с использованием светодиодов лампы показывают высокую энергетическую эффективность, выраженную в высоком КПД и высокой светоотдаче. Эффективность светодиодных ламп зависит от их нагрева, чем выше температура светодиодов, тем меньше их эффективность. С ростом температуры уменьшается КПД светодиодов и падает их световая отдача.

Особенностью конструкции светодиодных ламп является наличие условий для жёсткого теплового режима. Светодиодные лампы со светодиодными нитями имеют малое рассеяние тепла, так как тепло отводится от светодиодных нитей через газовую среду внутри колбы посредством конвекции к колбе лампы и от колбы отводится в окружающую среду. Светодиодные нити не контактируют с окружающей средой напрямую или через радиатор, что приводит к жёстким тепловым режимам эксплуатации.

Из материалов статей [2–4] известно, что основным вредным фактором, приводящим к ухудшению характеристик светодиодов и к их отказу, является тепло. Проблема теплоотвода от светодиодных нитей решена не окончательно, поэтому является актуальной.

В настоящей работе решается задача уменьшения температуры светодиодных нитей в рабочем режиме с помощью изменения технологии заливки компаундом. Исследованы варианты двухслойной заливки с варьированием значения теплопроводностей компаунда.

Методы исследования

Исследование состоит из двух частей: расчётной и экспериментальной. Расчёты производились в программной среде Ansys. Использовались стандартные средства расчёта, встроенные в Ansys. В частности, применялся метод конечных элементов, дающий высокую точность. Модель светодиодной нити строилась стандартными графическими инструментами, входящими в состав пакета Ansys.

Моделирование

Светодиодная нить состоит из металлического основания, поверх которого приклеены светодиодные кристаллы синего цвета свечения и последовательно соединены металлическими проводниками. На концах основания имеются металлические кон-

такты для соединения светодиодной нити с источником питания.

Построена модель светодиодной нити с однослойной и двухслойной заливкой компаундом. Одна из моделей содержит однослойную заливку прозрачным компаундом с добавкой люминофора. Вторая модель использует двухслойную заливку: первый слой – прозрачный компаунд без добавления люминофора; второй слой – прозрачный компаунд с добавлением люминофора.

Моделирование двухслойной заливки проводилось в двух вариантах. В одном варианте внутренний слой выбран с фиксированной теплопроводностью равной $0,2 \text{ Вт/м}\times\text{К}$ и менялась теплопроводность внешнего слоя, во втором варианте применялся один слой компаунда с теплопроводностью $0,2 \text{ Вт/м}\times\text{К}$. Коэффициент теплопроводности компаунда меняли шагом $0,05$, этого шага достаточно для проведения качественного моделирования. Минимальный коэффициент теплопроводности выбран $0,15$, максимальный – $0,85$, этого достаточно для анализа, так как компаунды имеют величину коэффициента теплопроводности в данном диапазоне.

Параметры модели взяты из справочных данных на материалы и имеют следующие значения.

Теплопроводность:

1. Клей для кристаллов $1,7 \text{ Вт/м}\times\text{К}$.
2. Кристалл $40 \text{ Вт/м}\times\text{К}$.
3. Компаунд от $0,15$ до $0,85 \text{ Вт/м}\times\text{К}$.
4. Сталь $60 \text{ Вт/м}\times\text{К}$.

Коэффициент конвекции 1.

Коэффициент излучения на поверхностях стального основания $0,35$.

Коэффициент излучения на поверхностях люминофорной композиции $0,7$.

Тепловой поток $0,375 \text{ Дж}\times\text{с}$ для 28 кристаллов.

Результаты моделирования

На рис. 1 и 2 представлены результаты моделирования.

Изменение температуры светодиодной нити при разных значениях теплопроводности внешнего слоя показано на рис. 3.

Эксперимент

Для эксперимента изготовлены макеты светодиодных нитей двух типов с однослойной и двухслойной заливкой. В качестве светодиодных нитей выбраны изделия промышленного типа без заливки. Следует отметить, что в качестве основания в них

используется сапфир. Заливка светодиодных полюсов компаундом производилась вручную.

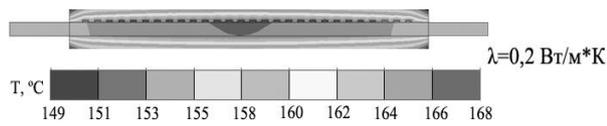


Рис. 1. Модель однослойной заливки

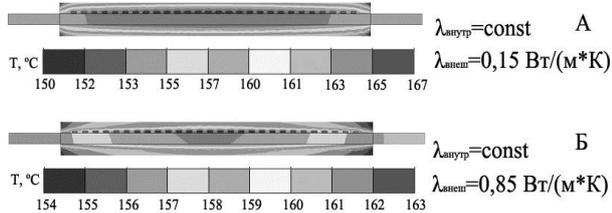


Рис. 2. Модель двухслойной заливки при теплопроводности внешнего слоя $0,15 \text{ Вт/м}\times\text{К}$ – а; $0,85 \text{ Вт/м}\times\text{К}$ – б

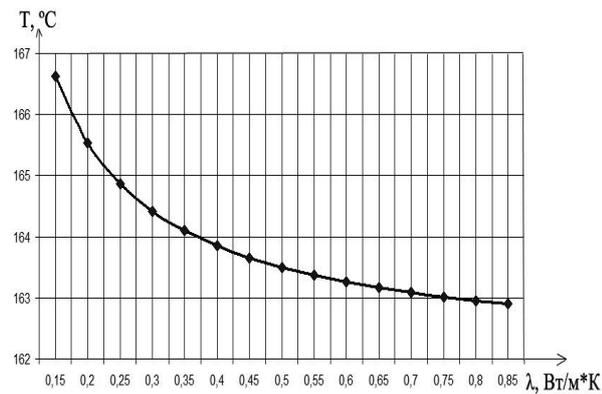


Рис. 3. Температура при разных теплопроводностях внешнего слоя

Изготовление двухслойной заливки осуществлялось с использованием двух типов компаундов: первый, прозрачный, применяется для изготовления люминофорных композиций с теплопроводностью, равной $0,2 \text{ Вт/м}\times\text{К}$ типа «6037-GY-10B», китайского производителя «JIEGUO» и второй, непрозрачный, кремнийорганический компаунд с повышенной теплопроводностью типа «ПентЭласт-727» марки А ТУ 2513-267-40245042-2010 российского производителя ООО «ПЕНТА-91» с теплопроводностью от $0,74$ – $0,76 \text{ Вт/м}\times\text{К}$. Заливка производилась в два этапа: на первом этапе наносился нижний слой прозрачного компаунда и сушился в течение одного часа при температуре $80 \text{ }^\circ\text{C}$. На втором этапе поверх первого слоя наносился второй слой непрозрачного компаунда и сушился при $80 \text{ }^\circ\text{C}$ в течение двух часов с последующей сушкой при комнатной температуре в течение суток.

Для однослойной заливки использован компаунд без люминофора типа «6037-GY-10B» китайского производителя JIEGUO. После заливки светодиодную полоску сушили в печи при температуре $80 \text{ }^\circ\text{C}$ в течение двух часов и оставляли досушиваться при комнатной температуре ещё на сутки.

Температуру измеряли термопарой К-типа. Термопару установили на нижнюю сторону подложки, где нет светодиодов, зафиксировали её клеем.

Клей использован теплопроводный «Radial» с теплопроводностью $0,7$ – $0,8 \text{ Вт/м}\times\text{К}$ [5]. Далее светодиодная полоска вместе с термопарой заливалась компаундом вышеописанным способом.

Показания термопары зарегистрированы мультиметром «ProsKit MT-1212» с функцией измерения температуры. Кроме термопары использовался тепловизор «Testo 876». В качестве источника питания применён прибор «Keithley 2410».

Результаты эксперимента

Номинальный режим работы светодиодных нитей: $U = 80 \text{ В}$, $I = 10 \text{ мА}$.

Эксперимент проводился в следующих условиях: $P = 787 \text{ мВт}$, $\varphi = 77\%$, $T_{\text{окр. ср}} = 20,8 \text{ }^\circ\text{C}$.

Все образцы выдержаны при номинальном рабочем режиме до достижения максимальной температуры. Как только температура стабилизировалась, считается, что образец вышел на рабочий режим, и фиксируется время разогрева образца. После образец отключается от источника питания и по секундомеру измеряется время остывания образца. По этим показаниям определяется скорость остывания образца. Время остывания отсчитывается до температуры $24 \text{ }^\circ\text{C}$. Далее остывание происходит медленно, и дожидаться полного остывания образца до комнатной температуры не имеет смысла [6].

Получены следующие результаты:

1) образец № 1 (однослойная заливка):

- время выдержки образца в номинальном режиме 10 мин ;
 - максимальная температура образца $54 \text{ }^\circ\text{C}$;
 - время остывания $5 \text{ мин } 03 \text{ с}$;
- 2) образец № 2 (двухслойная заливка):
- время выдержки образца в номинальном режиме 21 мин ;
 - максимальная температура образца $41 \text{ }^\circ\text{C}$;
 - время остывания $4 \text{ мин } 12 \text{ с}$.

Дополнительно были проведены замеры температуры тепловизором «Testo 876» и получены термограммы с профилями распределения температуры, представленные на рис. 4 и 5.

Обсуждение

Полученные результаты показывают, что двухслойная заливка помогает увеличить теплоотвод и снизить температуру кристаллов светодиодов. Отличие в показаниях, зафиксированных при помощи термопары и тепловизора, возникли по причине неправильной установки термопары. Термопара была установлена со смещением от центра подложки к наружной части заливки, что привело к ошибке в фиксируемой величине температуры.

Из рис. 4 и 5 видно, что разница в температуре нитей с однослойной и двухслойной заливкой составляет $35,8 \text{ }^\circ\text{C}$. Это свидетельствует о том, что двухслойная заливка является действенным способом для активного отвода тепла от активной зоны кристаллов.

Различия в температурах, полученные при моделировании и экспериментальным путём, являются, по всей видимости, следствием выбора завыв-

шенных параметров теплового потока для светодиодных кристаллов. Однако качественные показатели сохраняются, из рис. 1 и 2 видно, что температура нити с двухслойной заливкой ниже температуры нити с однослойной заливкой на 5 °С.

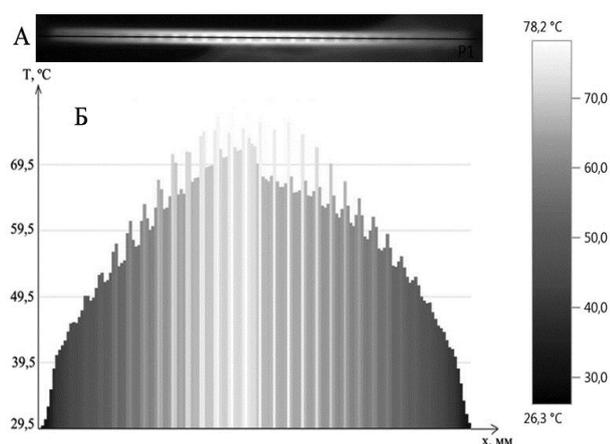


Рис. 4. Термограмма однослойной заливки

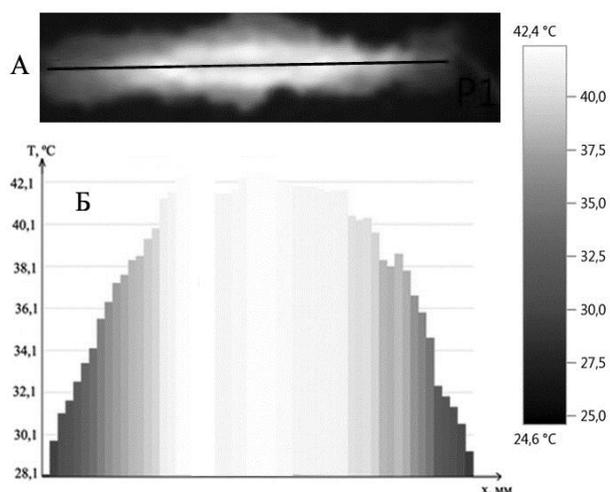


Рис. 5. Термограмма двухслойной заливки

Выводы

В статье показано, как можно улучшить тепловой режим светодиодной лампы, не прибегая к кардинальной переработке её конструкции. Результатом исследования стал оптимальный вариант заливки светодиодной нити компаундом.

Проведённое исследование показывает, что двухслойная заливка способна эффективно снижать температуру светодиодной нити. Однако с учётом того, что светодиодные нити устанавливаются внут-

ри замкнутого пространства колбы лампы, только увеличением отвода тепла от их активной зоны видимого результата добиться не удастся. Необходимо улучшать отвод тепла и от колбы лампы, чтобы обеспечить охлаждение внутренней газовой среды лампы.

Литература

1. Вилисов А.А. Светодиоды и светотехнические устройства: учеб. пособие / А.А. Вилисов, В.С. Солдаткин, В.И. Туев. – Томск: ТУСУР, 2020. – 112 с.
2. Афонин К.Н. Тепловые проблемы светодиодных ламп типа «filament» // Электронные средства и системы управления: матер. докл. XVII Междунар. науч.-практ. конф., 17–19 ноября 2021 г.: в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2021. – С. 275–278.
3. Тукшаитов Р. Как обеспечить заявленный срок службы светодиодных ламп / Р. Тукшаитов, Исыхакефу // Полупроводниковая светотехника. – 2016. – № 3. – С. 8–11.
4. Анализ срока службы светодиодных излучающих элементов / В.С. Солдаткин, Ю.В. Ряполова, К.Н. Афонин, А.Ю. Олисовец, В.И. Туев // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 3. – С. 55–61.
5. Keller Kontaktol [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://kellereurasia.ru/#nasha-produktsiya>, свободный (дата обращения: 18.09.2024).
6. Пат. 219936 РФ, МПК F21S 4/24 (2016.01) СПК F21S 4/24 (2023.05). Светодиодная лента для лампы / А.В. Ермолаев (RU), С.А. Афанасенко (RU), И.В. Кузнецов (RU), К.Н. Афонин (RU), В.С. Солдаткин (RU), В.И. Туев (RU). – № 2023115036; заявл. 08.06.23; опубл. 15.08.23, Бюл. № 23. – 3 с.

Ермолаев Александр Валерьевич

Аспирант каф. радиоэлектронных технологий и экологического мониторинга (РЭТЭМ) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: alexermv@mail.ru

Туев Василий Иванович

Д-р техн. наук, проф., зав. каф. РЭТЭМ ТУСУРа
Эл. почта: vasilii.i.tuev@tusur.ru

Афонин Кирилл Нильевич

Канд. техн. наук, доцент каф. РЭТЭМ ТУСУРа
Эл. почта: kirill.n.afonin@tusur.ru

Солдаткин Василий Сергеевич

Канд. техн. наук, доцент каф. РЭТЭМ ТУСУРа
Эл. почта: soldatkinvs@main.tusur.ru

К.Д. Иконникова, О.Ю. Завьялова, С.Ю. Боязитов, Т.Т. Газизов

Автоматизированное проектирование устройства защиты КАС от перенапряжения в системе электроснабжения космического аппарата

С использованием САПР (системы автоматизированного проектирования) nanoCAD, SolidWorks и P-CAD разработан комплект технологической и конструкторской документации на упрощенную трехмерную модель основания и печатного узла устройства защиты (УЗ) от перенапряжения для КАС КА.

Ключевые слова: РЭА, САПР, комплекс автоматики и стабилизации, устройство защиты.

С функционированием радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) связано бурное развитие разных областей науки и техники. При конструировании РЭА необходимо учесть все особенности изделия, начиная с электрической схемы до будущего расположения готовых блоков. Особенно это важно для таких отраслей, как транспортная, атомная, военная и космическая. Работа в этом направлении ведется во многих организациях: в АО «НПЦ «Полюс» (г. Томск), НИИ АЭМ ТУСУР (г. Томск), в АО «ИСС» им. акад. М.Ф. Решетнева (г. Красноярск), в Сибирском государственном аэрокосмическом университете им. М.Ф. Решетнева, в Сухумском физико-техническом институте и др.

Актуальность темы

Энергетические характеристики системы электропитания космического аппарата (СЭП КА) непрерывно растут и, соответственно, увеличиваются напряжения и токи, текущие по шинам батарей электропитания. При любых изменениях режимов работы электрической цепи возникают переходные электрические процессы. Любые нарушения в работе СЭП КА приводят к сбоям в других системах, а при ее отказе – к окончанию срока активного существования КА.

Для увеличения эффективности работы критически важных приборов используют автоматические устройства защиты (УЗ), которые являются частью КАС (комплекса автоматики и стабилизации). Устройство защиты (УЗ) позволяет напряжению шины находиться в определенном диапазоне и защищает устройства от переходных напряжений, возникающих в результате электростатического заряда.

Объект и назначение разработки

Устройство защиты (УЗ) позволяет отключать модули преобразователей напряжения в случае возникновения дугового пробоя в каком-нибудь из силовых транзисторов.

УЗ содержит резервированное пороговое устройство, вход управления которого подключен к выходным шинам КАС. При превышении выходного напряжения комплекса заданного значения пороговое устройство срабатывает, и с помощью двенадцати параллельно включенных силовых транзисторных ключей подключает к шинам дополнительную нагрузку током около 90 А. Вследствие этого происходит уверенное выжигание предохранителя, вклю-

ченного последовательно с отказавшим силовым транзистором модуля. После возвращения выходного напряжения комплекса в номинальный диапазон УЗ отключает свои силовые ключи и переходит в дежурный режим [1–3].

Целью данной работы является разработка упрощенной трехмерной модели УЗ с использованием САПР (системы автоматизированного проектирования) P-CAD, SolidWorks и nanoCAD.

Описание результатов работы

Для изготовления чертежей был использован САПР nanoCAD, так как он является более легким решением для 2D-проектирования, в том числе для проектирования автоматизированных систем. Программа nanoCAD, разработанная российскими программистами, рекомендует шаблоны, в которых указаны расчеты, единицы измерения, оформленные в соответствии с ГОСТом. При этом nanoCAD применяется на промышленных предприятиях, так как имеет функционал, сопоставимый другими САПР, обеспечивая при этом более простой и понятный интерфейс [4–6].

Устройство защиты представляет собой корпус, состоящий из основания (без крышки) и платы. Корпус и чертеж выполнены в «SolidWorks 2018».

Сборка основания УЗ состоит из двух печатных узлов и основания. Сборка панели УЗ состоит из одного печатного узла и пластины. Печатный узел выполнен в P-CAD-2006, САПР состоит из двух самостоятельных модулей – Schematic (редактор электрических схем) и PCB (редактор печатных плат).

Основным требованием, определяющим конструкцию разработанного УЗ, является обеспечение заданных габаритных размеров и массы:

- габариты печатной платы КИПР.758715.118 составили 255×0,25×120 мм;

- габариты печатной платы КИПР.758715.119 составили 255×0,25×120 мм;

- масса всего устройства защиты – не более 625 г.

Основание выполнено из магниевого сплава МА 2-1 ГОСТ 21990-76. Поверхность основания УЗ покрывается эмалью ЭП-525 темно-зеленой ГОСТ 22438-85 (кроме посадочной поверхности, которая покрывается грунтовкой ЭП-076 желтой ТУ 6-10-755-84).

К основанию методом прессования крепятся печатные платы через прокладки из склеивающего

материала марки САФ-0,025. Теплонагруженные корпуса электрорадиоизделия, которые находятся под потенциалом, устанавливаются на основание через керамические прокладки.

На печатной плате выполняется компоновка элементов в программе P-CAD согласно электрической схеме, выполненной в программе P-CAD Schematic.

Общее количество элементов на плате равно 247. В них входят конденсаторы, резисторы, микросхемы, диоды, вставка плавкая, стабилитроны, транзисторы. Учитывая современные требования к импортозамещению, для компоновки использованы элементы только отечественного производства.

Заключение

С применением САПР (системы автоматизированного проектирования) nanoCAD, SolidWorks и P-CAD разработан комплект технологической и конструкторской документации на упрощенную трехмерную модель основания и печатного узла УЗ (устройства защиты) от перегрузки.

Литература

1. Сравнительная оценка программ AutoCAD и NanoCAD в учебном процессе при проектировании автоматизированных систем [Электронный ресурс]. – Режим доступа: URL: <https://ukonf.com/doc/cn.2024.04.03.pdf> свободный (дата обращения: 05.08.2024).

2. Ikonnikova K.D. Development of the design of a protection device against overvoltage with using a computeraided design system / K.D. Ikonnikova, A.V. Chub // Тенденции развития науки и образования. – 2024, август. – № 112 (Ч. 7). – С. 134–135. DOI: 10.18411/trnio-08-2024-351.

3. Иконникова К.Д. Разработка конструкции устройства защиты (УЗ) от перенапряжения с применением системы автоматизированного проектирования (САПР) / К.Д. Иконникова, О.Ю. Завьялова // Тенденции развития

науки и образования. – 2024, июль. – № 111 (Ч. 9). – С. 121–123. DOI: 10.18411/trnio-07-2024-519.

4. Сайт: паяльник [Электронный ресурс]. – Режим доступа: свободный. – URL: <https://cxem.net/software/p-cad.php> (дата обращения: 05.08.2024).

5. Общие сведения о системе автоматизированного проектирования P-CAD [Электронный ресурс]. – Режим доступа: свободный. – URL: https://cchgeu.ru/upload/iblock/2b4/mu_ispolzovanie-sapr_ksk.pdf (дата обращения: 05.08.2024).

6. Газизов Т.Т. Использование свободного программного обеспечения для проведения учебно-методических мероприятий в дистанционной форме // Вестник Том. гос. педагогического ун-та. – 2013. – № 8 (136). – С. 183–185.

Иконникова Кристина Дмитриевна

Магистр каф. радиоэлектронных технологий и экологического мониторинга (РЭТЭМ) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР), Инж.-исслед. науч.-исслед. лаб. математического моделирования радиоэлектронных устройств (ЛММРЭУ) Сахалинского государственного университета (СахГУ)
Эл. почта: idkartinka@gmail.com

Завьялова Ольга Юрьевна

Канд. техн. наук, доцент каф. конструирования и производства радиоаппаратуры (КИПР) ТУСУРа, зам. директора ООО «ИНТ» (Томск)
Эл. почта: Oljona@yandex.ru

Боязитов Сергей Юсипович

Нач. бюро отд. № 6 АО «НПЦ «Полюс» (г. Томск)
Эл. почта: SergeyUzb2018@mail.ru

Газизов Тимур Тальгатович

Зав. науч.-исслед. лаб. ЛММРЭУ СахГУ
Эл. почта: gtt@tpu.ru

К.А. Карпенко

Разработка зубной щетки с функцией фотодинамической терапии

Представлены результаты проектирования зубной щетки для проведения фотодинамической терапии в домашних условиях. Выбраны оптимальные режимы работы светодиодов и предложена техническая реализация устройства.

Ключевые слова: фотодинамическая терапия, светодиоды, спектральный состав, вольт-амперная характеристика.

С каждым годом все больше людей страдают от проблем со стоматологическими заболеваниями [1]. Становится очевидным, что это представляет серьезную проблему для общественного здоровья. Так, например, согласно статистике Всемирной организации здоровья (ВОЗ), более 2,3 млрд человек страдают от кариеса, а около 50% взрослого населения имеют заболевания десен и полости рта. Также стоит отметить, что по статистике у людей в возрасте от 25 до 60 лет имеются значительные проблемы заболевания тканей пародонта, и только 3% людей имеют полностью здоровые зубы и десна, тогда как у 72% людей наблюдается значительное воспаление и кровоточивость десен. Эти проблемы не только ухудшают качество жизни, но и приводят к значительным финансовым расходам на лечение в стоматологических клиниках, что может себе позволить не каждый.

В связи с этим появляется большое количество рекомендаций именно для профилактики заболеваний, а не их лечения. Но современные методы профилактики стоматологических заболеваний часто оказываются недостаточно эффективными. В связи с этим возникает необходимость новых решений, которые позволят улучшить уход за полостью рта. Одним из таких решений является использование фотодинамической терапии (ФДТ) [2]. ФДТ, основанная на использовании светочувствительных веществ и света определенной длины волны, уже зарекомендовала себя в лечении различных заболеваний, включая онкологические и инфекционные, и начинает активно применяться в стоматологии. Несмотря на активный интерес и быстрое развитие, это остается дорогостоящей процедурой, которую проводят в стоматологических клиниках [3–5].

В связи с этим основной идеей проекта является создание зубной щетки, работающей по принципу ФДТ. Ее особенность заключается в том, что внешне она ничем не будет отличаться от самой обычной щетки для зубов, благодаря чему любой человек может пользоваться ею без лишнего дискомфорта. По этой же причине лечение и профилактика полости рта могут проходить даже в домашних условиях. Реализация данного проекта позволит приносить пользу зубам, не затрачивая дополнительных усилий, ведь чистка зубов входит в распорядок дня каждого человека (рис. 1).

Одной из основных задач при проектировании такой щетки является выбор эффективных светодио-

дов и подбор оптимальных режимов их работы. Светодиоды сильно нагреваются при излучении, и нужно подобрать такой режим, чтобы не оказывать тепловое воздействие на чувствительные десна. Для проведения исследований были выбраны семь светодиодов различного спектрального состава: фиолетовый (380 и 400 нм), синий (440 нм), зеленый (515 нм), оранжевый (600 нм), белый (4000 К) и красный (660 нм). Для всех светодиодов провели измерение вольт-амперной характеристики, зависимости изменения температуры нагрева корпуса от величины протекающего тока. Измерения проводили в течение 2 мин – рекомендуемое время для чистки зубов. Результаты представлены на рис. 2–4.

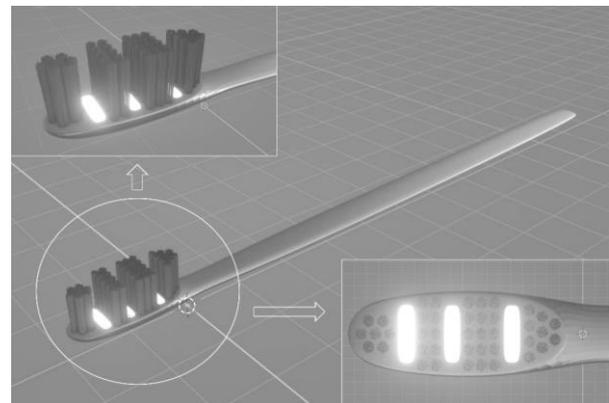


Рис. 1. 3D-модель зубной щетки

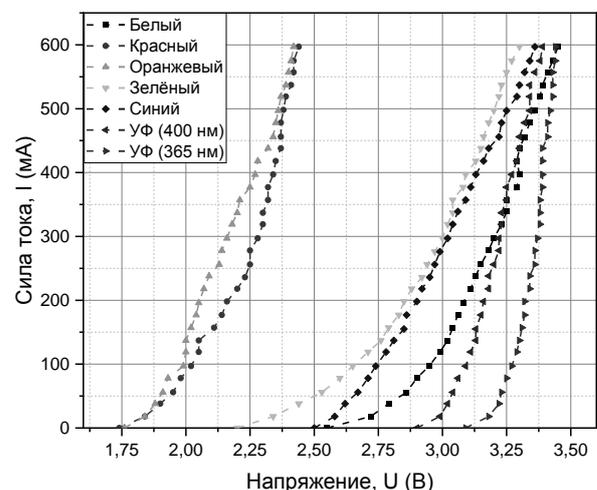


Рис. 2. Вольт-амперная характеристика выбранных светодиодов

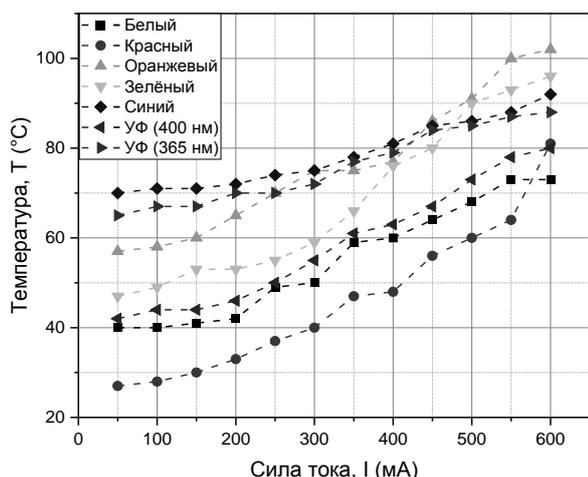


Рис. 3. Зависимость температуры светодиода от силы тока

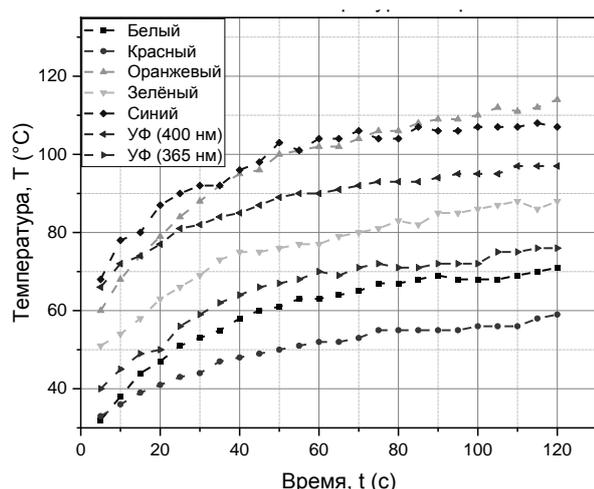


Рис. 4. Зависимость температуры светодиода от времени при номинальной силе тока

При увеличении силы тока, проходящего через светодиод, возрастает и его температура (см. рис. 3, 4). Данная зависимость демонстрирует работу закона Джоуля–Ленца. Чем больше сила тока и чем дольше она протекает через светодиод, тем больше количество теплоты, выделяемое светодиодом. Разные значения температуры у светодиодов являются причиной разных материалов полупроводников и их тепловых свойств.

При повышении температуры в проводнике атомы под действием теплового возбуждения колеблется сильнее и больше электронов выбиваются из своих связей. Это приводит к тому, что возникает большее количество свободных зарядов, увеличивается проводимость. С ростом проводимости увеличивается сила тока через полупроводник, а следовательно, по закону Джоуля–Ленца, увеличивается его температура. Однако вместе с этим увеличивается количество столкновений носителей заряда с атомами. После этих столкновений происходит рассеивание энергии, изменение направления движения и

вследствие этого уменьшается средняя длина свободного пробега между столкновениями. В результате средняя скорость носителей заряда уменьшается, т.е. уменьшается их подвижность, растёт сопротивление.

Получается, что с ростом температуры растут проводимость и сопротивление полупроводника. Когда рост проводимости и сопротивления сравнивается, наступает термодинамическое равновесие, температура перестаёт расти.

По итогам исследований и результатам литературного обзора были выбраны три типа светодиодов для дальнейшего проектирования: 400, 515, 660 нм. Также предложены оптимальные режимы работы выбранных светодиодов.

Таким образом, в рамках реализации проекта был подготовлен эскиз и 3D-модель будущей зубной щетки (см. рис. 1), продумана конструкция и основные компоненты щетки, главным из которых являются светодиоды. Проведен ряд исследований над пятью видами светодиодов: измерялись спектральные, вольт-амперные и тепловые характеристики. По итогам исследований и теоретического анализа были выбраны оптимальные светодиоды и их режимы работы. Полученные результаты станут основой для разработки прототипа зубной щетки с функцией фотодинамической терапии.

Литература

1. Photodynamic therapy: An emerging therapeutic modality in dentistry / N. Suresh, B. Joseph, P. Sathyan, V.K. Sweety, T. Waltimo, S. Anil // *Bioorganic & Medicinal Chemistry*. – 2024. – Vol. 114. – Article 117962.
2. Utility of Photodynamic Therapy in Dentistry: Current Concepts / A. Stájer, S. Kajári, M. Gajdács, A. M. Eroje, Z. Baráth // *Dentistry journal (Basel)*. – 2020. – Vol. 8, No. 2. – P. 43.
3. Alsaif A. Treatment of dental plaque biofilms using photodynamic therapy: a randomised controlled study / A. Alsaif, J.F. Tahmassebi, S.R. Wood // *European Archives of Paediatric Dentistry*. – 2021. – Vol. 22. – PP. 791–800.
4. El-Kaream S.A. Sono-photodynamic modality for cancer treatment using biodegradable bio-conjugated sonnelux nanocomposite in tumor-bearing mice: Activated cancer therapy using light and ultrasound / S.A. El-Kaream, G.A. Elsamie, A.S. Abd-Alkareem // *Biochemical and Biophysical Research Communications*. – 2018. – Vol. 503, No. 2. – PP. 1075–86.
5. Efficacy of photodynamic therapy on the treatment of herpes labialis: A systematic review / M.A. Lotufo, T. Horliana, A. Santana, T.D. Queiroz, A.C. Gomes, A.O. Motta // *Photodiagnosis and Photodynamic Therapy*. – 2020. – Vol. 29. – Article 101536.

Карпенко Ксения Александровна

Студентка отд. материаловедения НИ ТПУ
Эл. почта: kak68@tpu.ru

В.А. Колесникова

Эффективный способ освещения земляники

Показано, что, оптимизируя соотношение различных частей спектра освещения с добавкой УФ-диапазона, можно влиять на процессы роста земляники и ее характеристики.

Ключевые слова: коэффициент использования светового потока, полезный световой поток, класс энергетической эффективности, осветительные приборы, облучательные приборы, оптические системы оптоэлектронных приборов и систем.

Свет играет критически важную роль в жизни растений, так как является основным источником энергии для фотосинтеза – процесса, благодаря которому растения преобразуют солнечную энергию в химическую, производя кислород и органические вещества. В ходе фотосинтеза растения поглощают углекислый газ из атмосферы и воду из почвы, используя свет для синтеза глюкозы, которая служит им источником питания. Разные спектры света оказывают различное влияние на рост и развитие растений [1–6].

Земляника – одна из самых популярных ягод, которая ценится за свои вкусовые качества и высокую питательную ценность. По данным Федеральной службы государственной статистики, в России в 2022 г. было собрано более 200 тыс. т земляники, что свидетельствует о растущем интересе к этому продукту как среди потребителей, так и среди фермеров. Однако, несмотря на высокие урожайные показатели, многие садоводы сталкиваются с проблемами, связанными с недостаточным освещением, что негативно сказывается на качестве и количестве урожая, особенно в условиях Сибирского региона.

Недостаток света может привести к задержке роста растений, снижению содержания сахаров в ягодах и увеличению болезней [5–9]. По исследованиям, проведенным Институтом садоводства, оптимальный уровень освещения для земляники составляет не менее 10–12 ч в день. В условиях короткого светового дня, особенно в северных регионах, использование эффективных технологий освещения становится критически важным для получения качественного урожая. Учитывая все вышесказанное, а также тот факт, что с каждым годом растёт спрос на экологически чистые и высококачественные продукты, перед учеными стоит задача оптимизации условий для выращивания земляники.

Одним из наиболее перспективных методов является использование светодиодного (LED) освещения [10–13]. LED-лампы позволяют точно регулировать спектр света, что способствует оптимизации фотосинтетических процессов. Исследования показывают, что использование LED-освещения может увеличить урожайность земляники на 20–30% по сравнению с традиционными источниками света.

Кроме того, применение агрономических технологий, таких как использование светоотражающих материалов и создание теплиц с оптимизированной конструкцией, позволяет значительно увеличить

количество света, попадающего на растения. Такие методы не только повышают урожайность, но и улучшают качество ягод, что делает их более конкурентоспособными на рынке.

Согласно статистике, более 30% урожая земляники теряется из-за неправильного освещения и недостатка солнечного света. Это приводит не только к экономическим потерям для фермеров, но и к дефициту качественной продукции на рынке. В связи с этим разработка эффективных решений для освещения земляники становится актуальной задачей как для научных учреждений, так и для практикующих агрономов.

Таким образом, эффективное освещение земляники является ключевым фактором для успешного выращивания и получения качественного урожая. Применение современных технологий, таких как LED-освещение и инновационные агрономические методы, может значительно улучшить условия для роста растений и повысить их устойчивость к внешним факторам. В условиях растущего спроса на экологически чистую продукцию, решение проблемы освещения становится не только актуальным, но и необходимым для достижения успеха в садоводстве. Несмотря на активный интерес к этой теме, до сих пор не сформулированы рекомендации по эффективному освещению земляники.

В связи с этим данная работа направлена на поиск оптимальных световых условий для эффективного освещения ягоды. Для этого в сконструированных фотоустановках (рис. 1), оснащенных регулируемыми светодиодными источниками излучения, был проведен эксперимент по выращиванию земляники в условиях светокультуры. Для освещения выбраны четыре режима облучения, отличающихся спектральным составом, но при одинаковом уровне PPFD (210 мкмоль/м²с): 2700 К, 2700 К + 660 нм, 2700 К + 4000 К, 4000 + 660 К. Часть образцов дополнительно облучалась в ближнем ультрафиолете (380 нм). Результаты развития оценивались по вегетационным индексам. Для расчёта вегетационных индексов измерялись спектры отражения листьев экспериментальных растений (рис. 2).

В результате проведенного исследования было установлено, что добавка ультрафиолетового излучения к общему светопотоку оказывает положительное влияние на жизненный цикл ростков земляники, а также помогает справляться с паразитами. Применение различных режимов облучения позволило

выявить оптимальные условия для стимуляции роста и повышения качества продукции. Анализ оптических характеристик листьев подтвердил, что УФ-излучение может способствовать улучшению качества продукции за счет повышения содержания биологически активных веществ и предохранении растения и его плодов от болезней.

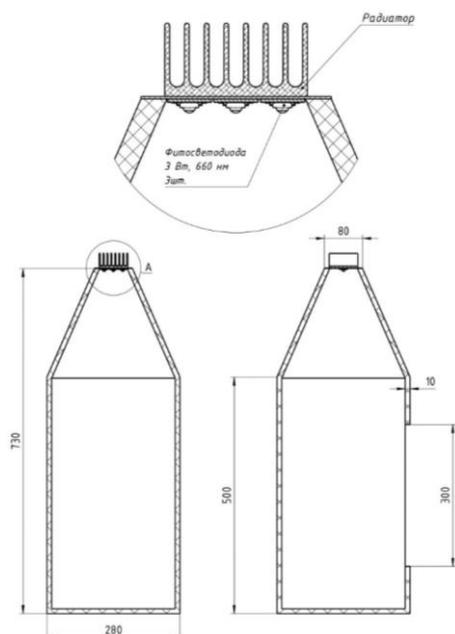


Рис. 1. Макет ячейки фитоустановки

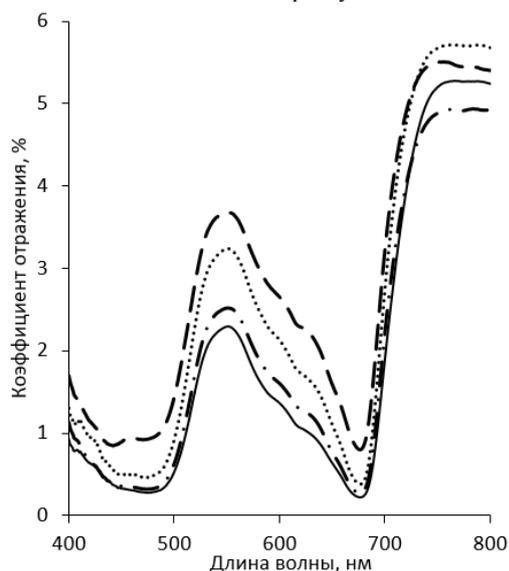


Рис. 2. Спектры отражения экспериментальных образцов

Литература

1. Chia P-L. End-of-day Far-red Light Quality and Dose Requirements for Tomato Rootstock Hypocotyl Elongation / P-L. Chia, C. Kubota // HortScience. – 2010. – Vol. 45, Iss. 10. – PP. 1501–1506. <https://doi.org/10.21273/HORTSCI.45.10.1501>.
2. Chinchilla S. Growth and physiological responses of lettuce grown under pre-dawn or end-of-day sole-source light-quality treatments / S. Chinchilla, L. Izzo, E. van Santen, C. Gómez // Horticulturae. – 2018. – Vol. 4, Iss. 8. <https://doi.org/10.3390/horticulturae4020008>.

3. Yang Z.-C. Effect of end-of-day far-red light from a movable LED fixture on squash rootstock hypocotyl elongation / Z.-C. Yang, C. Kubota, P.-L. Chia, M. Kacira // Scientia Horticulturae. – 2012. – Vol. 136. – PP. 81–86. <https://doi.org/10.1016/j.scienta.2011.12.023>.

4. Goto E. Effects of Light Quality on Growth of Crop Plants under Artificial Lighting // Environment Control in Biology. – 2003. – Vol. 41, Iss. 2. – PP. 121–132. <https://doi.org/10.2525/ecb1963.41.121>.

5. Liu J. Regulation of accumulation and metabolism circadian rhythms of starch and sucrose in two leaf-color lettuces by red:blue ratios of LED continuous light / J. Liu, W. Liu // Environ Exp Bot. – 2022. – Vol. 196. <https://doi.org/10.1016/j.envexpbot.2022.104811>.

6. Yuanchun Ma. Effects of light emitting diode lights on plant growth, development and traits a meta-analysis / Ma. Yuanchun, Xu. An, C. Zong-Ming (Max) // Horticultural Plant Journal. – 2014. – Vol. 7(6), Iss. 10. – PP. 552–564. <https://doi.org/10.1016/j.hpj.2020.05.007>.

7. Mirzahosseini Z. Comparative physiological and proteomic analysis of Arabidopsis thaliana revealed differential wound stress responses following the exposure to different LED light sources / Z. Mirzahosseini, L. Shabani, M.R. Sabzalain, S. Dayanandan // Environmental and Experimental Botany. – 2020. – Vol. 169. <https://doi.org/10.1016/j.envexpbot.2019.103895>.

8. Gómez C. Effect of End-of-production High-energy Radiation on Nutritional Quality of Indoor-grown Red-leaf Lettuce / C. Gómez, J. Jiménez // HortScience. – 2020. – Vol. 55, Iss. 7. – PP. 1055–1060. <https://doi.org/10.21273/hortsci15030-20>.

9. Owen W.G. End-of-production supplemental lighting with red and blue light-emitting diodes (LEDs) influences red pigmentation of four lettuce varieties. / W.G. Owen, R.G. Lopez // HortScience. – 2015. – Vol. 50.

10. Son K.-H. Growth and bioactive compound synthesis in cultivated lettuce subject to light-quality changes / K.-H. Son, J.-H. Lee, Y. Oh, D. Kim, M.-M. Oh, B.-C. In // HortScience. – 2017. – Vol. 52, Iss. 10. – PP. 584–591. <https://doi.org/10.21273/hortsci11592-16>.

11. Signore A. Red Light Is Effective in Reducing Nitrate Concentration in Rocket by Increasing Nitrate Reductase Activity, and Contributes to Increased Total Glucosinolates Content / A. Signore, L. Bell, P. Santamaria, C. Wagstaff, M.C. Van Labeke // Front Plant Sci. – 2020. – Vol. 12, Iss. 604. – PP. 1501–1506. <https://doi.org/10.3389/fpls.2020.00604>.

13. Bing Ma. Non-invasive monitoring of red beet development / Ma Bing, Rodriguez D. Raul, E. Bogatova, A. Ruban, S. Turanov, D. Valiev, E. Sheremet // Spectrochimica Acta Part A: Molecular and Biomolecular Spectroscopy. – 2019. – Vol. 212. – PP. 155–159. <https://doi.org/10.1016/j.saa.2019.01.006>.

13. Han T. Photomorphogenesis of wheat sprouts with LED irradiation of different intensities. / T. Han, T. Astafurova, S. Turanov, A. Burenina, A. Butenkova, E. Surnina et al. // Lighting Research & Technology. – 2020. – Vol. 52, Iss. 5. – PP. 583–594. <https://doi.org/10.1177/1477153519894716>.

Колесникова Вероника Александровна
Студентка отд. материаловедения НИ ТПУ
Эл. почта: vak134@tpu.ru

В.Н. Давыдов, В.А. Сафонова, Ю.В. Сахаров

Электрофизические свойства поликристаллического CdSe

Исследуются вольт-фарадные, вольт-сименсные и вольт-амперные характеристики, а также полевые зависимости фотопроводимости слоев поликристаллического селенида кадмия при действии видимой засветки и без нее. Обнаружены излом полевых зависимостей фотопроводимости при напряжениях (2–3) В, а также смещение напряжения начала смены наклона при засветке в сторону больших значений. Предполагается два механизма переноса заряда: по границам раздела зерен, а также перенос заряда через зерна кристаллитов, контакт которых с границами зерен свойства барьера.

Ключевые слова: поликристаллический селенид кадмия, фотопроводимость, фоновая засветка, полевые зависимости.

В настоящее время внимание разработчиков светодиодных источников излучения все больше привлекают гетероструктуры, в которых в качестве излучающих объектов используют массивы квантовых точек. Для их выращивания и получения оптического излучения перспективным материалом является CdSe, который обладает высокими светоизлучающими и светопоглощающими свойствами в видимом диапазоне.

Для изготовления приборов и элементов оптоэлектроники в желто-зеленой части спектра из бинарных материалов $A^{II}B^{VI}$ часто используется этот материал. Однако в научно-технической литературе его электрические свойства описаны недостаточно полно, так как основной темой исследований этого материала являются вопросы получения материала и его легирование [1–3].

В работах [4, 5] по исследованию полевой зависимости шума фоторезистора (ФР) из поликристаллического селенида кадмия при действии видимой засветки обнаружен глубокий минимум в области напряжений 3–4 В, что представляет интерес для разработки устройств пороговой регистрации света.

В данной работе приводятся результаты экспериментального исследования электрофизических свойств поликристаллического CdSe при действии на него электрического поля и видимой засветки с целью выяснения доминирующих механизмов его электропроводности.

Экспериментальная установка, образцы и методика измерений

Структурно экспериментальная установка для исследования фотопроводимости (ФП) состоит из двух блоков: оптического и электрического, предназначенных для создания необходимого уровня облучения полупроводника модулированным тестовым излучением и фоновой засветкой и регистрации сигнала ФП, его усиления и обработки. Ее блок-схема и описание приведены в работе [4].

В качестве источника тестового излучения, которое необходимо для получения сигнала ФП, использовался красный светодиод, запитанный синусоидальным напряжением требуемой частоты. Амплитуда устанавливалась равной величине постоянного напряжения на светодиоде. Этим достигалась 100%-ная модуляция тестового потока.

Для создания фоновой засветки использовался светодиод с длиной волны 0,45 мкм. Напряжение для его прямого смещения бралось с источника регулируемого постоянного напряжения, что позволило менять мощность фонового излучения до значений, превышающих мощность тестового излучения до десяти раз.

В качестве образцов использовались фоторезисторы (ФР) из поликристаллического селенида кадмия промышленных марок СФ3-2Б, СФ3-4Б, ФР-767, имевшие фотоплощадку размером (5,8×5,8) мм². В них подвижность электронов составляла 480 см²/В с, дырок – около 20 см²/В с, темновое сопротивление – порядка 10⁸ Ом, рабочее напряжение – до 10 В. Общее количество исследованных образцов составляло более десяти.

Для исследования механизмов формирования ФП измерялись ее полевые зависимости при различных частотах модуляции тестового излучения и разных уровнях засветки. Они представляют собой зависимость напряжения ФП от величины постоянного напряжения на ФР, измеренные на низкой и высокой частоте модуляции тестового излучения в отсутствие фоновой засветки и при ее наличии. Полученные экспериментальные данные для всех образцов оказались качественно одинаковы и отличались лишь количественно. Поэтому приводимые результаты являются типичными и приводятся без указания марки образца.

Полевые зависимости фотопроводимости в статическом и динамическом режимах

При снятии полевой зависимости в динамическом режиме производится изменение напряжения, подаваемого на образец, и фиксируется амплитуда сигнала ФП. При этом частота модуляции падающего тестового излучения и мощность фоновой засветки выступают параметрами и могут принимать фиксированные значения в заданных пределах. Данные зависимости несут информацию о доминирующем механизме зарядопереноса в системах приема и обработки информации и могут быть использованы для вычисления его параметров.

В статическом режиме измеряется зависимость постоянного тока, протекающего через образец, при ручном (скачкообразном) изменении напряжения на нем – измеряется вольт-амперная характеристика

(ВАХ). Получаемая из данных зависимостей информация показывает динамику проводимости образца на постоянном токе.

Фотопроводимость без фоновой засветки и с засветкой

В результате проведенных измерений получены зависимости ФП от напряжения смещения без фоновой засветки на 50, 500 и 700 Гц, приведенные на рис. 1. Для сравнения на вставке показана статическая ВАХ того же образца, измеренная в том же диапазоне напряжений без засветки.

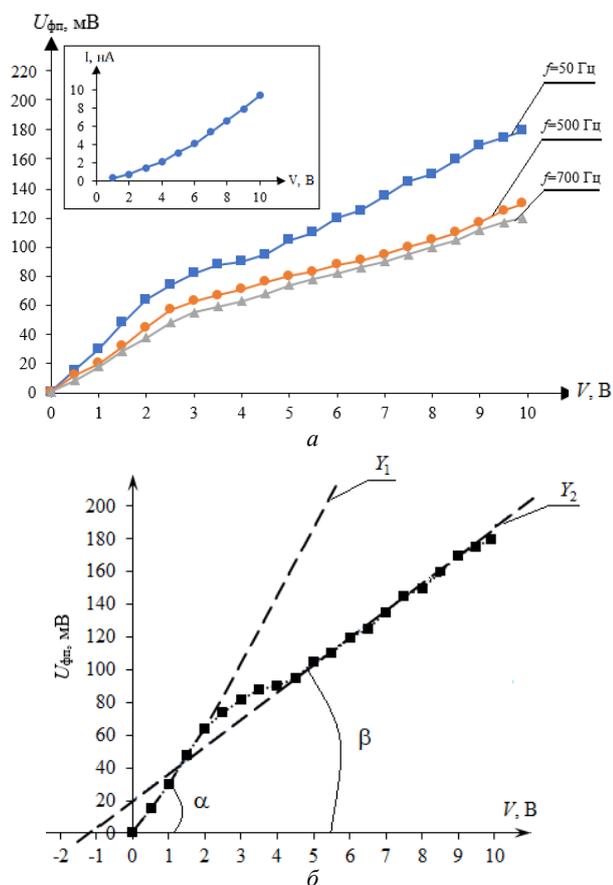


Рис. 1. Типичная полевая зависимость фотопроводимости в поликристаллическом CdSe без засветки – а. Аппроксимация линейными зависимостями – б

Как следует из рис. 1, а, б, экспериментальная полевая зависимость ФП отличается от теоретической наличием излома в области напряжений 2–3 В, приводящего к уменьшению наклона кривой. Статическая же ВАХ этих же образцов имеет вид монотонной кривой, напоминая правую ветвь параболы. Выбор частот модуляции тестового излучения определялся из значения частоты среза, которая в исследованных образцах составляла около 300–400 Гц. Обнаруженное уменьшение наклона зависимости и его отсутствие на статической ВАХ является принципиальным, поскольку свидетельствует об изменении резистивных свойств ФР. Из рис. 1 также можно видеть, что повышение частоты сглаживает излом полевой зависимости и уменьшает величину ФП.

При исследовании влияния фоновой засветки на ход полевой зависимости ФП и ВАХ в качестве источника засветки использовался синий светодиод. Его мощность равнялась пяти мощностям тестового сигнала при одинаковом их удалении источника от образца.

В результате проведенных экспериментов получены зависимости ФП от напряжения смещения при фоновой засветке на частотах тех частотах, что и случае отсутствия фонового излучения: 50, 500 и 700 Гц. Для упрощения установления роли засветки в формировании полевой зависимости ФП на рис. 1, б показана зависимость только на частоте 50 Гц. Из сравнения рис. 1, а и б следует, что при наличии засветки излом полевой зависимости сохраняется и сдвигается в сторону больших напряжений. Увеличение же частоты модуляции излучения до области высокочастотного режима ФП приводит к тому, что и в случае ее отсутствия: с ростом частоты излом полевых зависимостей уменьшается. Также установлено, что фоновая засветка качественно не меняет ход статической ВАХ, но делает его более линейным по сравнению со случаем отсутствия засветки.

Обсуждение экспериментальных результатов

Из проведенного обзора литературы по ФР на основе поликристаллического селенида кадмия следует, что описанные экспериментально обнаруженные эффекты ФП не могут быть объяснены с позиции теории полупроводников, как монокристаллических, так и поликристаллических.

Известно, что поликристаллический селенид кадмия представляет собой плотно упакованную структуру кристаллитов 3–5 мкм, хаотически ориентированных относительно друг друга. Границы разделов кристаллитов представляют собой слои полупроводникового материала, содержащего селенид кадмия. Слои обогащены вакансиями кадмия. Скопление на интерфейсах различных неконтролируемых примесных атомов и ионов исключается ввиду высокого качества внесенной шихты.

Модель полевой зависимости фотопроводимости

Полученные полевые зависимости ФП поликристаллического CdSe не могут быть объяснены известными из теории монокристаллических полупроводников моделями [3, 6, 7]. По мнению авторов, они в значительной степени определяются поликристаллической структурой исследованных образцов. Этот вывод совпадает с выводами авторов [8], что в поликристаллах $\text{Al}^{\text{IV}}\text{V}^{\text{VI}}$ границы зерен играют важную роль в формировании их свойств.

Основной обнаруженный эффект – излом наклона полевой зависимости и его смещение по оси напряжений при засветке – может быть объяснен действием в поликристалле двух механизмов переноса заряда (см. рис. 1, б), первый из которых – Y_1 действует в области малых напряжений и начинается из начала координат. Поскольку в этой области напряжений полевая зависимость хорошо аппроксимируется прямой линией, исходящей из начала координат, то это дает основание связать ее с омическим током, текущим по межфазным границам кристаллитов.

Второй механизм, обозначенный на рис. 1, б как Y_2 , проявляется при напряжениях больше 4 В и также может быть аппроксимирован прямой линией с меньшим наклоном, чем Y_1 . Продолжение этой прямой до пересечения с осью напряжений дает точку пересечения $V_0 = -1,18$ В, соответствующую прекращению этого тока. Это тоже омический ток, сопротивление протеканию которому в разы больше, чем сопротивление протеканию первого тока. Можно предположить, что это ток, текущий через объемы кристаллитов. Тогда суммарный ток в образце можно описать как ток параллельно соединенных токов. Математическая операция, выбирающая меньшее значение из двух величин, – это обратная сумма обратных величин [8]. Тогда результирующий процесс Y_2 может быть представлен в виде

$$Y_2 = (Y_1 \cdot Y_2) / (Y_1 + Y_2),$$

где Y_1 , Y_2 – процессы переноса заряда, имеющие разные зависимости от напряжения смещения.

Процесс Y_1 , начинающийся из точки, где напряжение смещения равно нулю, и имеющий линейный характер зависимости, с ростом напряжения представляет собой «омический» процесс. Его с высокой долей вероятности можно связать с током, создаваемым протеканием свободных носителей по границам раздела кристаллитов. Тогда, согласно принятому механизму токопротекания, процесс Y_2 можно рассматривать как зарядоперенос, созданный носителями, туннельно проникшими в объем поликристаллита [9] из межкристаллического пространства. Пересечения процесса Y_2 с осью напряжения позволяет определить высоту барьера, оказавшуюся равной 1,18 эВ, если барьер является потенциальным между межкристаллическим пространством и поликристаллитом. По углам наклона процессов Y_1 и Y_2 можно оценить их проводящие свойства:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{50 \cdot 10^{-3}}{1,5} = 0,033, \quad \operatorname{tg} \beta = \frac{150 \cdot 10^{-3}}{8,5} = 0,017.$$

Полученные значения тангенсов процессов Y_1 и Y_2 указывают на различие проводимостей почти в два раза.

Экспериментально установлено, что действие фоновой засветки приводит к двум эффектам: во-первых, уменьшается угол наклона аппроксимирующих прямых процессов Y_1 и Y_2 , а вторых, напряжение перегиба зависимости смещается в область больших напряжений и достигает значения $V = 4$ В. Если уменьшение наклона объясняется увеличением концентрации носителей заряда, вызванным засветкой, то второй эффект, связываемый, вероятно, с туннелированием носителей в объем кристаллитов сквозь барьер, наглядного объяснения не имеет, если не допустить наряду с туннелированием [9] в преодолении барьера участие дополнительных механизмов.

Заключение

По полевой зависимости фотопроводимости обнаружено изменение механизма зарядопереноса в поликристаллической CdSe в виде смены ее наклона на меньший при напряжениях выше 3–4 В. Фоновая засветка смещает начало смены наклона в сторону больших напряжений и частично выравнивает зави-

симость, оставляя ее с изломом. Предполагается, что зарядоперенос в поликристаллическом селенида кадмия осуществляется по двум механизмам: в области малых напряжений, меньших 2–3 В, имеет место омическое токопротекание по межкристаллическим интерфейсам зерен, а при напряжениях выше 4 В, вероятно, доминирует зарядоперенос по объемам зерен с туннельным проникновением носителей заряда в объем кристаллитов.

Литература

1. Зверев М.М. Эффективный полупроводниковый лазер зеленого диапазона с электронно-лучевой накачкой на основе многослойных наноструктур $A^{II}B^{VI}$ / М.М. Зверев, Н.А. Гамов // ФТП. – Т.42, № 12. – С. 1473–1477.
2. Седова И.В. Структуры с квантовыми точками CdSe в матрице ZnSe, выращенные методом МЛЭ с использованием субмонослоя – стрессора CdTe / И.В. Седова, О.Г. Люблинская // ФТП. – 2008. – Т. 42, № 12. – С. 1473–1477.
3. Бабарина Л.Р. Фотоэлектрические свойства легированных поликристаллических слоев селенида кадмия / Л.Р. Бабарина, А.Г. Корницкий, Б.Н. Леонович // ФТП. – 1983. – Т. 17, № 7. – С. 1306–1308.
4. Давыдов В.Н. Шумовые свойства фоторезисторов селенида кадмия при фоновой засветке / В.Н. Давыдов, А.С. Гребенников // Известия вузов. Физика. – 2012. – Т. 55, № 3. – С. 90–96.
5. Давыдов В.Н. Дисперсия числа носителей заряда в приближении Лэкса при корпускулярно-полевых воздействиях на полупроводник / В.Н. Давыдов, А.С. Гребенников // Известия вузов. Физика. – 2017. – Т. 60, № 1. – С. 86–92.
6. Orton J.W. The mechanism of photoconductivity in polycrystalline cadmium sulfide layers / J.W. Orton, V.J. Goldsmith // J. Appl. Phys. – 1983. – Vol. 53, No. 3. – PP. 1602–1614.
7. Давыдов В.Н. Основы оптоэлектроники: учеб. пособие. – Томск: ТУСУР, 2021. – 168 с.
8. Давыдов В.Н. Составление аналитического выражения физического процесса по экспериментальной кривой с изломами / В.Н. Давыдов, С.В. Харитонов // ФТП. – 2010. – Т. 55, № 9. – С. 1223–1228.
9. Новиков Г.Ф. Роль подбарьерных переходов в процессах гибели избыточных носителей тока в полупроводниках $A^{II}B^{VI}$ / Г.Ф. Новиков, Е.В. Рабенко, М.В. Галанович // ФТП. – 2010. – Т. 44, № 5. – С. 600–605.

Давыдов Валерий Николаевич

Д-р физ.-мат. наук, проф. каф. электронных приборов (ЭП) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: dvn@fet.tusur.ru

Сафонова Виктория Сергеевна

Магистрант ТУСУРа
Эл. почта: sunshine.rose187@gmail.com

Сахаров Юрий Владимирович

Д-р физ.-мат. наук, доцент, проф. каф. физической электроники (ФЭ) ТУСУРа
Эл. почта: iurii.v.sakharov@tusur.ru

УДК 629.315

В.Н. Давыдов, В.А. Сафонова, Ю.В. Сахаров

Релаксационные свойства поликристаллического CdSe

Исследуются вольт-фарадные, вольт-сименсные и вольт-амперные характеристики, а также полевые зависимости времени релаксации в слоях поликристаллического селенида кадмия при действии видимой засветки и без нее. Обнаружено расщепление полевых зависимостей времени релаксации при напряжениях (2–3) В без засветки и с ней, измеренных при засветке и без нее. Предполагается механизм релаксации, основанный на различии релаксационной активности межзеренных областей и объема зерен, а также различий механизмов проводимости в области малых напряжений и больших.

Ключевые слова: поликристаллический селенид кадмия, время релаксации, засветка, полевые зависимости.

Ввиду специфики своей структуры полупроводниковые соединения групп $A^{II}B^{VI}$ проявляют ряд особенностей электрических свойств, вызванных нестабильностью кристаллической решетки. Воздействие освещения или сильных электрических полей приводит к тому, что концентрации электронов и дырок могут изменяться во много раз. Это приводит к ряду специфических явлений, влияющих на электрические свойства полупроводниковых приборов, изготавливаемых на основе соединений $A^{II}B^{VI}$. Фотопроводимость полупроводников – одно из таких явлений. Взгляд с физической точки зрения на это простое явление позволяет изучить основные черты и множество особенностей формирования фотоэлектрических характеристик различных полупроводниковых приборов [1, 2].

Целью данной работы является экспериментальное исследование и анализ релаксации неравновесных носителей заряда, протекающих в слоях поликристаллического CdSe при его освещении тестовым излучением и действии электрического напряжения, а также видимой засветки из оптического диапазона для установления схемы рекомбинации носителей, ее особенностей при корпускулярно-полевых воздействиях.

Экспериментальная установка, образцы и методика измерений

Структурно экспериментальная установка для исследования времени релаксации (ВР) неравновесных носителей заряда в слоях поликристаллического CdSe состоит из оптического и электрического блоков, предназначенных для создания необходимого уровня облучения полупроводника модулированным тестовым излучением и фоновой засветкой и регистрации сигнала ФП, его усиления и обработки. Ее блок-схема и описание приведены в работе [3].

Источником тестового излучения выступал красный светодиод, запитанный синусоидальным напряжением требуемой частоты. Для получения 100%-ной глубины модуляции ее амплитуда устанавливалась равной величине постоянного напряжения на светодиоде. Измерение динамических вольт-фарадной и вольт-сименсной характеристик производилось с помощью прибора Е7-26.

Фоновая засветка создавалась с помощью светодиода с длиной волны 0,45 мкм. Напряжение для его прямого смещения бралось с дополнительного

источника постоянного напряжения, что позволило мощность фонового излучения менять до значений, превышающих мощность тестового излучения в разы.

В качестве исследуемых образцов использовались фоторезисторы (ФР) из поликристаллического селенида кадмия промышленных марок СФ3-2Б, СФ3-4Б, ФР-767. Для исследования механизмов релаксации заряда измерялись частотные зависимости ФП в диапазоне частот модуляции тестового излучения от 10 Гц до 10 кГц при действии засветки и без нее, а также изменении напряжения на полупроводнике от 1 до 10 В с шагом 1 В. Время релаксации неравновесных носителей вычислялось из частотной зависимости ФП по частоте среза.

Для исследования механизмов релаксации заряда измерялись частотные зависимости фотопроводимости в диапазоне частот модуляции тестового излучения от 10 Гц до 10 кГц при действии засветки и без нее, а также изменении напряжения на полупроводнике от 1 до 10 В с шагом 1 В. Время релаксации неравновесных носителей вычислялось из частотной зависимости по частоте среза.

Экспериментальные результаты

Ход зависимостей времени релаксации неравновесных носителей заряда во всех типах исследуемых фоторезисторах качественно одинаков, но отличается численными значениями. По этой причине, как и в предыдущих разделах, нами анализируются экспериментальные кривые преимущественно для СФ3-2Б.

Особой практической значимостью обладает такой параметр фотопроводимости, как время релаксации носителей заряда $\tau_{фп}$, поскольку именно он определяет величину сигнала фотопроводимости, как и полосу ее пропускания. Результаты измерений полевых зависимостей $\tau_{фп}(V)$ приведены на рис. 1 в отсутствие фоновой засветки и при ее наличии. Значения четырех уровней мощности фоновой засветки P_f приведены в единицах, нормированных на мощность тестового сигнала. Из рис. 1 также видна неравномерная динамика изменения времени релаксации при увеличении мощности засветки от нулевой и выше.

Данные зависимости демонстрируют принципиальную смену механизма формирования времени релаксации в отсутствие засветки и при ее наличии. В первом случае время релаксации монотонно уве-

личивается с ростом напряжения смещения от одного до пяти вольт. Начиная с пяти вольт, изменение напряжения смещения не приводит к изменению времени релаксации, которое достигает значения $\tau_{\text{фп}} = 2,9$ мс. При фоновой засветке с ростом напряжения смещения $\tau_{\text{фп}}$ убывает практически по линейному закону от значения $\tau_{\text{фп}} = 3,13$ мс до величины, равной $\tau_{\text{фп}} = 2,96$ мс, при напряжении больше 5 В.

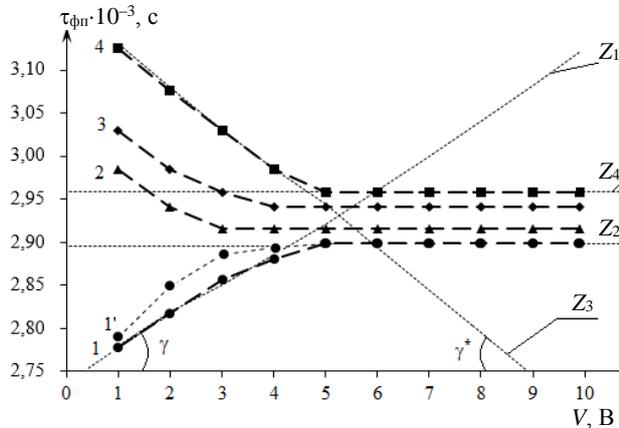


Рис. 1. Полевая зависимость времени релаксации фотопроводимости при разных уровнях засветки: 1 – $P_{\text{ф}} = 0$; 2 – $P_{\text{ф}} = 1$; 3 – $P_{\text{ф}} = 3$; 4 – $P_{\text{ф}} = 5$; 1' – $P_{\text{ф}} = 0$ с коррекцией

Засветка принципиально меняет ход зависимости времени релаксации от смещения. Найденное из эксперимента изменение времени релаксации составляет $\Delta\tau_{\text{фп}} = 0,36$ мс. Относительный прирост времени релаксации за счет действия засветки составляет 12%. Столь большое значение не может быть вызвано ошибкой эксперимента, которая не превышала 3%. В этом видится особенность механизма формирования релаксационных свойств поликристаллического CdSe.

Обсуждение результатов

Поликристаллический селенид кадмия представляет собой плотно упакованную структуру из хаотически ориентированных кристаллитов 3–5 мкм. При этом границы разделов кристаллитов представляют собой слои полупроводникового материала, содержащего селенид кадмия. Слои обогащены вакансиями кадмия. Скопление на интерфейсах различных неконтролируемых примесных атомов и ионов исключается.

Релаксация заряда в поликристаллическом CdSe.

Пользуясь методикой аппроксимации экспериментальных зависимостей, изложенной в [4], представим полевые зависимости времени релаксации без засветки и с ней двумя линейными зависимостями, как показано на рис. 1. Здесь прямые Z_1 и Z_2 будут моделировать ход полевой зависимости времени релаксации в отсутствие засветки, а прямые Z_3 , Z_4 – при ее наличии. Тогда для случая отсутствия засветки суммарный процесс формирования времени релаксации, обозначаемый как Z_{Σ}^0 , будет описываться функцией обратной суммы обратных величин

$$Z_{\Sigma}^0 = (Z_1 \cdot Z_2) / (Z_1 + Z_2).$$

При наличии фоновой засветки аппроксимирующими прямыми будут Z_3 и Z_4 , а математическое выражение, описывающее поведение времени релаксации для этого случая, Z_{Σ}^* будет иметь вид

$$Z_{\Sigma}^* = Z_3 + Z_4,$$

причем $Z_4 = Z_2 + \Delta$, где Δ – постоянная величина, равная $1,6 \cdot 10^{-4}$ с.

Из представленных зависимостей времени релаксации можно сделать вывод: обе экспериментальные кривые имеют единую точку перегиба зависимостей, которые соответствуют напряжению смещения, равному примерно четырем вольтам. Вычисление тангенсов углов наклона процессов Z_1 и Z_3 дает значения

$$\text{tg}(\gamma) = 0,52 \cdot 10^{-3} \text{ с/В}, \quad \text{tg}(\gamma^*) = -0,34 \cdot 10^{-3} \text{ с/В},$$

показывающие скорости изменения времени релаксации с изменением напряжения при засветке и без нее. Поэтому любой процесс Z_i можно описать выражением $Z_i = \text{tg}(\gamma_i) \times V$. Тогда математическое выражение для времени релаксации при отсутствии засветки и с ней будут иметь вид

$$\tau_{\Sigma}^0 = \frac{\tau_1 \cdot \tau_2}{\tau_1 + \tau_2} = \frac{\text{tg}(\gamma_1) \cdot \text{tg}(\gamma_2)}{\text{tg}(\gamma_1) + \text{tg}(\gamma_2)} V,$$

$$\tau_{\Sigma}^* = \tau_3 + \tau_4 = [\text{tg}(\gamma_3) + \text{tg}(\gamma_2)] \cdot V + \Delta.$$

Из полученных экспериментальных результатов следует вывод, что исследованные образцы поликристаллического CdSe независимо от марки используемого фоторезистора проявляют двойственность зависимости времени релаксации от напряжения при засветке и без нее с последующим сближением зависимостей при больших напряжениях: $V > 5$ В. Установленное ранее увеличение напряжения перегиба полевой зависимости фотопроводимости сопровождается аналогичным изменением точки перегиба на зависимости времени релаксации от напряжения. При этом точка перегиба времени релаксации в отсутствие засветки лежит в диапазоне $V = 2 \div 3$ В, а при мощности засветки, равной $P_{\text{ф}} = 5$ отн. ед., она смещается до $V = 4,0$ В. При этом, вероятно, имеется связь между поведением полевой зависимости фотопроводимости и полевой зависимостью времени релаксации.

Важным является вопрос о механизме увеличения времени рекомбинации при засветке и без нее. Относительно его можно высказать следующее рабочую гипотезу.

Феноменология рекомбинации в поликристаллическом CdSe. В монокристаллическом полупроводнике время релаксации не зависит от напряжения, приложенного к полупроводнику. При этом рекомбинация, как правило, локализована в областях с наибольшей разупорядоченностью кристаллической решетки и происходит преимущественно по механизму Шокли–Рида–Холла, по которому время рекомбинации обратно пропорционально сечению за-

хвата неравновесных носителей заряда на примесно-дефектные уровни, а также концентрации этих уровней. В поликристаллическом полупроводнике дефектными областями являются переходные области между соседними кристаллитами. Поэтому основным местом рекомбинации носителей заряда являются именно эти области. Кристаллиты же структурно более совершенны, и потому скорость рекомбинации в них меньше, чем в межкристаллическом пространстве. Увеличение напряжения «переключает» область доминирующей рекомбинации: при малых напряжениях доминирует рекомбинация между кристаллитами, а при больших (выше 5 В) основной становится рекомбинация в объеме кристаллитов.

Более того, эксперимент показывает, что для объяснения начальных участков полевых зависимостей времени релаксации необходимо предположить, что в дефектной области скорость рекомбинации тем выше, чем меньше концентрация носителей заряда в этой области, а также чем больше напряжение [5].

Концентрация центров рекомбинации, вероятно, тем выше, чем меньше в этих областях концентрация носителей заряда, меньше ток. Увеличение напряжения на начальном участке снижает концентрацию дефектных центров, а засветка, увеличивая число свободных носителей заряда, уменьшает скорость рекомбинации и тем самым увеличивает время релаксации.

Заключение

Исследованные образцы поликристаллического CdSe в области малых напряжений (менее 3 В) показывают противоположный характер зависимости времени релаксации от напряжения при засветке и без нее с последующим сближением зависимостей в области высоких напряжений (больше 5 В). Такое поведение зависимостей коррелирует с установленным ранее наличием напряжения перегиба полевой зависимости фотопроводимости и аналогичным его поведением при засветке.

Предполагается наличие в поликристалле двух областей, отличающихся рекомбинационными свой-

ствами: в межкристаллическом пространстве скорость рекомбинации зависит от концентрации носителей заряда и величины приложенного напряжения, а объеме кристаллитов скорость рекомбинации не зависит от напряжения и отличается по величине на константу при засветке от рекомбинации без засветки.

Литература

1. Физика соединений $A^{II}B^{VI}$ / Под ред. А.Н. Георгобани, М.К. Шейкмана. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1986. – 320 с.
2. Бабарина Л.Р. Фотоэлектрические свойства легированных поликристаллических слоев селенида кадмия / Л.Р. Бабарина, А.Г. Корницкий, Б.Н. Леонович // ФТП. – 1983. – Т. 17, № 7. – С. 1306–1308.
3. Давыдов В.Н. Шумовые свойства фоторезисторов селенида кадмия при фоновой засветке / В.Н. Давыдов, А.С. Гребенников // Известия вузов. Физика. – 2012. – Т. 55, № 3. – С. 90–96.
4. Давыдов В.Н. Составление аналитического выражения физического процесса по экспериментальной кривой с изломами / В.Н. Давыдов, С.В. Харитонов // ФТП. – 2017. – Т. 51, № 9. – С. 1223–1228.
5. Новиков Г.Ф. Роль подбарьерных переходов в процессах гибели избыточных носителей тока в полупроводниках $A^{II}B^{VI}$ / Г.Ф. Новиков, Е.В. Рабенко, М.В. Галанович // ФТП. – 2010. – Т. 44, № 5. – С. 600–605.

Давыдов Валерий Николаевич

–р физ.-мат. наук, проф. каф. электронных приборов (ЭП) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: dvn@fet.tusur.ru

Сафонова Виктория Сергеевна

Магистрант ТУСУРа
Эл. почта: sunshine.rose187@gmail.com

Сахаров Юрий Владимирович

–р физ.-мат. наук, доцент, проф. каф. физической электроники (ФЭ) ТУСУРа
Эл. почта: iurii.v.sakharov@tusur.ru

М.А. Афанасьев, Р.Г. Герасимов, В.С. Солдаткин

Влияние газового наполнения светодиодного светильника промышленного на температуру люминофорной композиции светодиодной матрицы

Промышленные светильники в качестве источника света на предприятиях используют мощные светодиоды. Чаще всего для освещения больших производственных помещений в качестве источника света светильника используется светодиодная матрица. Светодиодные матрицы широко востребованы на рынке. Основным недостатком данного решения является перегрев светодиодной матрицы и выход её из строя. В период эксплуатации светодиодных светильников в промышленности возникает ряд факторов, ухудшающих световые качества матрицы, к одному из таких факторов относится повышенная температура. В данной статье излагаются результаты исследований, которые в прямой степени могут улучшить срок службы светодиодных матриц и соответственно светильника в целом. В статье рассмотрена и исследована светодиодная матрица Epistar XA 20WWJS.

Ключевые слова: светодиодная матрица, светодиод, источник света, температура, гелий.

Для освещения больших пространств, таких как производственные цеха, склады и открытые охраняемые территории, используются промышленные светильники. Они отличаются большой высотой установки, что предполагает высокую мощность. Купольные светильники типа «Колокол» – это отдельный класс промышленных светильников с высокой мощностью.

Современные технологии позволяют создавать светодиодные светильники с высокой световой отдачей (до 210 лм/Вт) и сроком службы от 50 000 до 100 000 ч [1–3]. Однако срок службы светодиодов и светильников на их основе зависит от температуры активной области светодиодных кристаллов и люминофорной композиции [4]. Поэтому актуальной задачей является улучшение методов отвода тепла от кристаллов и люминофора в светодиодных светильниках типа «Колокол».

Целью работы является сравнение температурных показателей при изменении газовой среды внутри корпуса светильника. Эксперимент будет проведен при заполнении светильника воздухом и гелием, так как гелий обладает высокой теплопроводностью и даже используется в качестве теплоносителя в некоторых ядерных реакторах [5].

Для достижения поставленной цели следует решить несколько задач:

1. Изготовить макет светильника.
2. Провести исследовательские испытания светодиодного светильника промышленного.

За основу исследования будет взята светодиодная матрица фирмы Epistar [6], расположение светодиодов в данной матрице с низким расстоянием относительно друг друга. Матрица Epistar XA 20WWJS представлена на рис. 1.

Тепловое моделирование промышленного светодиодного светильника

Первым шагом проведения эксперимента было тепловое моделирование процесса в среде Ansys.

Ansys – программное обеспечение для моделирования числовых процессов и анализа инженерных решений в различных областях науки.

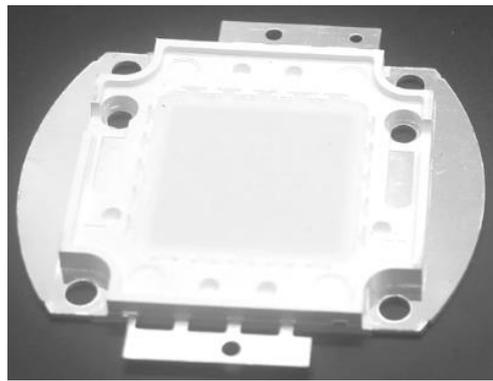


Рис. 1. Светодиодная матрица Epistar XA 20WWJS

Для моделирования процесса основной размер был взят реальный светильник. Размеры корпуса: верхняя плоскость 60 мм, высота 100 мм. У данного светильника часть, пропускающая свет, диаметром 300 мм. Светодиодный модуль имеет размеры 27,35×27,35×1,7 мм, теплопроводность воздуха и гелия – соответственно 0,022 и 0,143 Вт / (м×°С), рассеиваемая тепловая мощность 23,4 Вт. Вид измеряемого теплового процесса изображен на рис. 2, 3.

При анализе рис. 2 и 3 наглядно видно, что температура светодиодного модуля, полностью заполненного газом (в данном эксперименте используется гелий), меньше на 11 °С, чем у модуля, заполненного воздухом.

Монтаж макета светильника и проведение эксперимента

Далее был изготовлен макет светильника, для его создания был выбран уже готовый алюминиевый корпус от светильника типа «Колокол», который был оснащен радиатором, матрицей и двумя клапанами для закачки газа в корпус. Также была обеспечена герметичность конструкции макета светильника, для того чтобы гелий оставался внутри корпуса. Макет светильника представлен на рис. 4.

Проведение эксперимента заключалось в наполнении изготовленного макета газовой средой. В качестве используемого газа был выбран гелий.

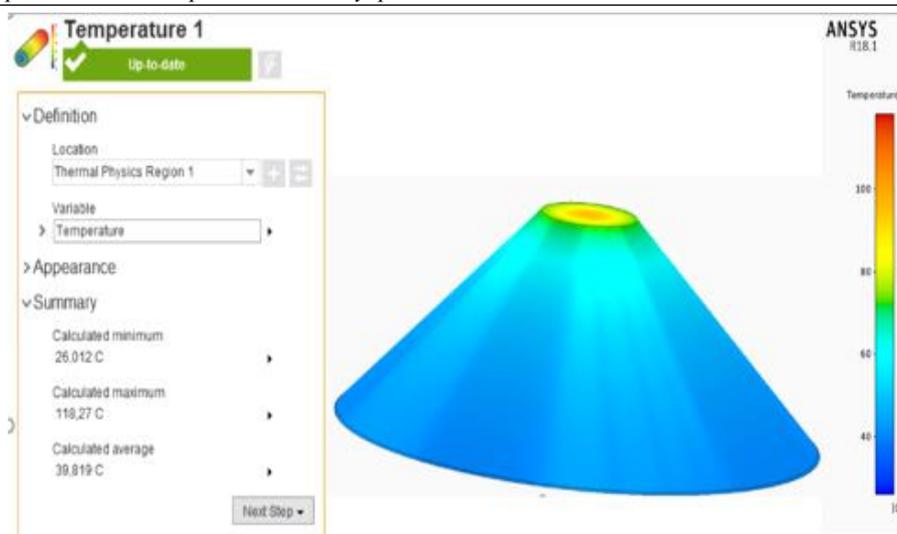


Рис. 2. Тепловое распределение

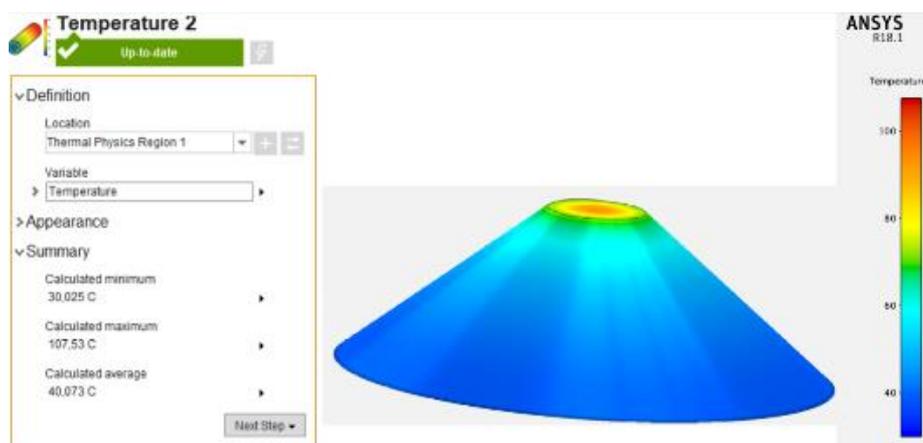


Рис. 3. Тепловое распределение, заполнение гелием

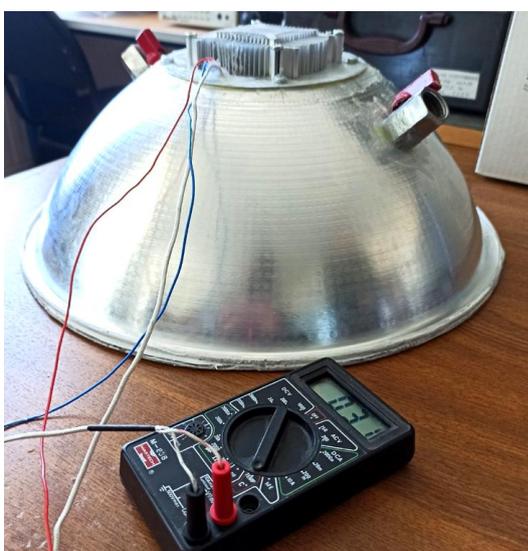


Рис. 4. Макет светодиодного светильника промышленного

Для измерения температуры на поверхность светодиодной матрицы была размещена термопара, изображённая на рис. 5.

Были проведены экспериментальные испытания макета промышленного светодиодного светиль-

ника. Температура на поверхности светодиодов была измерена с помощью термопары, а также были зафиксированы значения напряжения с помощью вольтметра. Данные испытания были проведены куполом светильника вверх и вниз (таблица).



Рис. 5. Термопара на светодиодном модуле

Значения температуры на поверхности люминофорной композиции и прямого напряжения матрицы светодиодного светильника промышленного с заполнением воздухом и с заполнением гелием куполом

Ток, мА	Воздух		Гелий	
	Напряжение, В	Температура, °С	Напряжение, В	Температура, °С
Вверх				
100	27,1	37	27,1	35
150	27,6	41	27,6	37
200	28,0	47	28,0	40
250	28,4	52	28,3	43
300	28,7	57	28,6	48
350	29,0	63	29,0	51
400	29,3	70	29,3	56
450	29,7	74	29,7	59
500	29,8	79	29,8	63
550	30,2	84	30,1	57
600	30,3	89	30,5	71
Вниз				
100	27,1	40	27,3	33
150	27,5	44	27,6	36
200	28,0	49	28	39
250	28,4	54	28,4	42
300	28,7	59	28,8	46
350	29,0	64	29,1	50
400	29,3	68	29,4	54
450	29,6	75	29,7	58
500	30,0	80	30,0	61
550	30,3	85	30,2	64
600	30,5	88	30,5	68

Из таблицы следует, что светодиодный модуль показывает более эффективное охлаждение при установке светильника с обращенным куполом вниз, что является оптимальным рабочим положением.

При постоянном токе 600 мА и заполнении светильника воздухом температура поверхности люминофорной композиции составляет 89 °С, гелием – 71 °С, разница составляет 18 °С.

Литература

1. PNNL-SA-50957. Lifetime of White LEDs. Energy Efficiency and Renewable Energy. – U.S.: Department of Energy, 2009.
2. Солдаткин В.С. Энергия отказов светоизлучающих диодов // Электронные средства и системы управления: матер. докл. междунар. науч.-практ. конф.: в 2 ч. – Томск: В-Спектр (ИП В.М. Бочкарева), 2023. – Ч. 1. – С. 276–278.
3. Вилисов А.А. Полупроводниковая светотехника: учеб. пособие / А.А. Вилисов, В.С. Солдаткин, В.И. Туев. – Томск: Изд-во ТУСУР, 2022. – 124 с.
4. Анализ срока службы светодиодных излучающих элементов / В.С. Солдаткин, Ю.В. Ряполова, К.Н. Афонин и др. // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 3 (37). – С. 55–61.
5. Теплопроводность гелия [Электронный ресурс]: сайт. – URL: <https://www.nuclear-power.com/nuclear-engineering/heat-transfer/thermal-conduction/thermal-conductivity/thermal-conductivity-of-helium/> (дата обращения: 12.09.2024).
6. Официальный сайт Epistar [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://epistar.com> (дата обращения: 10.09.2024).

Афанасьев Максим Александрович

Аспирант каф. радиоэлектронных технологий и экологического мониторинга (РЭТЭМ) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: maks_ginex@mail.ru

Герасимов Роман Геннадьевич

Студент каф. РЭТЭМ ТУСУРа
Эл. почта: roman.gerasimov.1999@list.ru

Солдаткин Василий Сергеевич

Доцент каф. РЭТЭМ ТУСУРа
Эл. почта: soldatkinvs@main.tusur.ru

УДК 628.931

Е.Е. Тимофеева, С.Б. Туранов

Осветительное устройство для снижения эмоциональной усталости

Рассмотрен вопрос создания светотехнического устройства, которое позволяет в режиме реального времени изменять параметры освещения и подстраивать их в соответствии с циркадными ритмами человека, или заранее заложенными алгоритмами, что может позволить снизить эмоциональную усталость и улучшить когнитивные способности человека.

Ключевые слова: светодиоды, фотодинамическая терапия, циркадные ритмы, интеллектуальное освещение.

В последние годы стремительно растет эмоциональная и психологическая нагрузка на людей, что ведет к стрессам, депрессиям и другим психологическим проблемам. По данным Всемирной организации здравоохранения, около трехсот миллионов людей по всему миру страдают от депрессии, а стресс является одним из основных факторов, способствующих этому заболеванию. Опросы показывают, что более 70% людей страдают стрессом из-за работы, проблем в семье или угнетающих новостных повесток. Люди испытывают регулярные симптомы стресса, такие как тревожность, раздражительность и усталость. В условиях пандемии COVID-19 уровень стресса возрос еще больше, что делает вопрос поиска эффективных методов его снижения особенно актуальным [1].

В основном для борьбы со стрессом, депрессией и ее проявлениями люди используют два способа: психотерапию и медикаментозное лечение. Оба способа занимают много времени, особенно психотерапия, и не всегда приносят должного результата. Также стоит отметить, что такие способы требуют и больших финансовых затрат. Услуги психотерапевта и дорогостоящие медицинские препараты может позволить себе не каждый. Кроме того, многие люди предпочитают избегать медикаментов из-за большого списка побочных эффектов. В связи с этим возникает необходимость в доступных и эффективных методах борьбы со стрессом, которые можно использовать в домашних условиях.

Среди таких методов можно выделить активно развивающееся направление фотодинамической терапии (ФДТ) [2-4]. В ФДТ используются подходы, которые с помощью освещения улучшают психоэмоциональное состояние человека. Доказано, что, регулируя параметры освещения, можно оказывать влияние на циркадные ритмы человека, а значит, и на его эмоциональное состояние. Однако на сегодняшний день ФДТ проводится только в клиниках и больницах под присмотром врачей, что ограничивает доступность использования этих подходов для широкой аудитории.

В данном проекте рассмотрен вопрос создания интеллектуальной системы освещения, состоящей из излучателя, веб-камеры и технологий искусственного интеллекта. Принцип работы системы заключается в непрерывном анализе изменений

эмоций человека и автоматическом подборе параметров освещения для достижения терапевтического эффекта. Проведена оценка перспектив применения подобных устройств. В дополнение предложен способ бесконтактного управления излучателем для индивидуальной настройки его характеристик.

Принцип работы такого излучателя основан на использовании ультразвукового датчика движения, который может обнаруживать движения рук или тела человека и реагировать на них. Когда датчики регистрируют движение, лампа может включаться или выключаться, изменять яркость или цвет освещения в зависимости от настроек [5].

Ультразвуковой датчик HC-SR04+ работает на основе принципа отражения ультразвуковых волн. Он состоит из двух основных компонентов: передатчика и приемника ультразвуковых сигналов. Принцип действия ультразвукового датчика HC-SR04+ следующий.

Отправка ультразвукового импульса: микроконтроллер (Arduino Nano) посылает короткий ультразвуковой импульс через пин Trig на датчике HC-SR04+. Импульс преобразуется в ультразвуковую волну, которая распространяется в воздухе.

Отражение ультразвуковой волны: ультразвуковая волна отражается от ближайшего объекта, находящегося на ее пути. Если объект находится на достаточном расстоянии, чтобы отраженный сигнал вернулся обратно к датчику, то он будет засчитан как отраженный сигнал.

Прием отраженного сигнала: приемник на датчике HC-SR04+ принимает отраженный ультразвуковой сигнал и преобразует его в электрический сигнал, который поступает на пин Echo.

Измерение времени: микроконтроллер на Arduino Nano засекает время между отправкой ультразвукового импульса и приемом отраженного сигнала на пин Echo. Это время позволяет рассчитать расстояние до объекта на основе скорости распространения ультразвуковых волн в воздухе (приблизительно 343 м/с).

Расчет расстояния до объекта рассчитывается, умножая время между отправкой и приемом сигнала на скорость звука и деля результат на 2, так как сигнал проходит путь до объекта и обратно. Таким образом, ультразвуковой датчик HC-SR04+ позволяет измерять расстояние до объектов на основе времени

задержки отраженного сигнала, что делает его удобным инструментом для создания систем управления на основе расстояния, таких как лампа, управляемая жестами.

Сборка аппаратной части

Ультразвуковой датчик припаивается к пинам Arduino Nano, далее подключаются светодиоды и другие необходимые компоненты в соответствии с их спецификациями, согласно схеме (рис. 1).

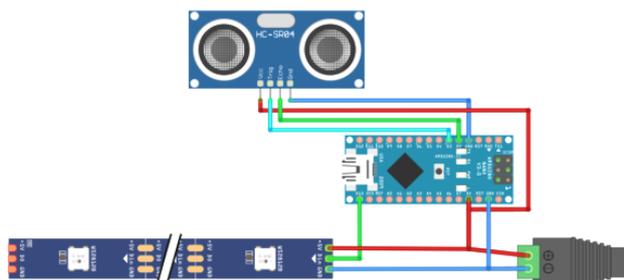


Рис. 1. Схема работы устройства

Программирование

В работе использовалось Arduino IDE для написания программного кода на языке C/C++. Данный программный код управляет лампой на основе входных сигналов от ультразвукового датчика.

Затем устройство запускается. Для этого на вход устройства подается напряжение 5 В.

Тестирование

Программа загружается на Arduino Nano и проводится тестирование лампы, управляемой жестами, чтобы убедиться, что она работает в соответствии с проектом. Если необходимо, выполняется отладка программного кода или аппаратной части, чтобы исправить ошибки или улучшить производительность системы.

После успешного тестирования собранные детали помещаются в лампу. Убеждаемся, что все компоненты безопасно и надежно подключены и лампа готова к использованию (рис. 2).

Данное собранное устройство работает при напряжении 5 В. Включается светильник жестами влево или вправо, а также можно включить и жестом на себя. Далее жестами влево и вправо можно пере-

листывать световые эффекты. Если начать листать вправо, то лампа сначала будет менять свои цвета от белого до красного, включая все основные цвета и переходы между ними.

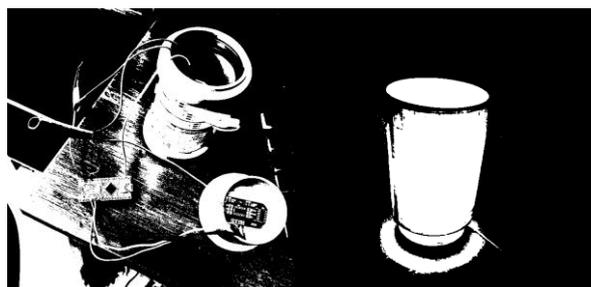


Рис. 2. Внешний вид макета устройства

Литература

1. Ishihara A. The complex effects of light on metabolism in humans. / A. Ishihara, A.B. Courville, K.Y. Chen // *Nutrients*. – 2023. – Vol. 15. – P. 1391.
2. A «melanopic» spectral efficiency function predicts the sensitivity of melanopsin photoreceptors to polychromatic lights / J. Al Enezi, V. Revell, T. Brown, J. Wynne, L. Schlangen, R. Lucas. // *Journal of Biological Rhythms*. – 2011. – Vol. 26. – PP. 314–323.
3. Effects of correlated color temperature of office light on subjective perception, mood and task performance / Y. Zeng, H. Sun, J. Yu, B. Lin. // *Building and Environment*. – 2022. – Vol. 224. – Article 109508.
4. Houser K.W. Human-centric lighting: foundational considerations and a five-step design process. / K.W. Houser, T. Esposito // *Frontiers in Neurology*. – 2021. – Vol. 12. – Article 630553.
5. Платт Ч. Электроника для начинающих / Пер. с англ. – СПб.: БХВ-Петербург, 2012. – 480 с.

Тимофеева Ева Ефимовна

Студентка отд. материаловедения НИ ТПУ
Эл. почта: eet9@tpu.ru

Туранов Сергей Борисович

Доцент ОМ ИШНПТ НИ ТПУ
Эл. почта: turanov_sb@tpu.ru

УДК 628.9

В.Д. Войцеховский

Создание идеального микроклимата при помощи светодиодного светильника с ИК-обогревателем на рабочем месте

Изложены результаты выпускной квалификационной работы по разработке светодиодного светильника с инфракрасным (ИК) обогревателем. Целью работы является создание идеального микроклимата при помощи светодиодного светильника с ИК-обогревателем для снижения рисков профессиональных заболеваний офисных работников. Профессиональные заболевания – это серьезная проблема, возникающая из-за неблагоприятных факторов, присутствующих на рабочем месте. Это обусловлено спецификой профессии, что говорит о разнообразии профессиональных рисков для здоровья. Например, для офисных работников характерны заболевания глаз, эмоциональное перенапряжение, нарушение осанки, угнетение иммунной системы из-за неправильной температуры помещения и другие болезни. Чтобы предотвратить самые распространенные профессиональные заболевания офисных сотрудников, необходимо создавать правильное рабочее место. Светодиодная лампа, соединенная с инфракрасной технологией, является инновационной технологией, которая способна поддерживать правильное освещение и температуру, предотвращая различные заболевания.

Ключевые слова: светодиоды, светильник, ИК-обогреватель, микроклимат, отопление, заболевание, освещение.

Согласно СанПиН 1.2.3685-21, цветовая температура искусственного освещения должна быть от 2 400 до 6 500 К, диапазон длин волн светового излучения – от 320 до 400 нм [1]. Освещенность рабочей поверхности в офисных кабинетах необходимо поддерживать в 300 лк.

Белое свечение светодиодов имеет множество преимуществ, которые делают их наиболее подходящими для освещения помещений. Кроме того, они имеют возможность обеспечивать визуальный комфорт и при этом не создавать чрезмерного зрительного напряжения [1].

Таким образом, светодиодный светильник состоит из двух линеек для более гибкой настройки цветовой температуры [2]. Световой поток двух линеек принял следующие значения:

- световой поток холодной линейки составляет 1 043 лм;
- световой поток тёплой линейки составляет 910 лм.

Освещенность рабочей поверхности равна 300 лк. Светотехнические и колориметрические показатели представлены в таблице.

Основные светотехнические и колориметрические показатели светодиодного светильника

Коррелированная цветовая температура, К	Освещённость, лк	x	y	Индекс цветопередачи
3 995	848,519	0,380	0,375	85,044
6 214	387,988	0,317	0,331	84,246
4 489	1 373,902	0,360	0,361	85,301

Разная цветовая температура влияет на продуктивность и здоровье человека по-разному [3]. Так, если тёплый свет расслабляет глаза и нервную систему, то белое свечение способно повышать работоспособность, нагружая при этом нервную систему человека. Поэтому светильник имеет возможность изменять цветовую температуру с теплого света (2500–3500 К) на нейтральный свет (4000–5000 К).

Такой подход создает наилучшие условия для работы, не нагружая при этом нервную систему [4].

К преимуществам использования инфракрасного отопления в помещении можно отнести: предотвращение образования пыли и аллергенов, а также улучшение качества воздуха. С помощью инфракрасного излучения осуществляется отопление, при этом инфракрасный свет не нагревает воздух. Кроме того, инфракрасное тепло часто оказывает положительное влияние на здоровье и мышечное кровообращение. В СанПиН 2.2.4.548-96 говорится, что температура воздуха в холодное время года должна быть в диапазоне 22–24 °С, а в теплое время года 23–25 °С [5]. Работу ИК-обогревателя можно регулировать с помощью пульта управления, что позволит обеспечить необходимую температуру воздуха в помещении, затрачивая при этом минимум ресурсов.

Обогреватель имеет следующие технические характеристики:

- потребляемая мощность инфракрасного светильника – 600 Вт;
- напряжение питания – 220 В;
- габаритные показатели 885×40×130 мм;
- масса устройства – 2,2 кг.

Стоит отметить, что для такого светильника необходим корпус из железа, который не будет плавиться от работы светильника с обогревателем [6].

Обогреватель размещен снизу в центре, в то время как две светодиодные линейки расположились по бокам, создавая тем самым комфортную температуру и освещенность рабочего места. Модель представлена на рис. 1.

ИК-обогревателем можно управлять дистанционно. Пульт управления способен регулировать мощность обогрева, а также выключать и включать отопление. Возможна также функция таймера.

Дистанционное управление прописано на языке программирования C++ на базе Arduino. В программную часть входят настройки цветовой температуры, освещенности, а также настройки ИК-

обогревателя, включая все вышесказанное. Регулирование температуры осуществляется с помощью ПИД-регулятора. Устройство позволяет быстро возвращать регулируемый параметр в допустимый интервал, точно удерживать величину и быстро реагировать на возмущающие воздействия [7].

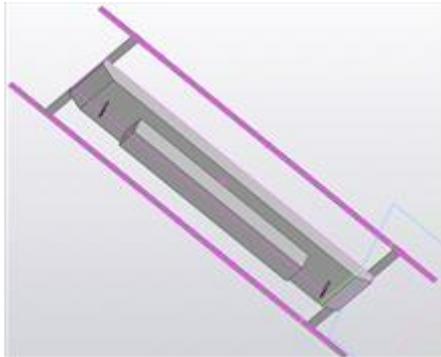


Рис. 1. Модель светодиодного светильника с ИК-обогревателем

Заключение

В целях создания комфортного микроклимата следует использовать сочетание светодиодных технологий с инфракрасным обогревом и дистанционным управлением. Это является инновационным решением, которое значительно повысит комфорт и функциональность современных интерьеров. Такое решение создает идеальные условия труда, поддерживает циркадные ритмы человека, затрачивая при этом минимальные ресурсы. Программная часть с дистанционным управлением позволит управлять всеми параметрами, всегда поддерживая нормы освещенности и температуры рабочего места.

Литература

1. Преимущество светодиодных ламп [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://svgorod.ru/preimushchestva-svetiodiodnyh-svetilnikov/>, свободный (дата обращения: 04.09.2024).

2. Копытов С.М. Моделирование системы светодиодного освещения / С.М. Копытов, А.В. Ульянов, Д.С. Марушенко // ЭСиК. – 2020. – № 2 (47). – С. 72–73.

3. СанПиН 1.2.3685-21. Гигиенические нормативы и требования к обеспечению безопасности и (или) безвредности для человека факторов среды обитания [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://potrebitel-ekspert.ru/wp-content/uploads/2021/08/SanPiN-vozduha-1.2.3685_21.pdf, свободный (дата обращения: 07.09.2024).

4. Виды цветовой температуры и их особенности [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [https://ledrus.org/blog/baza-znaniy/kakoy-svet-luchshe-teplyu-ili-kholodnyy/#:~:text=Теплый%20\(2700-3100K%2C%20уютное,и%20создает%20наиболее%20комфортную%20атмосферу,](https://ledrus.org/blog/baza-znaniy/kakoy-svet-luchshe-teplyu-ili-kholodnyy/#:~:text=Теплый%20(2700-3100K%2C%20уютное,и%20создает%20наиболее%20комфортную%20атмосферу,) свободный (дата обращения: 07.09.2024).

5. СанПиН 2.2.4.548-96. Физические факторы производственной среды. Гигиенические требования к микроклимату производственных помещений [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://potrebitel-ekspert.ru/wp-content/uploads/2021/08/SanPiN-vozduha-1.2.3685_21.pdf, свободный (дата обращения: 07.09.2024).

6. Шнайдер Е.В. Исследование светотехнических, колориметрических и тепловых характеристик макета светодиодного светильника с ИК-обогревателем / Е.В. Шнайдер, Ю.С. Цуриков, В.Д. Войцеховский // Научная сессия ТУСУР–2023: матер. докл. XXVIII Междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых: в 3 ч., 17–19 мая, Томск, 2023 г. – Ч. 2. – Томск: В-Спектр (ИП В.М. Бочкарева), 2023. – С. 80–82.

7. Методы настройки ПИД-регулятора [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://drives.ru/stati/nastrojka-pid-regulyatora/>, свободный (дата обращения: 16.09.2024).

Войцеховский Владислав Дмитриевич

Студент каф. радиоэлектронных технологий и экологического мониторинга (РЭТЭМ) ТУСУРа
Эл. почта: vlad83646@gmail.com

Д.А. Жаворонков

Математическое моделирование устройства для распыления токопроводящей аэрозольной смеси

Устройство для распыления аэрозольной смеси является важным элементом при нанесении токопроводящего материала на заготовку печатной платы, на основе макета распылительного устройства и экспериментальных исследований сформирована математическая модель.

Ключевые слова: технология изготовления печатных плат, светотехника, аэрозоль, аддитивное производство, позиционирование, токопроводящие материалы, сопло, распыление, математическое моделирование.

Рассмотрим принцип работы устройства [1, 2].

Аэрозоль, генерируемый под давлением, поступает по каналу в смесительную камеру, где он смешивается со сжатым воздухом, поступающим через боковой ввод. Боковой ток сжатого воздуха создает давление, которое способствует фокусировке аэрозольной струи в конусную насадку.

Изменение объема смесительной камеры посредством регулировки внутреннего патрубку с помощью резьбового соединения позволяет варьировать диаметр сфокусированной струи аэрозоля. Это, в свою очередь, обеспечивает эффективное распределение частиц дисперсионной среды на различных расстояниях от конусной насадки до поверхности нанесения [3].

Таким образом, конструктивные особенности устройства позволяют гибко управлять параметрами аэрозольной струи для оптимального нанесения материала на поверхность.

Схема устройства представлена на рис. 1.

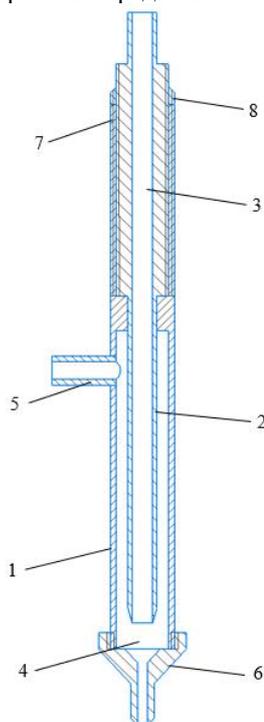


Рис. 1. Конструкция распылительной форсунки: 1 – корпус; 2 – регулируемый патрубок с каналом подачи аэрозоля; 3 – смесительная камера; 4 – боковой патрубок; 5 – сопло; 6 – резьбовое соединение; 7 – контргайка

Моделирование методом «черного ящика»

Основным блоком является само устройство по нанесению токопроводящего материала в виде аэрозоля на поверхность заготовки печатной платы, от работы данного устройств зависят ширина и высота печатного проводника, схема представлена на рис. 2 [4]. В качестве входных управляющих воздействий были выбраны следующие факторы:

- 1) вязкость токопроводящей жидкости (сП);
- 2) плотность аэрозоля (кг/м^3);
- 3) давление сжатого воздуха (Па);
- 4) объем смесительной камеры (мм^3);
- 5) скорость перемещения распылительной форсунки (мм/с);
- 6) расстояние от подложки ПП до распылительного сопла (м/с).

Выходные характеристики системы аэрозольно-нанесения:

- 1) ширина печатного проводника, который должен соответствовать не менее 2-му классу точности согласно ГОСТ Р53429–2009.

Чтобы достичь высокого качества нанесения проводников на печатную плату, следует учитывать ряд окружающих факторов:

- 1) температура помещения (t°);
- 2) материал подложки печатной платы (стеклотекстолит, гетинакс, гибкая поверхность и т.д.);
- 3) вибрационные влияния на работу системы, вызываемые побочным оборудованием;
- 4) состав токопроводящей жидкости;
- 5) ГОСТ Р53429–2009 для соответствия классу точности.



Рис. 2. Модель «черного ящика» устройства для распыления аэрозольной смеси

Экспериментальные исследования

Аэрозоль под действием сжатого воздуха из генератора аэрозоля транспортируется по каналу в смесительную камеру, где поступает поток газа. Благодаря боковому вводу воздуха под давлением в смесительную камеру создается давление, которое сопровождает и фокусирует аэрозоль в конусную насадку. При регулировке внутреннего патрубка, по которому подается аэрозоль, изменяется объем смесительной камеры, за счет изменения объема камеры меняется диаметр сфокусированной струи аэрозоля, что позволяет эффективно распределять частицы дисперсионной среды, при разном расстоянии от конусной насадки до поверхности нанесения.

Исследования показали, что ширина печатного проводника S зависит от расстояния внутреннего патрубка до сопла L (объем смесительной камеры), от расстояния подложки до сопла h и от скорости перемещения распылительной форсунки V . На рис. 3 представлен график, исходя из результатов эксперимента.

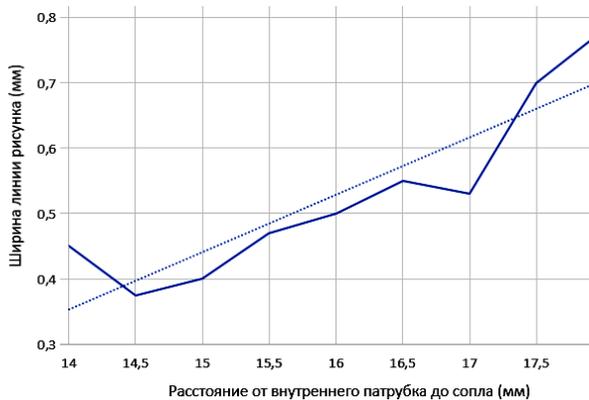


Рис. 3. Зависимость ширины печатного рисунка от изменения объема смесительной камеры

Корреляционный анализ

В ходе исследования были определены коэффициенты корреляции между шириной печатного проводника S и каждым из варьируемых факторов (L , h , V), приведенных на рис. 4.

Результаты статистических исследований	Коэффициент корреляции
S , мм и L , мм	0,787412695
S , мм и h , мм	-0,238175594
S , мм и V , мм/с	-0,640526217

Рис. 4. Коэффициенты корреляции статистических исследований

Полученные результаты позволили построить гистограмму распределения, наглядно демонстрирующую взаимосвязь между шириной проводника и исследуемыми параметрами.

Анализ гистограммы показал, что наиболее сильная корреляционная связь наблюдалась между шириной проводника S и фактором L (объем смесительной камеры). Коэффициент корреляции для этой

пары переменных имел высокое значение, указывая на значительное влияние.

В то же время корреляция между шириной S и факторами h (расстояние подложки до сопла) и V (скорость движения распылительного устройства) была менее выраженной, о чем свидетельствовали более низкие значения соответствующих коэффициентов корреляции.

Таким образом, проведенный анализ позволил выявить и визуализировать ключевые взаимосвязи между параметрами печатного проводника, что имеет важное значение для дальнейшей оптимизации и совершенствования технологических процессов.

Регрессионный анализ

Проведен регрессионный анализ результатов экспериментальных исследований с использованием полинома [5]

$$S = b_0 + b_1L + b_2h + b_3V. \quad (1)$$

В данном случае была представлена линейная регрессия от одного параметра, следовательно, составлена система из семи нормальных уравнений Гаусса, где произведения факторов и коэффициентов просуммированы.

$$b_0 + b_1 \sum_{i=1}^N L + b_2 \sum_{i=1}^N h + b_3 \sum_{i=1}^N V = \sum_{i=1}^N S;$$

$$b_0 + b_1 \sum_{i=1}^N L^2 + b_2 \sum_{i=1}^N hL + b_3 \sum_{i=1}^N VL = \sum_{i=1}^N SL;$$

$$b_0h + b_1 \sum_{i=1}^N Lh + b_2 \sum_{i=1}^N h^2 + b_3 \sum_{i=1}^N Vh = \sum_{i=1}^N Sh;$$

$$b_0V + b_1 \sum_{i=1}^N LV + b_2 \sum_{i=1}^N hV + b_3 \sum_{i=1}^N V^2 = \sum_{i=1}^N SV.$$

В ходе исследования главным фактором, который показал адекватность регрессионного уравнения для эксперимента, являлся коэффициент Стьюдента (« t критическое двухстороннее») при различной доверительной вероятности $\alpha = 0,95$ и при 26 степенях свободы. Коэффициент Стьюдента составил 2,055.

Таким образом, значение коэффициента Стьюдента в 2,055 находилось в пределах $\pm 2,056$. Это означало, что оцененное значение коэффициента регрессии являлось статистически значимым на уровне доверительной вероятности 0,95.

Следовательно, при данной доверительной вероятности можно было с уверенностью отклонить нулевую гипотезу о равенстве коэффициента регрессии нулю. Это свидетельствовало о наличии статистически значимого влияния данного предиктора на зависимую переменную в рассматриваемой модели регрессии.

В итоге был сделан вывод, что регрессионное линейное уравнение (1) адекватно исследуемой статистике.

Программное моделирование эксперимента на языке Python

Программный код представлен на рис. 5 и работает следующим образом:

```
# Создание словаря с данными из таблицы
data = {
  1: {"S": 0.5, "L": 14, "h": 7.5, "V": 11},
  2: {"S": 0.4, "L": 14, "h": 13, "V": 14},
  3: {"S": 0, "L": 14, "h": 18.5, "V": 20},
  4: {"S": 0.4, "L": 14.5, "h": 7.5, "V": 14},
  5: {"S": 0.35, "L": 14.5, "h": 13, "V": 15},
  6: {"S": 0, "L": 14.5, "h": 18.5, "V": 28},
  7: {"S": 0.4, "L": 15, "h": 7.5, "V": 10},
  8: {"S": 0.4, "L": 15, "h": 13, "V": 15},
  9: {"S": 0, "L": 15, "h": 18.5, "V": 19},
  10: {"S": 0.45, "L": 15.5, "h": 7.5, "V": 10},
  11: {"S": 0.45, "L": 15.5, "h": 13, "V": 10},
  12: {"S": 0.5, "L": 15.5, "h": 18.5, "V": 10},
  13: {"S": 0.5, "L": 16, "h": 7.5, "V": 10},
  14: {"S": 0.5, "L": 16, "h": 13, "V": 10},
  15: {"S": 0.5, "L": 16, "h": 18.5, "V": 14},
  16: {"S": 0.5, "L": 16.5, "h": 7.5, "V": 14},
  17: {"S": 0.6, "L": 16.5, "h": 13, "V": 10},
  18: {"S": 0.65, "L": 16.5, "h": 18.5, "V": 9},
  19: {"S": 0.5, "L": 17, "h": 7.5, "V": 12},
  20: {"S": 0.55, "L": 17, "h": 13, "V": 11},
  21: {"S": 0.5, "L": 17, "h": 18.5, "V": 12},
  22: {"S": 0.7, "L": 17.5, "h": 7.5, "V": 12},
  23: {"S": 0.7, "L": 17.5, "h": 13, "V": 11},
  24: {"S": 0.7, "L": 17.5, "h": 18.5, "V": 11},
  25: {"S": 0.8, "L": 18, "h": 7.5, "V": 13},
  26: {"S": 0.7, "L": 18, "h": 13, "V": 14},
  27: {"S": 0.8, "L": 18, "h": 18.5, "V": 15},
}

# Функция для поиска значения S по введенным значениям L, h, V
def find_S(L, h, V):
    for key, value in data.items():
        if value["L"] == L and value["h"] == h and value["V"] == V:
            return value["S"]
    return "Значение не найдено"

# Пользовательский ввод
L = float(input("Введите значение L: "))
h = float(input("Введите значение h: "))
V = float(input("Введите значение V: "))

# Поиск и вывод значения S
result = find_S(L, h, V)
print(f"Значение S для L={L}, h={h}, V={V}: {result}")
```

Рис. 5. Программный код экспериментальных исследований

1. Создается словарь с данными из таблицы: генерируется словарь data, где ключами являются номера опытов, а значениями являются словари с данными $\setminus(S)$, $\setminus(L)$, $\setminus(h)$, $\setminus(V)$

2. Для поиска значения S определяется функция $find_S$, которая принимает в качестве аргументов значения $\setminus(L)$, $\setminus(h)$, $\setminus(V)$. Затем идет сканирование по элементам словаря data и сравниваются значения $\setminus(L)$, $\setminus(h)$, $\setminus(V)$ с данными из словаря. Если находится совпадение, то функция возвращает значение $\setminus(S)$, соответствующее введенным значениям $\setminus(L)$, $\setminus(h)$, $\setminus(V)$. В противном случае функция возвращает сообщение «Значение не найдено».

3. Пользовательский ввод: программа запрашивает пользователя ввести значения $\setminus(L)$, $\setminus(h)$, $\setminus(V)$, которые он хочет использовать для поиска $\setminus(S)$.

4. Поиск и вывод значения S : вызывается функция $find_S$ с введенными значениями $\setminus(L)$, $\setminus(h)$, $\setminus(V)$. Результат поиска сохраняется в переменной result. Затем выводится значение $\setminus(S)$ для введенных пользователем данных.

После запуска кода пользователь может вводить значения $\setminus(L)$, $\setminus(h)$, $\setminus(V)$, и программа будет искать соответствующее значение $\setminus(S)$.

Полученные значения наглядно показывают, что математическая модель построена верно и показывает статистически значимое влияние L , h , V на зависимую переменную S . Устройство будет работать корректно.

Литература

1. Жаворонков Д.А. Разработка функциональной схемы системы аэрозольного нанесения / Д.А. Жаворонков, А.А. Типсина // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР, 18–20 мая 2022 г.: в 3 ч. – Томск: В-Спектр, 2022. – Ч. 1. – 294 с.

2. Рынок технологий 3D-печати в России и мире: перспективы внедрения аддитивных технологий в производство [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://industry3d.ru/handbook/research-reports-analytics/?id=121>, свободный (дата обращения: 07.03.2023).

3. Устройство для распыления аэрозольной смеси Патент РФ №2806961 / Д.А. Жаворонков, В.И. Туев / Заявка № 2023118687 / Приоритет изобретения 14 июля 2023 г.; дата гос. регистр. в Государственном реестре изобретений РФ 08 ноября 2023 г.; срок действия исключительного права на изобретение истекает 14 июля 2043 г.

4. Антонова Г.М. Эволюция терминов «черный ящик» и «серый ящик» // Вестник Моск. финансово-юридического ун-та. – М., 2012. – С. 16–19.

5. Смирнов Г.В. Моделирование и оптимизация объектов и процессов: учеб. пособие [Электронный ресурс]. – Томск: ТУСУР, 2018. – 176 с. – Режим доступа: <https://edu.tusur.ru/publications/8839>.

6. Жаворонков Д.А. Разработка функциональной схемы системы аэрозольного нанесения / Д.А. Жаворонков, А.А. Типсина // Сборник избр. статей научной сессии ТУСУР, 18–20 мая 2022 г.: в 3 ч. – Томск: В-Спектр, 2022. – Ч. 1. – 294 с.

7. Жаворонков Д.А. Аэрозольное нанесение токопроводящих материалов как технология изготовления печатных плат для светового оборудования // XIV Междунар. молодежный форум «Образование. Наука. Производство». – Белгород: БГТУ им. В.Г. Шухова, 2022. – Ч. 12. – 193 с. [Электронный ресурс]. – URL: https://vk.com/doc202063564_649534314?hash=aK6Z5BbbyXuKD5mMbx8lwFQWl8KHeQYBuwnHqOorors&dl=qI8z6TN83wFqwjaMAYkiNToj204gB7g66T6KzmW9tH (дата обращения: 14.03.2024).

Жаворонков Дмитрий Александрович
 Магистр каф. радиоэлектронных технологий и экологического мониторинга (РЭТЭМ) ТУСУРа
 Эл. почта: Zhavoronkov20012001@bk.ru

В.С. Безруков, А.В. Швец, Д.О. Иванилов

Расчёт и программа подтверждения надёжности источников питания

Рассмотрен расчет надежности источника питания и получены результаты на примере расчета надежности модели STAR 100–700T Industrial. Приведены методические указания по экспериментальному подтверждению надежности, продолжительности испытаний. Даны практические предложения по экспериментальному подтверждению надежности.

Ключевые слова: источник питания, надежность, расчет надежности, экспериментальное подтверждение надежности, оценка характеристик надежности, наработка до отказа, продолжительность испытаний.

Внедрение энергоэффективных технологий в современном освещении неразрывно связано с использованием светодиодных светильников, работа которых сильно зависит от качества вторичных источников питания. Одним из ключевых факторов, определяющих качество вторичных источников питания, является их надежность. Методика расчета надежности источников питания компании «Трион» (далее – Компания), представлена в статье [1], где вся процедура расчета надежности проиллюстрирована на примере модели STAR 100–700T Industrial ТУ 27.11.50-002-27335237–2022, разработанной Компанией.

Расчет надежности источника питания

По данным технических условий [2], источник питания STAR 100–700T Industrial ТУ 27.11.50-002-27335237-2022 (далее – источник питания), представляет собой встраиваемый стабилизированный одноканальный источник вторичного питания, который обеспечивает стабильную работу светодиодных модулей с точным значением постоянного тока в широком диапазоне выходных напряжений источника. Питание STAR 100–700T Industrial ТУ 27.11.50-002-27335237–2022 осуществляется от однофазной сети переменного тока напряжением от 176 до 264 В частотой 45–50 Гц.

Надежность источника питания в соответствии с классификацией ГОСТ 27.003 [3] определяется средней наработкой на отказ [1], поскольку источник является специализированным невосстанавливаемым устройством, в частности, за счет своей конструкции, в случае возникновения неисправности или отказа, и предназначенным для многократного использования.

Основными электронными компонентами, определяющими надежность источника питания и не имеющими резервирования, являются: аналоговые микросхемы, полупроводниковые активные компоненты (биполярные и полевые транзисторы, диоды), пассивные электронные компоненты (резисторы, варисторы, предохранители, конденсаторы, дроссели), компоненты для преобразования или передачи энергии (трансформаторы), конструктивные элементы (печатная плата, входной и выходной кабели).

Литературный обзор имеющихся данных о надежности электронных компонентов среди отече-

ственных и зарубежных источников [3–8] привел к заключению, что наиболее релевантные данные можно получить из справочника ФГУП «22 ЦНИИ Минобороны России» [7]. Отсутствующие в справочнике [7] релевантные данные о надежности электронных компонентов были взяты из стандарта Минобороны США MIL-HDBK-217F [8]. Например, данные об электронных компонентах поверхностного монтажа (SMT-монтажа).

В связи с использованием в источнике элементной базы импортного производства в невоенной сфере (коммерческой) в отношении расчета надежности источника выбран трудоемкий, но один из наиболее точных вариантов расчета – расчет надежности электронных компонентов источника питания, аналогичных импортным, с учетом оценки характеристик электронных компонентов [1]. При этом необходимо определить коэффициенты моделей для расчета, которые учитывают как условия эксплуатации электронных компонентов, так и качество изготовления компонентов, предназначенных для коммерческого использования (не военного) иностранного производства [1].

Детальный анализ состава источника питания STAR 100-700T Industrial позволил выделить элементы, определяющие его надежность, взаимная увязка характеристик надежности которых с учетом положений справочной литературы позволила разработать методику определения средней наработки источника до отказа.

Проведенный расчет средней наработки источника питания STAR 100-700T Industrial до отказа показал, что расчетная оценка средней наработки до отказа составляет 82 112 ч. Анализ выполнения требований ТУ показывает, что полученная оценка средней наработки до отказа позволяет выполнить требования ТУ по надежности и многократно (более чем в 8 раз) превышает установленные в ТУ требования (по ТУ – не менее 10 000 ч).

Экспериментальное подтверждение результатов расчета надежности источника питания

Обзор стандартов и нормативно-технической документации [9–12] показал, что в стандарте [12] наиболее полно описан порядок оценки показателей надежности для инженерной практики.

В соответствии с методическими указаниями [12], для экспериментального подтверждения надежности устройств электронной техники проводятся работы, включающие выбор плана испытаний на надежность (перечень планов испытаний и их описание дано в [1]), накопление набора статистических данных и обработку полученного набора данных.

В соответствии с приложением методического указания [12], для неремонтопригодных изделий электронной техники при проведении испытаний для экспериментального подтверждения средней наработки до отказа рекомендуется использовать планы испытаний NUN, NUr, NUz, NUT, NRr, NRT [1], определения которых подробно описаны в [1].

По расчетам, проведенным для наиболее подходящих планов, оптимальная продолжительность испытаний составила 65 тыс. часов (~7,4 года). С формулами расчетов для каждого плана испытаний также можно ознакомиться в статье журнала [1].

Столкнувшись с неприемлемым количеством требуемого времени для испытаний, по причине ограниченных сроков опытно-конструкторской работы и затрачиваемых ресурсов, предложенный в научно-технической литературе метод экспериментального подтверждения надежности реализовать трудоемко, так как нет возможности провести ускоренные испытания.

Сотрудниками компании разработана программа подтверждения надежности источников питания в обеспечении экспериментального подтверждения заданных в ТУ [2] или полученных по результатам расчета уровней средней наработки до отказа источников питания серии Industrial с использованием сбора и обработки информации о надежности по результатам наблюдений за функционированием подконтрольной партии источников.

Предлагаемая Компанией программа подтверждения надежности источников питания

Цели накопления набора статистических данных и последующей обработки полученного набора данных при эксплуатации на реальных объектах для экспериментального подтверждения надежности:

- подтверждения достигнутого фактического уровня надежности путём контроля показателя «средняя наработка до отказа, То» [1];
- определения наименее надёжных элементов источника и разработки рекомендаций по устранению причин отказов [1].

Для экспериментального подтверждения надежности источников питания предлагается провести наблюдения за источниками в количестве N на реальных объектах эксплуатации в количестве k . В процессе подконтрольной эксплуатации фиксируют все неисправности и отказы источников.

Под неисправностью источника принято решение считать состояние источника, при котором хотя бы один параметр источника не соответствует хотя бы одному из требований, установленных в документации на источник.

Под отказом источника считать событие, заключающееся в нарушении функционирования ис-

точника, исключающее возможность его использования для выполнения основной задачи.

Отказы источников разделяются на зачётные и незачётные. При экспериментальном подтверждении надежности источника питания отказы, которые классифицированы как незачётные, не будут учитываться при для подтверждения результатов расчета надежности.

Классификация отказа как не зачетного проводится в следующих случаях:

- отказ, вызван нарушениями правил эксплуатации или неправильными действиями эксплуатирующего персонала [1];
- отказ произошёл по причине выхода за требуемые пределы внешних факторов, оговоренных и заданных в ТУ (питающее напряжение, температура окружающей среды, относительная влажность воздуха и т.д.) [1];
- причины отказа однозначно устранены и не могут проявляться в дальнейшем [1].

Классификация отказа как зачетного проводится во всех остальных случаях, не описанных для незачётного отказа.

Остальные отказы, в том числе по которым не представляется возможным принять меры по исключению причин их возникновения, считаются зачётными и учитываются в расчёте надёжности.

В ходе наблюдений за эксплуатацией на объекте источников питания фиксируется набор данных для последующей обработки информации: серийный номер источника питания; дата производства источника питания; дата начала проведения испытаний; условия проведения испытаний; количество часов, отработанных источником питания на объекте эксплуатации (наработка).

В случае выявления отказа источника питания на объекте эксплуатации фиксируется набор данных для последующей обработки информации: дата, время, внешнее проявление неисправности (отказа) источника; наименование источника питания, серийный номер, наработка неисправного источника; условия, при которых произошёл отказ (значения входного тока и питающего напряжения, температура и влажность окружающей среды).

Отказавший источник с сопроводительной документацией, содержащей сведения, указанные в настоящем пункте, передаётся для исследования и классификации отказа.

Исследование причин неисправности (отказа) источника проводится в течение нескольких рабочих дней после получения неисправного источника и сопроводительной документации на него. По результатам исследования составляется и направляется акт, в котором указываются: сведения об отказавшем источнике (наименование, обозначение, заводской номер, наработка); дата, время, внешнее проявление неисправности (отказа) источника; условия, при которых произошёл отказ (характеристики входного тока и напряжения, температура и влажность окружающей среды); перечень работ, проведённых для

определения причин неисправности (отказа) источника; причина неисправности (отказа) источника; классификация неисправности (отказа) (конструкционный, производственный, эксплуатационный, дефект не подтвердился); предложения по исключению повторения неисправности.

По итогам сбора и анализа вышеуказанных сведений специалистом по надёжности готовится полугодовой (или годовой) аналитический отчёт (или справка) о техническом состоянии и надёжности источников по результатам подконтрольной эксплуатации, содержащий сведения о подтверждённом уровне надёжности источника, предложения о целесообразности продолжения наблюдения и рекомендации по исключению выявленных неисправностей и отказов.

Планирование наблюдений программы подтверждения надёжности источников питания

Планирование наблюдений заключается в определении количества источников N и продолжительности наблюдений за их работой τ при выявлении m зачётных отказов, необходимых для подтверждения расчётной оценки (или требуемой по ТУ) средней наработки источника до отказа, T_o .

Определение минимальной продолжительности наблюдений проводится по формулам:

при отсутствии зачётных отказов ($m = 0$)

$$\tau_{\min} = \frac{0,693 \cdot T_o}{N}, \quad (1)$$

при наличии зачётных отказов ($m \neq 0$)

$$\tau_{\min} = \frac{m \cdot T_o}{N}. \quad (2)$$

Минимальные продолжительности наблюдений τ_{\min} в часах, рассчитанные по формулам (1) и (2) для средней наработки на отказ $T_o = 82\ 112$ ч при различном количестве зачётных отказов m от 0 до 3 и количестве источников N от 10 до 70, приведены в таблице.

Продолжительности наблюдений

$T_o = 82$ 112 ч		N						
		10	20	30	40	50	60	70
m	0	5 691	2 846	1 897	1 423	1 139	949	813
	1	8 212	4 106	2 738	2 053	1 643	1 369	1 173
	2	16 423	8 212	5 475	4 106	3 285	2 738	2 347
	3	24 634	12 317	8 212	6 159	4 927	4 106	3 520

При отсутствии отказов ($m = 0$) оценка средней наработки источника до отказа по результатам наблюдений определяется по формуле

$$\hat{T}_o = \frac{\sum_{i=1}^N t_i}{0,693}, \quad (3)$$

где t_i – наработка i -го источника по результатам наблюдений.

При наличии отказов ($m \neq 0$) оценка средней наработки источника до отказа определяется по формуле

$$\hat{T}_o = \frac{\sum_{j=1}^m \tau_j + (N-m) \cdot T}{m}, \quad (4)$$

где m – количество выявленных отказов; τ_j – наработка изделия до j -го отказа; T – время завершения испытания.

Для подтверждения средней наработки источника до отказа по результатам наблюдений уровень средней наработки источника до отказа, заданный в ТУ или полученный по результатам расчёта, считается экспериментально подтверждённым при выполнении следующего неравенства:

$$\hat{T}_o \geq T_{\text{ТУ(PP)}}, \quad (5)$$

где \hat{T}_o – оценка средней наработки источника до отказа, полученная по результатам наблюдений; $T_{\text{ТУ(PP)}}$ – уровень средней наработки источника до отказа, заданный в ТУ или полученный по результатам расчёта.

Заключение

Предложенный расчет надёжности учитывает как условия эксплуатации электронных компонентов, так и качество изготовления компонентов иностранного производства, предназначенных для коммерческого (невоенного) использования, что даёт более достоверные результаты.

Предложенная компанией «Трион» программа подтверждения надёжности источников питания для определения экспериментальных оценок показателей надёжности и для подтверждения заданных в ТУ или полученных по результатам расчёта уровней средней наработки до отказа источников питания серии Industrial основана на сборе и обработке информации о надёжности по результатам наблюдений за функционированием подконтрольной партии источников питания.

Программа подтверждения надёжности источников питания позволяет за счет определения зачетных и незачетных отказов и увеличения количества объектов наблюдений сократить оптимальную продолжительность испытаний с 65 000 ч до 813 ч при отсутствии выявленных зачетных отказов, и до 3 520 ч при выявленных трех зачетных отказах.

Оптимальная продолжительность испытаний в диапазоне от 813 до 3 520 ч при использовании на объекте эксплуатации 70 штук источников питания может укладываться в сроки опытно-конструкторских работ и снизит объем затрачиваемых ресурсов для экспериментального подтверждения надёжности.

Литература

1. О надёжности источников питания / А.В. Швец, А.С. Сорокин, С.Д. Панин, В.С. Безруков // Полупроводниковая светотехника журнал (Москва). – 2023. — № 4. – С. 26–31.
2. Источник питания STAR серии Industrial. 27.11.50.002–27335237–2022. – М.: ООО «ТРИОН», 2022 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://trion-led.ru/catalog/seriya_industrial/istochnik-pitaniya-star-100

700t-industrial-2703844972, свободный (дата обращения: 16.07.2024).

3. ГОСТ 27.003–2016. Надежность в технике. Состав и общие правила задания требований по надежности. – Введ. 2017–09–01. – М.: Изд-во стандартов, 2016. – 26 с.

4. ГОСТ Р 27.102–2021. Надежность в технике. Надежность объекта. Термины и определения. – Введ. 2022-01-01. – М.: Изд-во стандартов, 2021. – 45 с.

5. ГОСТ 27.301-95. Надежность в технике. Расчет надежности. Основные положения. – Введ. 1997-01-01. – М.: Изд-во стандартов, 1995. – 12 с.

6. Надежность изделий электронной техники для устройств народнохозяйственного назначения: справочник / Разработан в соответствии с руководящим документом РД 50-670-88. – М.: ВНИИ «Электростандарт», 1990. – 188 с.

7. Надежность электрорадиоизделий: справочник / Разработан в соответствии с руководящим документом РД В 319.01.20–98. – М.: ФГУП «22 ЦНИИ МО РФ», 2006. – 641 с.

8. Reliability prediction of electronic equipment: Military Handbook MIL-HDBK-217F, Notic 2. – Washington, Department of Air Force, 1995.

9. ГОСТ 27.410–87. Методы контроля показателей надежности и планы контрольных испытаний на надежность. – Введ. 1989-01-01. – М.: Изд-во стандартов, 1987. – 114 с.

10. ГОСТ 27.402–95. Надежность в технике. Планы испытаний для контроля средней наработки до отказа (на

отказ). – Ч. 1: Экспоненциальное распределение. – Введ. 1997-01-01. – М.: Изд-во стандартов, 1995. – 42 с.

11. Аронов И.З. Надежность и эффективность в технике / И.З. Аронов, Б.В. Бодин, В.А. Липидус. – М.: Машиностроение, 1988. – 376 с. – Т. 6: Экспериментальная отработка и испытания, 1989. – С. 12–13.

12. Надежность в технике. Методы оценки показателей надежности по экспериментальным данным: методические указания / Разработан в соответствии с руководящим документом РД 50-690-89. – Введ. 1991-01-01. – М.: Изд-во стандартов, 1989. – 136 с.

Безруков Владислав Сергеевич

Нач. отд. разработок ООО «Трион»

Эл. почта: vbezrukov@trion-led.ru

Швец Алексей Вадимович

Рук. бизнес-единицы «Производство РФ» ООО «Трион»

Эл. почта: ashvets@trion-led.ru

Иванилов Денис Олегович

Техн. директор ООО «Трион»

Эл. почта: divanilov@trion-led.ru

Секция 11

РОБОТОТЕХНИКА И МЕХАТРОНИКА

*Председатели – Шурьгин Юрий Алексеевич, директор
департамента управления и стратегического развития
ТУСУРа, проф., зав. каф. КСУП, д.т.н.;*

Коцубинский Владислав Петрович, доцент каф. КСУП, к.т.н.

УДК 621.396.41

М.В. Фатеев, И. Куасси, П. Задэ, Ю.О. Лобода

Управление DARwin Op с помощью нейроинтерфейса

Актуальность работы связана с использованием новой технологии нейроуправления роботами. Целью исследования является формирование устойчивой базы движений робота для согласования её с электроэнцефалографической активностью. В результате получена согласованная система робот-нейроинтерфейс.

Ключевые слова: нейроинтерфейс, робот, программа, технологии, андроид.

Андроидный робот создан по подобию человека. Движения робота осуществляются благодаря сервоприводам или гидравлике [1]. В современном мире робототехника является одним из самых перспективных и быстроразвивающихся направлений. С появлением андроидных роботов и развитием нейротехнологий всё больше внимания уделяется использованию биоданных для управления роботами с целью дальнейшего внедрения в различные области жизнедеятельности человека.

Нейроинтерфейс – прибор ВСИ (интерфейс–мозг–компьютер), считывающий электрическую активность головного мозга. Полученные в результате сигналы можно классифицировать и применить для передачи команд на мехатронные устройства. Исследования и проекты в области настройки нейроуправления актуальны потому, что применение нейроинтерфейсов в системах управления в последнее время активно развивается [2].

Обзор робота Robotis DARwin OP2

Robotis DARwin OP2, которого так же называют DARwin OP2 или DARwin 2, – это миниатюрный человекоподобный робот, разработанный южнокорейской компанией Robotis в 2010 г.

Данная версия уже вторая в серии DARwin, которая превосходит первую модель в характеристиках, которые позволяют с большей вариативностью программировать робота для своих задач. Характеристики робота представлены в таблице.

Характеристики робота Robotis DARwin OP2

Материнская плата	PICO-CV01
CPU	Intel Atom N2600 @1.6Ghz dual core
RAM	4GB DDR3 204-pin SO-DIMM module (с возможностью замены пользователем)
Память	32GB half-size mSATA module (с возможностью замены пользователем)
Скорость локальной сети	1 Gbps
Предустановленная ОС	Linux Ubuntu 12.04.5 (32-bit)
Устанавливаемые ОС	Любая Linux(32-bit) или любая Windows(32-bit)
Wi-Fi	802.11n (2.4GHz-only)

Внутри у робота DARwin OP2 20 сервоприводов Dynamixel MX-28 и камера 2 мегапикселя, снимающая в разрешении 1600×1200, 10 кадров в секунду либо разрешении 1280×1200, 30 кадров в секунду, а также динамик, встроенный в корпус [3].

Основная задача робота – играть в футбол, поэтому разработчиками уже созданы функции технического зрения и управления сервоприводов. Он способен различать цвета, находить их, ходить, находить мяч и пинать его. Стоит также заметить, что для этого робота разработаны и другие варианты применения, что демонстрирует возможность программирования робота под различные уникальные задачи.

Ввиду наличия практически полной работоспособности и открытого исходного кода было принято решение выбрать робота Robotis DARwin OP2 для последующей настройки.

Подключение к роботу

Подключение позволяет осуществить непосредственно взаимодействие между операционной системой робота и его программным обеспечением. В первую очередь стоит сказать о подключении непосредственно напрямую. Робот имеет два порта USB и mini HDMI для подключения к нему клавиатуры, мыши и монитора. Кабель-переходник с mini HDMI на HDMI присутствует в комплекте. Достаточно простой способ, но он мешает для будущей настройки нейроуправления, т.к. все порты заняты и подключить нейроинтерфейс не представится возможным. Поэтому взаимодействие в основном осуществляется благодаря удаленному рабочему столу UltraVNC viewer [4] и программы для удаленного администрирования PuTTY [5].

Подключение происходит по локальной сети. Она может быть как проводной по сетевому кабелю, так и внутри локальной сети Wi-Fi. Для соединения по сетевому кабелю у робота есть разъем LAN. Кроме того, что это дополнительный провод, который снижает свободу действий робота, недостатком такого подключения еще является и то, что не на всех компьютерах есть два таких разъема для сохранения выхода в интернет. Однако и у второго способа есть ключевая проблема, из-за чего выбор пал именно на сетевое соединение. Проблема подключения через локальную сеть Wi-Fi заключается в том, что не на всех компьютерах есть Wi-Fi. Если модуль отсутствует, придется воспользоваться одним из двух других способов.

Когда соединение по локальной сети было налажено, стало возможно удаленно подключиться к роботу. Использование ultra VNC viewer является наиболее «дружелюбным» к пользователю способом, так как предоставляет графический интерфейс взаимодействия. Недостатком этого способа являет-

ся повышенная нагрузка на вычисления со стороны встроенной в робота видеокарты. Использование PuTTY для удаленного администрирования является наиболее эффективным, пусть и более требовательным к пользователю. Это позволяет подключиться по сетевому протоколу SSH для возможности ввода на удаленном компьютере команд терминала Linux, словно он физически находится перед пользователем. После соединения командная строка запрашивает логин и пароль от пользователя.

Обновление apt-get

Для работы с приложениями исходного кода нужны дополнительные приложения для Linux Ubuntu, в частности, screen. По команде, предложенной терминалом, «sudo apt-get install screen», можно установить эти приложения, но возникла ошибка «404 not found» при попытке найти версии приложений для текущей версии ОС. Операционная система робота устарела, и в дистрибутивах, в которых apt-get пытается найти приложения под текущую операционную систему, нет никаких файлов. Дело в том, что приложения для старых версий архивируются и удаляются с официальных дистрибутивов, из-за чего, не вмешиваясь в содержание файла sources.list, в котором содержатся ссылки на дистрибутивы с приложениями [6], невозможно установить приложения для устаревших версий. Существует два решения этой проблемы: найти способ отредактировать sources.list или обновить ОС до более актуальной версии.

Обновление ОС не принесло желаемых результатов, поэтому было принято решение редактировать source.list. Уже было сказано, что не существует официальных дистрибутивов приложений для устаревших операционных систем, поэтому запуск source.list, который находится в /etc/apt, и поиск дистрибутивов там не решают эту проблему. Поэтому необходимо отредактировать этот файл.

Были осуществлены попытки изменить этот файл через текстовый редактор leafpad, но это невозможно было сделать, поскольку на файле стоит защита от перезаписи. По этой же причине не получилось изменить содержимое командой sed. Однако получилось это сделать с помощью команды nano [7], которая запускает одноименный текстовый редактор. Запустив его с правами администратора через sudo, можно увидеть интерфейс редактора. В этом файле необходимо изменить все ссылки официальных репозиторий на «<http://archive.ubuntu.com/ubuntu/dist/>». После сохранения изменений файла становится возможным обновить приложение apt-get и устанавливать через него другие приложения.

Описание программы

В общем виде приложение, запущенное на роботе, должно принимать сигнал, полученный от обработчика данных с нейроинтерфейса на компьютере. Последовательность работы приложения прямая. Нейроинтерфейс считывает данные с пользователя, программа, принимающая эти данные, их интерпретирует, после чего сигнал поступает роботу, где

его обрабатывает приложение, в котором определенный сигнал приводит к определенному действию робота. UML-диаграмма последовательности представлена на рис. 1.

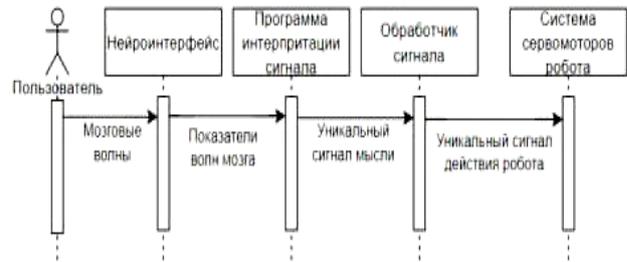


Рис. 1. UML-диаграмма последовательностей

В данной работе не рассматривается непосредственно нейроуправление, поэтому для подачи сигнала используется заглушка, принимающая сигнал, введенный с клавиатуры. Написанное приложение будет запрашивать сигнал с клавиатуры. При поступлении сигнала «0» программа будет вызывать выполнение действия робота под индексом 0. При поступлении сигнала «1» программа будет вызывать выполнение действия робота под индексом 1. При поступлении сигнала «2» программа будет вызывать выполнение действия робота под индексом 2.

При поступлении сигнала «3» программа будет вызывать выполнение действия робота под индексом 3. При поступлении сигнала «4» программа будет вызывать выполнение действия робота под индексом 4. При поступлении сигнала «5» программа будет вызывать выполнение всего комплекса действий. При поступлении сигнала «-1» программа будет завершаться.

Программирование приложения будет осуществлено на языке Python ввиду его высокого уровня абстракции и простой интерпретации в терминале Linux.

Для взаимодействия с терминалом есть две библиотеки os и subprocess. Исходя из анализа литературы [8], можно сделать вывод, что использование библиотеки subprocess более безопасное.

Для вызова программы с помощью терминала используется функция Popen из класса subprocess. Ее интерфейс позволяет обращаться к терминалу напрямую [9]. Она включает в себя множество аргументов, но при написании приложения стоит обратить внимание только на два. Первый, «arg», представляет собой имитацию ввода строки в консоль, второй, «shell», для корректной работы функции должен принимать значение true.

Для создания заглушки-имитации сигнала используется простая функция ввода input(). В зависимости от принятого сигнала будет применяться соответствующая последовательность ввода ответов на поступающие в ходе запуска запросы с помощью оператора ветвления if.

Таким образом, было написано приложение для демонстрации действий в зависимости от поступающего сигнала ввода.

Литература

1. Юревич Е.И. Основы робототехники. – СПб.: ВНУ, 2020. – 302 с.
2. Лобода Ю.О. Использование нейроинтерфейса BrainLink Lite для создания системы управления мехатронными устройствами / Ю.О. Лобода, А.В. Функ, З.А. Гасымов // Гуманитарная информатика. – 2017. – № 12. – С. 23–31.
3. Robotis DARwin OP2 e-Manual [Электронный ресурс]: сайт ROBOTIS. – URL: https://manual.robotis.com/docs/en/platform/op2/getting_started/ (дата обращения: 04.09.2024).
4. UltraVNC Viewer [Электронный ресурс]: официальный сайт UltraVNC Viewer. – URL: <https://uvnc.com/> (дата обращения: 07.09.2024).
5. PuTTY [Электронный ресурс]: официальный сайт PuTTY. – URL: <https://www.putty.org/> (дата обращения: 07.09.2024).
6. Обзор файла sources.list [Электронный ресурс]: сайт OpenNET. – URL: https://www.opennet.ru/base/sys/debian_source_list.txt.html (дата обращения 08.09.2024).
7. Nano – текстовый редактор [Электронный ресурс]: сайт Ubuntu.ru. – URL: <https://help.ubuntu.ru/wiki/nano> (дата обращения: 10.09.2024).
8. Running external programs with Python (os.system and subprocess) [Электронный ресурс]: сайт DEV Community. – URL: [https://dev.to/szabgab/running-external-programs-](https://dev.to/szabgab/running-external-programs-with-python-ossystem-andsubprocess-3k31)

with-python-ossystem-andsubprocess-3k31 (дата обращения: 12.09.2024).

9. Subprocess management [Электронный ресурс]: официальный сайт Python. – URL: <https://docs.python.org/3/library/subprocess.html> (дата обращения 13.09.2024).

Фатеев Михаил Владиславович

Студент факультета инновационных технологий (ФИТ) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: fateev.03@mail.ru

Куасси Инносент

Студент ФИТ ТУСУРа
Эл. почта: innocentkouassi120@gmail.com

Задэ Приват

Студент ФИТ ТУСУРа
Эл. почта: zadeprivat4@gmail.com

Лобода Юлия Олеговна

Канд. пед. наук, доцент каф. управления инновациями (УИ) ТУСУРа
Эл. почта: yulloboda@gmail.com

Секция 12

АВТОМАТИЗАЦИЯ И ОПТИМИЗАЦИЯ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

*Председатель – Кориков Анатолий Михайлович,
проф. каф. АСУ, д.т.н.*

УДК 004.09

Д.А. Агафонов, Р.В. Баранов, А.Р. Мальцев

Система для поиска свалок на изображениях, полученных с беспилотных летательных аппаратов

Представлено описание системы, предназначенной для автоматизации поиска свалок на изображениях, полученных с беспилотных летательных аппаратов.

Ключевые слова: поиск свалок на изображениях, применение БПЛА в обнаружении свалок, YOLO, QGIS.

Мониторинг окружающей среды и борьба с незаконными свалками являются важными задачами для обеспечения экологической безопасности. Неуправляемое складирование отходов, особенно в лесных зонах, наносит значительный ущерб экосистемам, ухудшает качество почвы, воды и воздуха, а также создает опасность для здоровья человека. Традиционные методы выявления загрязнённых участков, такие как физический поиск и ручной анализ спутниковых данных, оказываются трудоёмкими и не всегда достаточно эффективными, особенно на больших территориях.

Беспилотные летательные аппараты (БПЛА) [1] предоставляют возможность оперативного мониторинга больших и труднодоступных участков леса и промышленных зон. С их помощью можно получать высококачественные изображения местности, однако анализ этих изображений вручную требует значительных временных и человеческих ресурсов. В связи с этим возрастает необходимость в автоматизированных решениях для анализа данных. Для сбора информации использовался БПЛА «DJI Phantom 4 RTK», который является одной из самых передовых моделей для аэросъемки с высокой точностью.

В данной работе представлено описание реализованной системы для автоматизации поиска свалок на изображениях, полученных с БПЛА, с акцентом на территории лесных массивов и прилегающих зон. Ранее был опубликован доклад, в котором была представлена концепция, направленная на решение проблемы [2].

В данной работе эта концепция была реализована на практике. Система использует нейронную сеть YOLOv8, которая интегрирована в плагин для геоинформационной системы (ГИС) QGIS [3]. Модель нейронной сети, обученная для решения задач обнаружения свалок, позволяет автоматически выявлять места скопления мусора и визуализировать результаты на ортофотопланах в QGIS, что обеспечивает возможность дальнейшего пространственного анализа и принятия решений по ликвидации незаконных свалок. Общий вид процесса обнаружения свалок с использованием геоинформационной системы (ГИС) представлен на рис. 1.

Подготовка набора данных, обучение модели

Одним из наиболее важных этапов является подготовка качественного и разнообразного набора данных. Процесс подготовки данных включает в себя сбор изображений, их предварительную обра-

ботку, а также аннотирование, что позволяет обучить нейронную сеть для точного распознавания свалок.

Основным источником данных для обучения являются изображения, полученные с БПЛА. Эти наборы могут быть сформированы специалистами, занимающимися обработкой изображений БПЛА, или найдены в открытых базах данных [4]. Такие наборы состоят из разнообразных изображений с различными условиями освещенности, плотностью растительности и степенью видимости свалок.

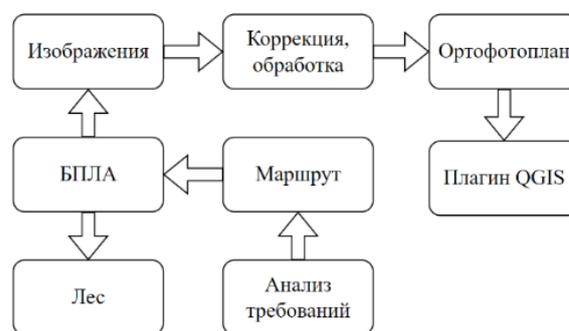


Рис. 1. Схема получения входных данных

После сбора изображений они проходят предварительный этап обработки. Этот процесс включает в себя корректировку качества, изменение разрешения и устранения искажений, которые могли возникнуть в результате съемки с высоты.

Далее проводится аннотирование данных, т.е. разметка свалок на изображениях. Данный процесс требует большого внимания к деталям, так как от точности разметки напрямую зависит качество обучения модели.

Используемые инструменты для аннотирования включают программы, которые позволяют задавать точные координаты и классификацию объектов на изображении.

После подготовки и аннотирования данных начинается обучение модели. В ходе работы использовалась архитектура YOLO (You Only Look Once) [5], которая используется для задач обнаружения объектов. В частности, была использована модель YOLOv8, которая была выбрана по нескольким причинам, связанным с её высокой производительностью и адаптивностью. Она эффективно распознаёт объекты на изображениях, не требуя значительных вычислительных ресурсов, что особенно важно при работе с большим объёмом данных.

Для обучения модели был использован специализированный набор гиперпараметров, включающий следующие ключевые аспекты:

- Размер мини-батча – количество изображений, обрабатываемых моделью за один шаг, было выбрано таким образом, чтобы минимизировать использование памяти и обеспечить стабильность обучения.

- Скорость обучения – параметр, регулирующий обновление весов модели после каждого шага обучения, скорость обучения выбиралась эмпирически, чтобы избежать переобучения и повысить устойчивость сети.

- Аугментация данных – повышение обобщающей способности модели, это включало случайные повороты, изменение яркости, контрастности и цветовой гаммы изображений, чтобы нейросеть могла эффективно работать в различных условиях освещения и съёмки.

Обучение модели проводилось на мощных графических процессорах (GPU), что позволило существенно сократить время на обработку большого объёма данных. Обучение состояло из нескольких этапов: начальное обучение на полном наборе данных и дальнейшая тонкая настройка (fine-tuning) на данных, наиболее близких к реальным условиям.

После завершения обучения модель была протестирована на специальной выборке, включающей в себя изображения, которые не использовались в процессе обучения.

Качество работы модели оценивалось по ряду показателей:

- Точность обнаружения.
- Полнота обнаружения.

Экспорт модели

Для интеграции обученной модели с геоинформационной системой QGIS использовался формат .onnx (Open Neural Network Exchange), который позволяет использовать нейронную сеть на различных платформах. Этот формат обеспечивает гибкость и возможность интеграции модели в реальное приложение через интерфейс ONNX Runtime.

Интеграция с геоинформационной системой

Геоинформационная система QGIS играет ключевую роль в данном проекте, так как именно через неё осуществляется визуализация и управление данными. QGIS – это бесплатное программное обеспечение с открытым исходным кодом для работы с географическими данными. Благодаря поддержке плагинов и расширяемости QGIS позволяет интегрировать различные алгоритмы, включая модели машинного обучения.

Созданный плагин для QGIS загружает ортофотопланы лесных зон, созданные на основе аэрофотосъёмки с БПЛА, и использует модель YOLOv8 для автоматического поиска свалок. Пользователь может выбрать определённые области для анализа или обработать изображения полностью.

После загрузки ортофотоплана плагин разбивает его на небольшие части с учетом разрешения и

перекрытия. Эти части затем передаются модели для анализа. Результаты поиска отображаются на ортофотоплане в виде прямоугольников с указанием уровня уверенности обнаружения. Все обнаруженные объекты привязываются к географическим координатам, что позволяет пользователям точно локализовать свалки на карте.

Тестирование системы проводилось на реальных данных, полученных с БПЛА в лесных зонах. Модель продемонстрировала точность обнаружения свалок на уровне около 85%. Небольшая часть результатов показана на рис. 2.



Рис. 2. Результат обнаружения

Несмотря на то, что система продемонстрировала результат в обнаружении объектов на разнообразных ландшафтах, её точность по-прежнему зависит от ряда факторов, таких как качество исходных изображений, погодные условия и сложность рельефа. В некоторых случаях модель может испытывать затруднения при идентификации свалок в густо заросших участках или при наличии большого количества теней, вызванных перепадами высот и деревьями. Это связано с тем, что естественные элементы ландшафта могут накладываться на объекты интереса, маскируя их и затрудняя процесс их обнаружения.

Эти проблемы требуют дальнейших исследований и улучшений системы. Прежде всего стоит продолжить работу по совершенствованию алгоритмов предобработки изображений, обновлению и расширению набора данных, используемых для обучения модели. Это позволит учитывать различные географические регионы и типы ландшафтов, а также улучшать способность модели адаптироваться к новым условиям.

Работа над проектом продолжается в направлении повышения точности обнаружения объектов и улучшения плагина для интеграции в QGIS. Проводится анализ ошибок и доработка алгоритмов фильтрации результатов с целью уменьшения числа ложных срабатываний и повышения устойчивости системы к внешним факторам, таким как погодные условия или плотность растительности.

Работа выполняется под руководством профессора М.Ю. Катаева.

Литература

1. Беспилотный летательный аппарат [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://gnssplus.ru/solutions/bespilotnye-letatelnye-apparaty-bpla.html>, свободный (дата обращения: 16.09.2024).

2. Яковлев К.А. Обнаружение свалок по данным беспилотных летательных аппаратов / К.А. Яковлев, А.Р. Мальцев, Д.А. Агафонов // Электронные средства и системы управления: матер. докладов XIX Междунар. науч.-практ. конфер., Томск, 15–17 ноября 2023 г.: в 2 ч. – Ч. 2. – Томск: В-Спектр (ИП Бочкарева В.М.), 2023. – С. 73–75.

3. Документация QGIS [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://qgiscloud.com/>, свободный (дата обращения: 16.09.2024).

4. Методика сегментации изображений беспилотных летательных аппаратов с помощью нейронных сетей / М.Ю. Катаев, Е.Ю. Карташов, В.В. Рябухин, Е.В. Макаров, О.А. Пасько [Электронный ресурс]. – Режим доступа <http://jr.rse.cosmos.ru/article.aspx?id=2629>, свободный (дата обращения: 16.09.2024).

5. Документация Ultralytics YOLO [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://docs.ultralytics.com/ru/integrations/onnx/>, свободный (дата обращения: 16.09.2024).

Агафонов Дмитрий Андреевич

Студент каф. автоматизированных систем управления (АСУ) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: agafonovd75@gmail.com

Баранов Роман Вячеславович

Студент каф. АСУ ТУСУРа
Эл. почта: qdfreg@gmail.com

Мальцев Алексей Романович

Студент каф. АСУ ТУСУРа
Эл. почта: alexey.maltsev02@mail.ru

О.А. Дмитриев

Программа PLL SVP как вспомогательный инструмент при проведении поверки по компакт-пруверу с использованием модуля ФАПЧ

Программа PLL SVP разработана автором и является удобным «ассистентом» эксплуатационного персонала при необходимости настройки модуля ФАПЧ для интерполяции импульсов в рамках существующей измерительной системы. Кратко описаны методика, лежащая в основе алгоритма работы программы, а также нюансы работы пользователя с программой.

Ключевые слова: компакт-прувер, ФАПЧ, PLL SVP, интерполяция импульсов.

Название программы PLL SVP расшифровывается как Phased Locked Loop for a Small Volume Prover (англ. – фазовая автоподстройка частоты для компакт-прувера). Программа разработана автором статьи в 2024 г. и предназначена для использования на персональном компьютере под управлением операционной системы Windows (начиная с седьмой версии).

В существующем международном стандарте ISO 7278 [1], нормирующем учет жидких углеводородов, в третьей части описаны методы интерполяции импульсов расходомера для повышения разрешающей способности. Стандарт раскрывает, что разрешающая способность должна составлять не более 0,01%. Это же значение приводится в отечественном стандарте ГОСТ Р 8.1027–2023 [2]. Использование методов интерполяции может быть необязательным для трубопоршневых установок большого объема, но для компакт-пруверов (КП), т.е. прuverов малого объема, оно жизненно важно. Калиброванный объем КП не позволяет накопиться в вычислителе за время поверки значительному количеству импульсов с расходомера (обычно десятки, максимум – сотни импульсов). Этого недостаточно, так как для выполнения требования стандарта по разрешающей способности необходимо как минимум 10 000 «квантов», т.е. воспринимаемых вычислителем минимальных «ступеней» приращения (импульсов или долей импульсов).

Одним из методов интерполяции импульсов, согласно [1], является метод фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Но его недостаток заключается в том, что основной параметр реализующего его аппаратного модуля – коэффициент умножения/деления частоты – не может быть однозначно настроен при производстве и выставляется в соответствии с конкретными условиями поверки. Так как эксплуатационному персоналу при поверке необходимо самостоятельно выбирать этот коэффициент, актуальной задачей является разработка компьютерной программы-ассистента для подобного расчета, что позволит сократить время на настройку системы и уменьшит количество ошибок при расчетах. Разработка подобной программы являлась целью описываемой научно-технической работы, которая была успешно достигнута. В ФИПС направлена заявка на регистрацию программы для ЭВМ.

Программа выполняет следующие функции:

- нахождение всех допустимых коэффициентов умножения модуля ФАПЧ, используемого в качестве устройства интерполяции импульсов для системы расходомер/компакт-прувер, при расходе, заданном пользователем;
- нахождение всех допустимых расходов для системы расходомер/компакт-прувер при диапазоне расходов, заданном пользователем;
- образовательная: в комплект программы включены конфигурационные файлы и информационные листы на наиболее популярные серии компакт-пруверов и расходомеров.

Основа методики расчета

Предполагается, что расходомер с частотой импульсов F на выходе, пропорциональной измеряемому расходу Q , подключен ко счетному входу вычислителя через модуль ФАПЧ, умножающий частоту F в R раз, посредством чего на счетном выходе частота импульсов равна $F1$ (рис. 1).

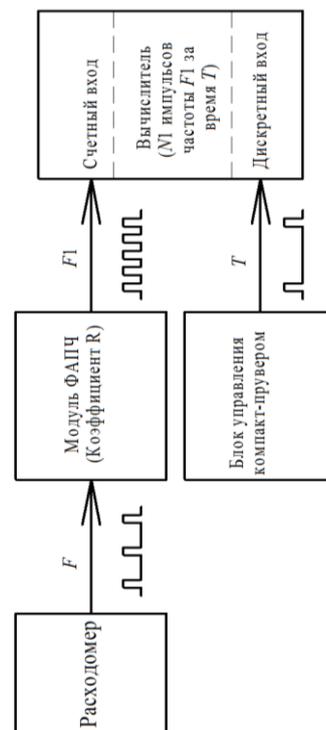


Рис. 1. Структурная схема системы обработки информации при поверке (фрагмент)

Для принятия решения о пригодности расходомера к работе вычислительно необходимо произвести измерение количества импульсов $M1$, пришедших с модуля ФАПЧ, за время T , ограниченное двумя электрическими импульсами с блока управления компакт-прувером. Данные импульсы приходят на блок с оптических фотодетекторов прuverа, ограничивающих калиброванный объем V прuverа.

Для подбора семейства целых коэффициентов R модуля ФАПЧ при известных параметрах расходомера, прuverа и заданном расходе Q должны быть соблюдены два ограничения:

– $F1 \leq 10\ 000$ Гц. Данное значение происходит из типового значения максимальной частоты счетного канала вычислителей и ПЛК;

– $M1 \geq 10\ 000$ импульсов. Это обусловлено требованием стандартов, упомянутым во втором абзаце данной статьи.

В статье [3] подробно описана методика расчета при использовании модуля ФАПЧ. Приведем основные формулы расчета:

1) $F1 = F \cdot R$;

2) $M1 = F1 \cdot T$;

3) $T = V/Q$;

4) $F = Q \cdot K$, где K – это К-фактор расходомера (количество выдаваемых электрических импульсов на единицу объема).

Таким образом, имея два неравенства в качестве ограничений и четыре формулы, можно найти множество целых R .

Пользовательская работа с программой

Для начала работы с программой необходимо выбрать конфигурационный файл прuverа из папки «User files/Provers» и вставить его название (включая путь) под строкой «;Prover configuration file» (конфигурационный файл прuverа) в файле «Configuration.txt». Если в папке «User files/Provers» отсутствует файл для требуемого прuverа, необходимо создать по аналогии свой файл в этой папке. В файле должны быть указаны название прuverа, его калиброванный объем, максимальный и минимальный для прuverа расход.

Затем необходимо выбрать требуемый расходомер из папки «User files/Flowmeters» и вставить его название (включая путь) под строкой «;Flowmeter configuration file» (конфигурационный файл расходомера) в файле «Configuration.txt». Если в папке «User files/Provers» отсутствует файл для требуемого расходомера, необходимо создать по аналогии свой файл в этой папке. В файле должны быть указаны название расходомера, его К-фактор, его максимальный и минимальный расход.

В файле «Configuration.txt» необходимо задать расход при поверке (в м³/ч). После сохранения всех конфигурационных файлов необходимо запустить исполняемый файл «PLL SVP.exe». Откроется окно командной строки (консоли) (рис. 2).

Затем программа автоматически выводит на экран все считанные из конфигурационных файлов требуемые параметры, а также результаты расчетов.

```

PLL_SVP.PLL SVP.exe
CURRENT DATE AND TIME: Mon Jul 29 07:18:11 2024
PROVE LOADED CONFIGURATION:
Prover configuration file is: User files/Provers/Daniel 064.txt
Flowmeter configuration file is: User files/Flowmeters/Smith Meter/MU 8'' .txt
Prove flowrate is: 400 [m3/h]
PROVER LOADED CONFIGURATION:
Prover model is: Daniel 064
Prover volume is: 130 [liter]
Prover max flowrate is: 1022 [m3/h]
Prover min flowrate is: 0.85 [m3/h]
FLOWMETER LOADED CONFIGURATION:
Flowmeter model is: Smith Meter MU 8'' Turbine Meter
Flowmeter K-factor is: 250 [pulses/m3]
Flowmeter max flowrate is: 1190 [m3/h]
Flowmeter min flowrate is: 119 [m3/h]
ERRORS:
RESULTS:
Flowrate : Qsec= 0.111111 [m3/s]
Prove time : t= 1.17 [s]
Pulses per calibrated volume : M1= 32.5
Average flowmeter pulse frequency : F= 27.7778 [Hz]
Resolution without PLL : h= 3.07692 [%]
The quantity of suitable multiplier coefficients for a given prove flowrate is 53
PLL multiplier  PLL output frequency [Hz]  Prove pulses collected  Resolution with PLL
308              8555.56              10010              0.00999001
309              8583.33              10042.5            0.00995768
310              8611.11              10075              0.00992556
311              8638.89              10107.5            0.00989364
312              8666.67              10140              0.00986193
313              8694.44              10172.5            0.00983043
314              8722.22              10205              0.00979912
315              8750                10237.5            0.00976801
    
```

Рис. 2. Окно программы PLL SVP

Необходимо дождаться, когда программа предложит ввести диапазон коэффициентов умножения ФАПЧ, и ввести минимальное и максимальное зна-

чения. При этом удобно для справки пользоваться выведенной на экран таблицей коэффициентов ФАПЧ, рассчитанной для заданного пользователем расхода.

После ввода значений все результаты будут доступны в виде текстового отчета (файл «Report.txt»). Рассмотрим форму отчета (комментарии начинаются с символа «;»).

REPORT DATE AND TIME: Mon Jul 29 07:18:11 2024 ;Дата и время проведения расчета (и составления отчета)

PROVE LOADED CONFIGURATION: ;Ниже приводится загруженная из файла конфигурация поверки

Prover configuration file is: User files/Provers/Daniel 064.txt ;Файл, из которого загружена конфигурация прувера

Flowmeter configuration file is: User files/Flowmeters/Smith Meter/MV 8".txt ;Файл, из которого загружена конфигурация расходомера

Prove flowrate is: 400 [m3/h] ;Заданный пользователем расход при поверке

PROVER LOADED CONFIGURATION: ;Ниже приводится загруженная из файла конфигурация прувера

Prover model is: Daniel 064 ;Модель прувера

Prover volume is: 130 [liter] ;Объем прувера

Prover max flowrate is: 1022 [m3/h] ;Максимальный расход прувера

Prover min flowrate is: 0.85 [m3/h] ;Минимальный расход прувера

FLOWMETER LOADED CONFIGURATION: ;Ниже приводится загруженная из файла конфигурация расходомера

Flowmeter model is: Smith Meter MV 8" Turbine Meter ;Модель расходомера

Flowmeter K-factor is: 250 [pulses/m3] ;K-фактор расходомера

Flowmeter max flowrate is: 1190 [m3/h] ;Максимальный расход расходомера

Flowmeter min flowrate is: 119 [m3/h] ;Минимальный расход расходомера

ERRORS: ;Ниже приводятся автоматически обнаруженные ошибки при вычислениях

RESULTS: ;Ниже приводятся результаты вычислений

Flowrate : Qsec= 0.111111 [m3/s] ;Расход, пересчитанный в м³/с

Prove time : t= 1.17 [s] ;Время прохода калиброванного объема поршнем

Pulses per calibrated volume : N1 = 32.5 ;Количество импульсов расходомера на калиброванный объем без использования ФАПЧ

Average flowmeter pulse frequency : F= 27.7778 [Hz] ;Средняя частота выходного сигнала расходомера без использования ФАПЧ

Resolution without PLL : h= 3.07692 [%] ;Разрешающая способность без использования ФАПЧ

The quantity of suitable multiplier coefficients for a given prove flowrate is 53 ;Определенное программой количество подходящих коэффициентов умножения для ФАПЧ

;Далее в виде таблицы (не приводится здесь по причине объема) приведены значения множителя ФАПЧ, выходная частота ФАПЧ, количество накопленных за время поверки импульсов, разрешающая способность с использованием ФАПЧ

The user defined min PLL multiplier as 100 ;Заданный пользователем минимальный множитель ФАПЧ

The user defined max PLL multiplier as 400 ;Заданный пользователем максимальный множитель ФАПЧ

The multiplier coefficients below 308 are not suitable. ;Программой обнаружено, что для данной системы множитель не может быть менее 308

;Далее программой последовательно приводятся множитель ФАПЧ, количество подходящих для этого множителя целых значений расхода, в виде таблицы (не приводится здесь по причине объема) подходящий для этого множителя расход, выходная частота ФАПЧ, количество накопленных за время поверки импульсов, разрешающая способность с использованием ФАПЧ, время прохода поршнем калиброванного объема

For multiplier coefficient 308

The number of suitable flowrates is 349

Выводы

Описанная в статье программа является удобным «ассистентом» эксплуатационного персонала при необходимости настройки модуля ФАПЧ для интерполяции импульсов в рамках существующей измерительной системы. Программа может подбирать семейство множителей ФАПЧ при заданном пользователем расходе поверки. Программа может подбирать множество допустимых расходов для каждого из множителей ФАПЧ в заданном пользователем диапазоне.

Литература

1. ISO 7278-3. Liquid hydrocarbons – Dynamic measurement – Proving systems for volumetric meters. – Part 3: Pulse interpolation techniques.
2. ГОСТ Р 8.1027–2023. Государственная система обеспечения единства измерений. Установки трубопоршневые. Методика поверки.
3. Дмитриев О.А. Применение фазовой автоподстройки частоты для увеличения разрешающей способности при контроле метрологических характеристик по компакт-пруверу // Автоматизация и информатизация ТЭК. – 2023. – № 8 (589).

Дмитриев Олег Анатольевич

Канд. техн. наук, доцент каф. электронной инженерии (ЭЛИ) Уфимского ун-та науки и технологий (УУНиТ) Эл. почта: dmitrievoa@uust.ru

УДК 004.9

А.С. Деревщиков, Д.А. Филиппов, В.В. Дунаевский

Краткий обзор популярных программ для обработки изображений, полученных с БПЛА

Рассматривается самое востребованное на рынке программное обеспечение, позволяющее обрабатывать изображения с беспилотных летательных аппаратов. Кратко описан основной функционал приложений, приведены изображения интерфейсов программ.

Ключевые слова: программное обеспечение, изображение, беспилотные летательные аппараты, ортофотоплан.

В наше время беспилотные летательные аппараты (БПЛА) стали неотъемлемой частью многих отраслей. Согласно глобальному исследованию DroneDeploy [1], в мире БПЛА чаще всего можно встретить в строительстве, горнодобывающей промышленности, сельском хозяйстве и геоарметке. Главная область их применения – это аэрофотосъемка и мониторинг.

Для того чтобы получать с БПЛА не просто изображения, а полезную информацию, используется специальное программное обеспечение (ПО), которое помогает правильно обработать фотографии и получить с них максимум сведений.

В данной статье рассмотрены самые популярные программы для обработки изображений с БПЛА.

ENVI OneButton [2] разработан компанией NV5 Geospatial Solutions [3] из США. Данное ПО автоматически сшивает полученные с БПЛА изображения в единую мозаику и проводит коррекцию по яркости и цвету. Приложение поддерживает сенсоры разных форматов, мультиспектральные изображения и любые камеры, от любительских до профессиональных. Помимо этого, ENVI OneButton имеет функцию генерации отчетов по проектам, которые содержат такую информацию, как свойства проекта, результаты, статистика, калибровка камеры и т.д. Интерфейс ПО представлен на рис. 1.

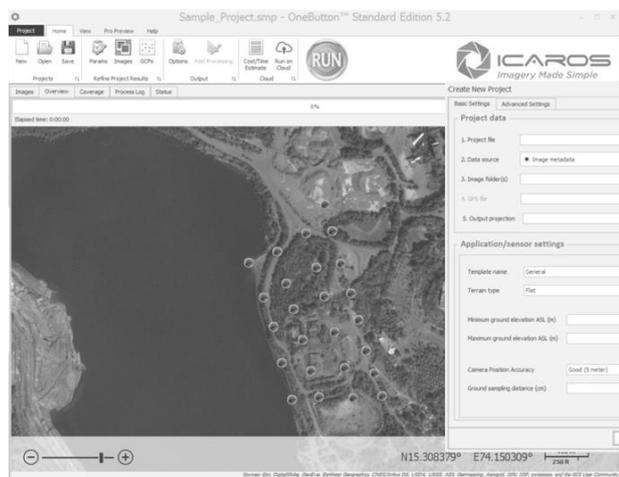


Рис. 1. Интерфейс программы ENVI OneButton

Компания Trimble [4], разрабатывающая системы определения местоположения по спутниковым сигналам и продвигающая приборы в геодезической

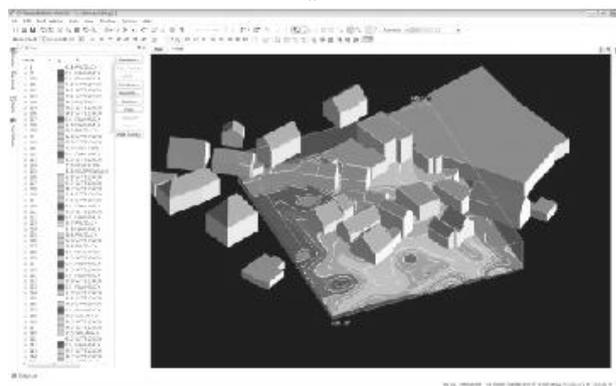
сфере, представляет на рынке две программы: Trimble UASMaster и Trimble Inpho.

Trimble UASMaster позволяет работать с БПЛА почти любых производителей. Основной её функционал – выделение моделей поверхности и рельефа земли, классификация и фильтрация. Простота и удобство интерфейса сочетаются с множеством продвинутых инструментов. К тому же UASMaster легко интегрируется в рабочие процессы сторонних программных продуктов.

Trimble Inpho отличается от UASMaster тем, что позволяет с большей точностью преобразовывать снимки в модели поверхностей. Это было достигнуто благодаря строгому математическому моделированию. Помимо изображений с БПЛА, Inpho может работать с космическими снимками. Интерфейс программ от Trimble представлен на рис. 2.



а



б

Рис. 2. Интерфейс программ:
а – Trimble UASMaster, б – Trimble Inpho

Швейцарская компания Pix4D [5], специализирующаяся на фотограмметрии, также имеет не-

сколько программ для работы с БПЛА, среди которых можно выделить Pix4Dmatic и Pix4DFields.

Pix4Dmatic предназначен специально для самых последних моделей БПЛА. ПО позволяет преобразовать изображения в точные облака точек и ортофотоплан.

Pix4DFields же специально предназначен для сельского хозяйства, о чём свидетельствует слово fields (поля) в названии ПО. Данное приложение позволяет строить карту сельскохозяйственных угодий, заниматься мониторингом хозяйств. Помимо этого, программа упрощает анализ состояния полей, используя большой набор сельскохозяйственных индексов. Интерфейс программ от Pix4D представлен на рис. 3.

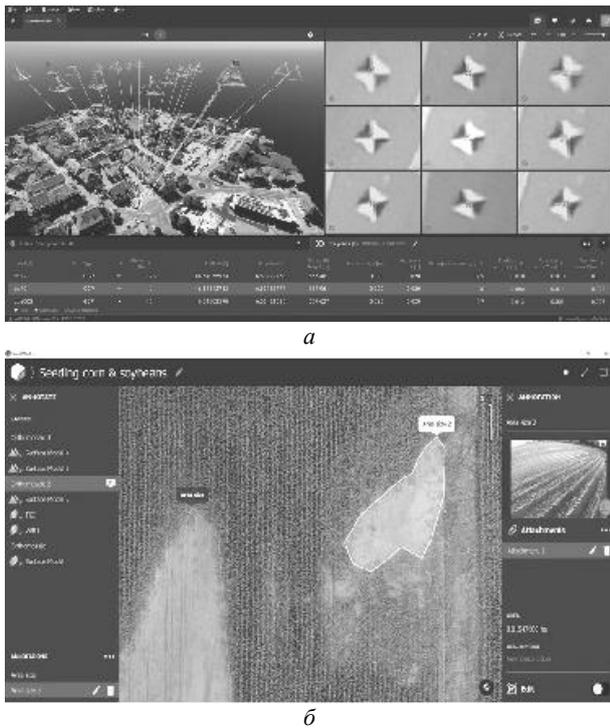


Рис. 3. Интерфейс программ:
а – Pix4Dmatic, б – Pix4DFields

Самой популярной отечественной разработкой в области обработки изображений с БПЛА является Agisoft Metashape [6] от компании Agisoft LLC, расположенной в Санкт-Петербурге. К функциям программы относятся построение ортофотоплана и объёмных моделей по изображениям. Главным преимуществом является отсутствие лимита на количество обрабатываемых изображений. В дальнейшем данные, полученные с помощью Metashape, можно интегрировать в геоинформационны [4].

В заключение хотелось бы отметить, что рынок программ для обработки изображений с беспилотных летательных аппаратов наполнен самыми разными программными обеспечениями. Они предлагают самые разнообразные функции и предназначены для разных сфер: сельскохозяйственной отрасли, геодезических работ, картографических и т.д.

Помимо этого, присутствуют и универсальные программы, способные выполнять весь спектр работ и подходящие почти для всех отраслей.

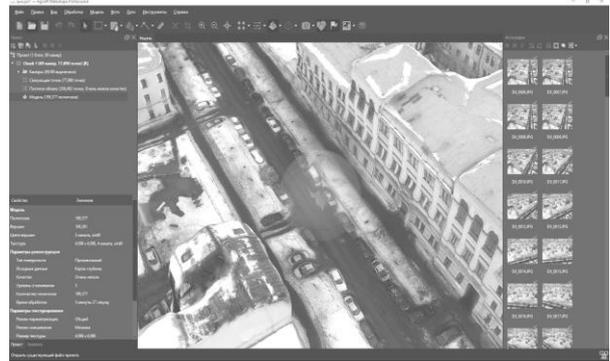


Рис. 4. Интерфейс ПО Agisoft Metashape

Литература

1. DroneDeploy State of the Drone Industry Report 2021. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://dronedeploy-www.cdn.prismic.io/dronedeploy-www/baee79b2-74a7-4e6d-b3aa-b523ea944fba_State+of+the+Drone+Market+2021+ebook+v4.pdf, свободный (дата обращения: 18.05.2024).
2. ENVI OneButton – новое решение для обработки данных с БПЛА [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://sovzond.ru/press-center/news/market/2946/>, свободный (дата обращения: 18.05.2024).
3. NV5 Geospatial Solutions – Wikipedia [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://en.wikipedia.org/wiki/NV5_Geospatial_Solutions, свободный (дата обращения: 18.05.2024).
4. Trimble Advanced Industry Solutions & Integrated Technology. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.trimble.com/en>, свободный (дата обращения: 18.05.2024).
5. Professional photogrammetry and drone mapping software | Pix4D [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.pix4d.com/>, свободный (дата обращения: 19.05.2024).
6. Agisoft Metashape [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.agisoft.com/ru/>, свободный (дата обращения: 19.05.2024).

Филиппов Даниил Андреевич

Студент магистратуры каф.автоматизированных систем управления (АСУ) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: danil.filippov2018@gmail.com

Деревщиков Александр Сергеевич

Студент магистратуры каф. АСУ ТУСУРа
Эл. почта: sasha@dsmts.ru

Дунаевский Виталий Владимирович

Студент магистратуры каф. АСУ ТУСУРа
Эл. почта: v.dunaevskiy01@mail.ru

И.С. Федорцов, А.Е. Тихонов, Е.А. Прец, Д.А. Ермаков

EasyReport – веб-сервис для оформления учебных документов

Представлена разработка веб-сервиса под названием EasyReport для студентов ТУСУРа, позволяющего оптимизированно форматировать отчётные учебные документы в соответствии ГОСТам.

Ключевые слова: веб-сервис, оформление документации, учебные документы, EasyReport.

Современная образовательная система требует от студентов огромно количества различных документов, которые требуют значительных временных затрат на их подготовку. Множество учебных документов, таких как отчёты по лабораторным работам, курсовые проекты, дипломные работы и пр. имеют свои форматы, стили и зачастую собственный ГОСТ [1].

Хочется отметить, что для студента время – бесценный ресурс, который необходимо правильно распределить и экономить. На выполнение качественных работ необходимо немало усилий, да и студент не всегда может выделить достаточно времени, и бывает так, что некачественная работа добирается до рук преподавателя, который также тратит свои силы на проверку данных работ, которые в итоге отправляются на многочисленные доработки.

О схеме работы веб-сервиса подробно было рассказано в [2].

Проект претерпел многочисленные изменения по сравнению с версией, описанной в предыдущей статье. Изменения касаются не только визуальных и функциональных частей, но и стека технологий. Окончательным выбором для разработки веб-сервиса было принято решение использовать языки программирования TypeScript, JavaScript, Vue, CSS и HTML. Для работы с базами данных и системы входа была выбрана платформа SupaBase [3].

В нынешней версии проект может выделяться на фоне конкурентов несколькими предустановленными визуальными темами, выбор которых представлен на рис. 1.

Изменение визуальной части не ограничивается предустановленными цветовыми темами, редактор также поддерживает возможность создания собственного фона и оформления путём загрузки изображения в соответствующей панели, представленной на рис. 2.

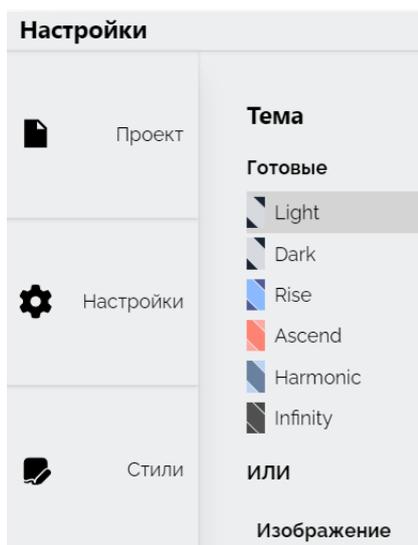


Рис. 1. Выбор цветовой темы редактора

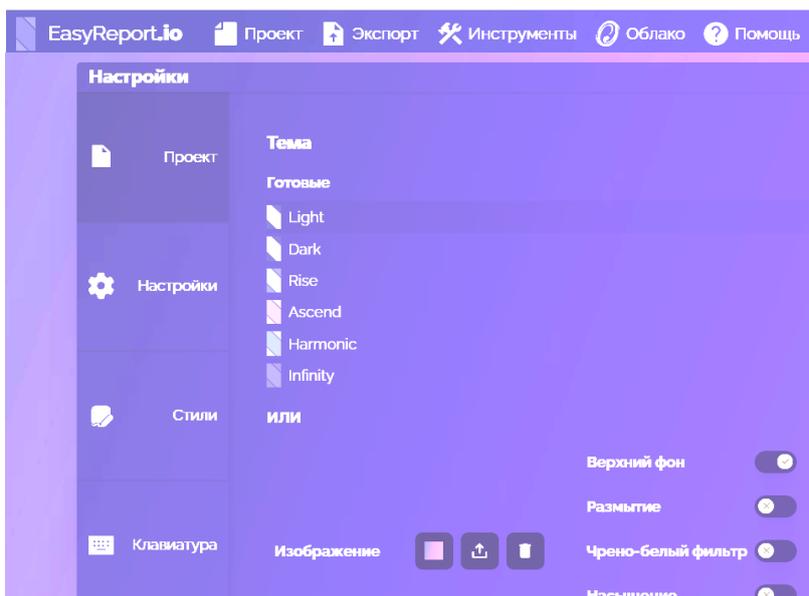


Рис. 2. Загрузка собственных фонов редактора

Сам же редактор в светлой предустановленной теме выглядит так, как показано на рис. 3.

Данное нововведение было сделано для того, чтобы каждый пользователь смог настроить рабочую область сервиса в соответствии со своими предпочтениями.

Начальная страница представляет собой сам текстовый редактор, в котором есть возможность изменения типа стиля текста, а также импортирования и экспортирования файлов в требуемых форматах.

Теперь хотелось бы рассказать подробнее о разработанных функциях веб-сервиса.

Первое, что хотелось бы выделить, это меню параметров проекта, где пользователь может создавать и сохранять свои работы там, где ему удобно, будь то облако, архив нашего проекта или локальные директории его устройства. Данное меню представлено на рис. 4.

В данном меню можно создать новый проект, сохранить его, а также просмотреть его статистику

(количество символов, слов и пр.). Пример окна статистики представлен на рис. 5.

В данном окне представлена статистика следующего текста: «Пример статистики для международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления» (МНПК ЭСиСУ–2024)».

Можно отметить такие пункты, как количество символов, слов, букв, самое длинное/короткое слово и прочие параметры анализа текста.

Следующее, о чем хотелось бы рассказать, это непосредственно редактирование текста, окно редактирования стилей представлено на рис. 6.

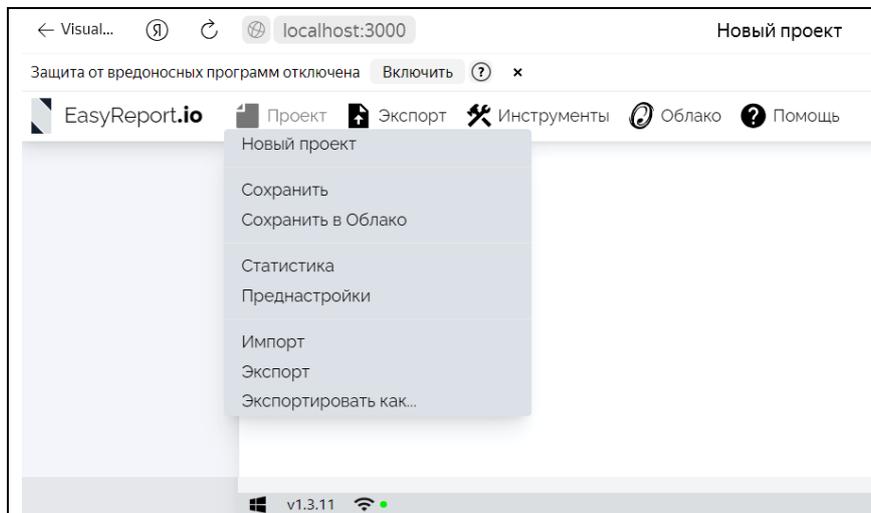


Рис. 3. Вид редактора в светлой теме

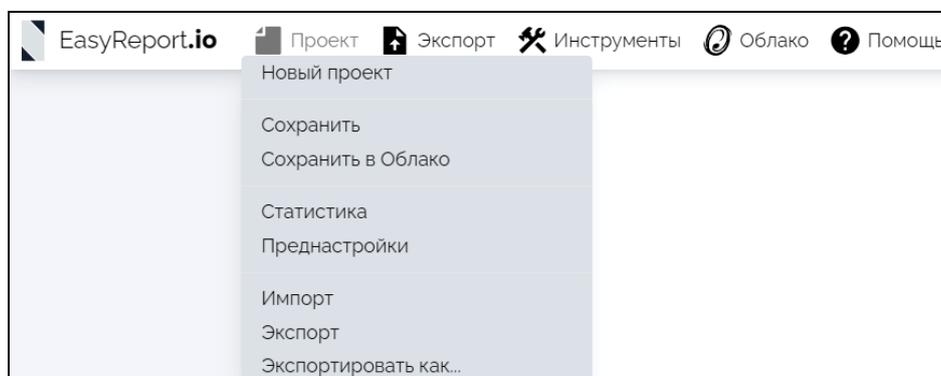


Рис. 4. Меню параметров проекта

Статистика		X
Глобальные		
Символы		129
Буквы		117
Слова		13
Предложения		0
Абзацы		1
Заголовки		0
Фиксированные элементы		0
Повторяющиеся слова <small>Пример статистики для Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления» (МНПК ЭСиСУ-2024)</small>		
Минимальное количество символов < 7 >		
статистики	международной	научнопрактической
1	1	1
конференции	электронные	
1	1	
средства		1
управления		1
эсису2024		1

Рис. 5. Окно статистики текста

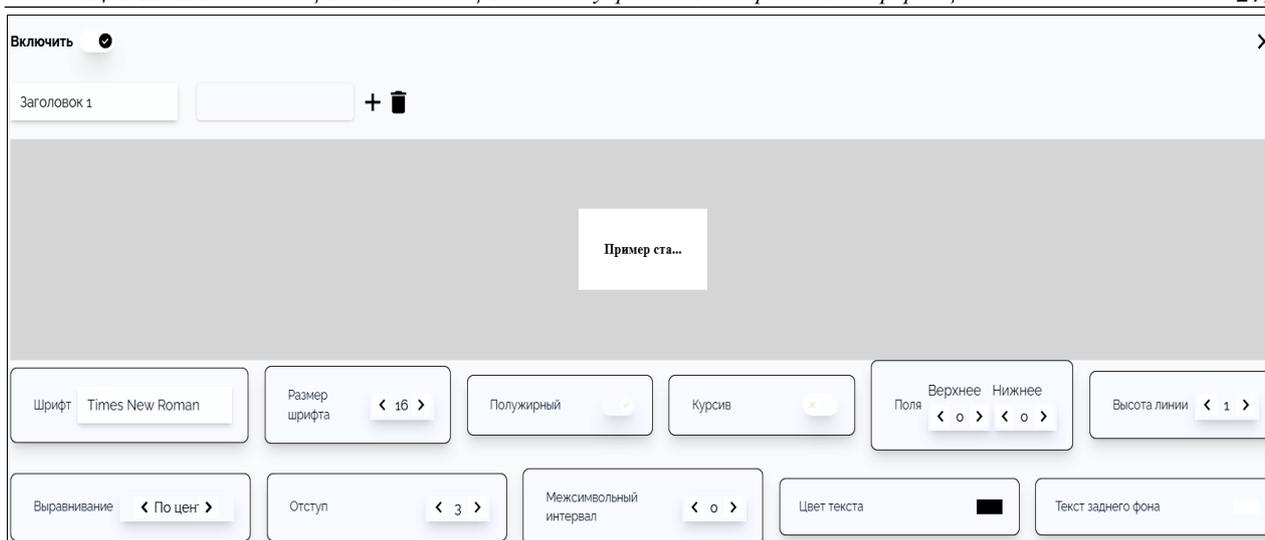


Рис. 6. Окно выбора и редактирования стилей

В разделе «Стили» расположено главное наше отличие от аналогов, так как имеется возможность настроить свой стиль текста либо выбрать из заранее созданных.

Под стилями подразумеваются такие параметры, как курсив, жирность текста, отступы, размер шрифта, его семейство и пр.

Текст при написании в редакторе разбивается на блоки, разбитие текста происходит с помощью двойного нажатия клавиши Enter. И каждый стиль блока можно будет изменить в данном окне. В зависимости от типа работы у пользователя будут добавлены готовые стили для каждого пункта текста, будь то основной текст, оглавление или заголовок рисунка.

Например, пользователь пишет отчет, написал текст и считает, что это должно быть оглавлением, нажав два раза клавишу Enter, он отделил блок оглавления от блока основного текста и начал его писать, не думая о шрифте, колонтитуле, межстрочном интервале, отступе и пр. В процессе написания текста или окончания работы над ним пользователю для стилизации документа всего лишь будет необходимо нажать на иконку карандаша, представленного рис. 7, слева от нужного блока, и затем выбрать заранее прописанный стиль.

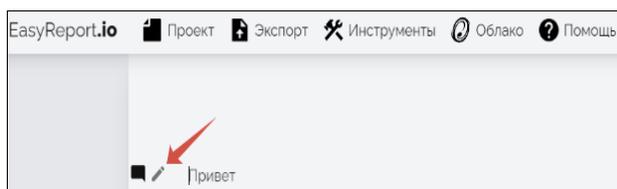


Рис. 7. Карандаш стилизации текста

Выбираемый стиль (заголовок, основной текст, подпись рисунка) распространяется на текст до тех пор, пока не встретит другой блок текста.

Поэтому пользователю не требуется вручную изменять стиль каждого абзаца (блока), а всего лишь ставить стиль там, где это необходимо.

После написания текста, применения стилей на определённые блоки необходимо экспортировать текст в необходимом для вас формате. В итоге из простого набора текста без лишних проблем с оформлением вы получите при экспорте грамотно оформленный по ГОСТу документ.

В редакторе предусмотрена возможность добавления комментариев через соответствующий знак сообщения слева от карандаша, это сделано для того, чтобы пользователь мог оставлять себе пометки о том, что ему требуется дописать или переписать в том или ином разделе текста.

Основным преимуществом этого веб-сервиса является его доступность – студенты могут работать с ним в любом месте через интернет-браузер.

Интерфейс программы прост и интуитивно понятен, что позволяет быстро освоить её и начать создание учебных документов.

Веб-сервис предоставляет пользователю гибкий и удобный функционал для работы с документами.

Функционал веб-сервиса включает в себя создание новых документов с возможностью установки дедлайнов и автоматическим сохранением, доступом к архиву, облаку, а также редактирование с оптимизированным применением стилевых шаблонов и встроенные проверки орфографии и оригинальности текста.

Главное отличие данного сервиса от существующих аналогов – это наличие готовых шаблонов в одном месте для различных типов работ: курсовых, докладов на конференции, дипломных и других проектов, а также метод работы с текстом. В EasyReport студенты и преподаватели смогут писать текст, задумываясь не о том, правильный ли стиль применил к тому или иному предложению, а о том, какие блоки текста у него есть.

В данной работе была поставлена задача в общих чертах продемонстрировать работу команды ГПО АСУ-2204 над проектом. Работа над проектом активно продолжается: вносятся правки, расширяются возможности сервиса, в том числе прорабатывается функция совместной работы.

Правда, в данный момент времени сервис находится на локальном хосте, в ближайшее время планируется поставить сервер и вынести проект на обзор пользователей для получения обратной связи.

В итоге разработка веб-сервиса для быстрого оформления учебной документации имеет высокий потенциал для применения и пользу на рынке.

Литература

1. ОС ТУСУР 01–2021. Работы студенческие по направлениям подготовки и специальностям технического профиля [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [https://regulations.tusur.ru/storage/150499/ОС_ТУСУР_01-2021_\(согласовано\).pdf?1642386839](https://regulations.tusur.ru/storage/150499/ОС_ТУСУР_01-2021_(согласовано).pdf?1642386839), свободный (дата обращения: 12.09.2024).

2. Разработка веб-сервиса для оформления учебных документов / И.С. Федорцов, А.Е. Тихонов, Д.А. Ермаков, Е.И. Бадьин, М.М. Боровиков, Е.А. Прец, В.А. Забавнова // Электронные средства и системы управления: матер. докладов XIX Междунар. науч.-практ. конф. (15–17 ноября 2023 г.): в 2 ч. – Ч. 2. – Томск: В-Спектр (ИП Бочкарева В.М.), 2023. – С. 76–78.

3. Microsoft Edge [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://learn.microsoft.com/ru-ru/microsoft-edge/web-platform/web-platform> (дата обращения: 12.09.2024).

Федорцов Иван Сергеевич

Студент каф. автоматизированных систем управления (АСУ) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: isfedortsov@gmail.com

Тихонов Артем Евгеньевич

Студент каф. АСУ ТУСУРа
Эл. почта: devilartimus6@gmail.com

Прец Екатерина Андреевна

Студент каф. АСУ ТУСУРа
Эл. почта: eprets@yandex.ru

Ермаков Данил Андреевич

Студент каф. АСУ ТУСУРа
Эл. почта: danil-ermakov-03@mail.ru

УДК 004.046

А.А. Маковеев, М.И. Сафонов, А.Г. Ковалёв, К.А. Федченко

Парсинг – искусство извлечения данных

Рассматривается разработка системы для агрегации наиболее выгодных предложений по закупке автозапчастей. На данном этапе было проведено проектирование и создание концепта будущей системы.

Ключевые слова: парсинг, Python, html, javascript, js, vue.js, postgresql, request, re, bs4, beautifulsoup, useragent.

Актуальность нашей темы заключается не только в контексте получения студентами знаний о потребностях и спросе потребителей, но также и в обеспечении эффективного выбора автозапчастей с учётом рыночных требований. Это проект, который может значительно упростить процесс закупки автозапчастей, обеспечивая пользователям доступ к выгодным предложениям и повышая эффективность процесса закупок.

Наш проект – система агрегации выгодных предложений по закупке автозапчастей – основан на парсинге, поскольку он подразумевает сбор необходимых данных с других сайтов с автозапчастями. Эти данные будут собираться и храниться в виде структуры в базе данных. Затем при обращении пользователя через сайт в соответствии с введёнными им данными на выходе он получит список цен на интересующую его деталь через удобный и приятный глазу интерфейс сайта.

Парсинг – это автоматизированный сбор и построение информации в структуру с сайтов при помощи программы или некоторого сервиса. Эта программа называется парсер, и её задача – сбор информации в соответствии с заданными параметрами [1].

В нашем случае парсинг используется для того, чтобы собрать основные данные о запчастях и её актуальные цены на крупнейших площадках, специализирующихся на этом. Как следствие, пользователь сразу получает минимальную цену на желаемую им запчасть вместо того, чтобы мониторить множество сайтов и искать выгодное предложение вручную, что экономит для него много времени.

Однако парсинг имеет ряд сложностей, с которыми мы столкнёмся во время реализации проекта.

Перегрузка целевого сайта

При использовании парсинга активность целевого сайта неизбежно возрастает. Парсинг имитирует действия обычного пользователя, так как каждый запрос заставляет сервер выдавать страницу с нужными вложениями. Однако плохо настроенные парсеры могут отправлять слишком много запросов за короткий промежуток времени. Если скрипт работает слишком быстро, это создает значительную нагрузку на сервер, что может привести к его сбою и сделать сайт недоступным. Такое явление также известно как DoS-атака (отказ в обслуживании). В результате сайт становится недоступным для других пользователей. Чтобы избежать подобных ситуаций, владельцы сайтов отслеживают трафик и контролируют работоспособность своих ресурсов. В случае

возникновения таких проблем внедряется специальное программное обеспечение, которое идентифицирует автоматические скрипты и применяет защитные меры.

Правила robots.txt

Владельцы большинства сайтов электронной коммерции и других высоконагруженных ресурсов осознают, что парсинг является вполне допустимой практикой. Поисковые системы также применяют технологии парсинга для формирования результатов поиска. Обычным методом взаимодействия с роботами поисковых систем является использование файла robots.txt, который представляет собой стандарт исключений для роботов. В этом текстовом файле содержатся указания для поисковых ботов, включая правила по частоте запросов и ограничения на доступ к определённым страницам. Для того чтобы прочитать политику сайта на счёт роботов, необходимо ввести протокол (<https://>), доменное имя сайта (tusur.ru/) и robots.txt, например: <https://tusur.ru/robots.txt>.

Законодательство

Парсинг нередко воспринимается как «серый» метод программирования из-за возможных последствий его применения. Важно учитывать множество факторов. Сбор данных из открытых источников сам по себе не запрещен законом – программы лишь автоматизируют действия, которые маркетолог мог бы выполнить вручную. Право на поиск общедоступной информации и её использование по своему усмотрению закреплено в ст. 29 Конституции РФ и ст. 7 – Закона об информации. Однако при этом важно соблюдать требования законодательства, и здесь начинают действовать другие правовые нормы:

- Если с помощью парсинга вы полностью копируете данные с сайтов конкурентов на свой ресурс, это может повлечь за собой нарушение интеллектуальных прав.

- Статья 272 Уголовного кодекса РФ предусматривает ответственность за «неправомерный доступ к охраняемой законом информации». Это включает персональные данные и коммерческую тайну. К примеру, запрещено парсить списки клиентов, защищённые от несанкционированного доступа, или собирать адреса электронной почты для дальнейшей рассылки.

Согласно поправкам 2021 г. к Закону о персональных данных, для сбора и использования даже общедоступных персональных данных необходимо получить согласие пользователя. Строго говоря,

один из популярных способов использования парсеров – сбор данных пользователей для таргетированной рекламы – также является незаконным.

Недооценённость сложности парсинга

Эффективный парсинг веб-сайтов требует глубокого понимания программирования и веб-технологий, высокого уровня навыков разработки и тестирования программных решений, а также значительных серверных и сетевых ресурсов для выполнения парсинга и поддержания необходимой инфраструктуры.

В процессе реализации нашего проекта мы, вероятно, столкнёмся со следующими проблемами: если сайт распознаёт действия пользователя как автоматизированные, может появиться капча. Кроме того, задача усложняется, когда данные поступают с разных источников одновременно и должны быть объединены в один файл, так как каждый сайт уникален и требует индивидуального подхода к парсингу [2].



Рис. 1. DFD-диаграмма

Далее эти данные передаются в модуль управления, который вызывает vin-декодер (рис. 2) или же сразу модуль поиска и обработки и передаёт ему данные пользователя, а также выступает как инструмент для балансировки нагрузки между запросами. Модуль поиска и обработки, в свою очередь, производит автоматизированный сбор и структури-

рование информации с сайтов при помощи обработки полученных данных по запросу. Результат его работы записывается в модуль информационной системы. Затем выходные данные выводятся пользователю в обратном порядке через пользовательский интерфейс (рис. 3–5).

Для решения выделенных нами проблем мы предпримем следующие действия:

- Программно ограничим количество запросов данных парсером за единицу времени, чтобы не создавать высокую нагрузку на сайт.
- Внимательно изучим файл robots.txt, чтобы не нарушать правила сайта по отношению к роботам и не получить за это бан на сайте.
- Будем придерживаться законодательства на счёт парсинга.
- Подробно разберёмся в теме парсинга и получим как можно больше знаний в этой сфере для того, чтобы наш парсер был работоспособен и эффективен.

На рис. 1 представлена DFD-диаграмма. На ней мы видим основные модули программы. Изначально пользователь через пользовательский интерфейс передаёт вводные данные для дальнейшей работы программы (vin-номер автомобиля либо ручное заполнение необходимых данных, номер детали либо её наименование).

```

Введите VIN-номер автомобиля: SUXCR6C04LLL75103
200
Наименование завода: BMW MANUFACTURER CORPORATION / BMW NORTH AMERICA
Страна производства: UNITED STATES (USA)
Город производства: GREER
Рынок назначения: None
Марка: BMW
Модель: X5
Серия: None
Trim: xDrive40i
Год выпуска: 2020
Тип автомобиля: MULTIPURPOSE PASSENGER VEHICLE (MPV)
Тип кузова: Sport Utility Vehicle (SUV)/Multi-Purpose Vehicle (MPV)
Положение руля: Left-Hand Drive (LHD)
Привод: AWD/All-Wheel Drive
Тип КПП: Automatic
Кол-во передач КПП: 8
Модель двигателя: None
Объём двигателя (л): 3
Мощность двигателя (л.с.): 335
Количество цилиндров: 6
Тип топлива: Gasoline
Другая информация о двигателе: None
    
```

Рис. 2. Демонстрация работы vin-декодера

```

gpropoj=# SELECT * from employee Where gender='Male' AND date_of_birth BETWEEN '2023-09-29' and '2024-04-05' and country_of_birth='Russia';
id | first_name | last_name | email | gender | date_of_birth | country_of_birth
-----+-----+-----+-----+-----+-----+-----
 98 | Vinnie | Prudhan | vprudhan2p@g.co | Male | 2024-04-04 | Russia
 293 | Allyn | Pinnegar | apinnegar84@spiegel.de | Male | 2024-02-12 | Russia
 372 | Chaddie | Birbeck | cbirbeckab@china.com.cn | Male | 2024-02-17 | Russia
 480 | Hurleigh | Garbert | hgarbertdb@trellian.com | Male | 2024-03-06 | Russia
 550 | Valle | Picot | vpicotf9@whitehouse.gov | Male | 2023-10-18 | Russia
 691 | Harman | Rickert | hrickertj6@sciencedaily.com | Male | 2024-02-01 | Russia
 830 | Sandor | Duggleby | sdugglebyn1@abc.net.au | Male | 2023-11-30 | Russia
 999 | Adrian | Havvock | ahavvockrq@china.com.cn | Male | 2024-03-19 | Russia
(8 rows)

gpropoj=#
    
```

Рис. 3. Обучение работе с базой данных PostgreSQL

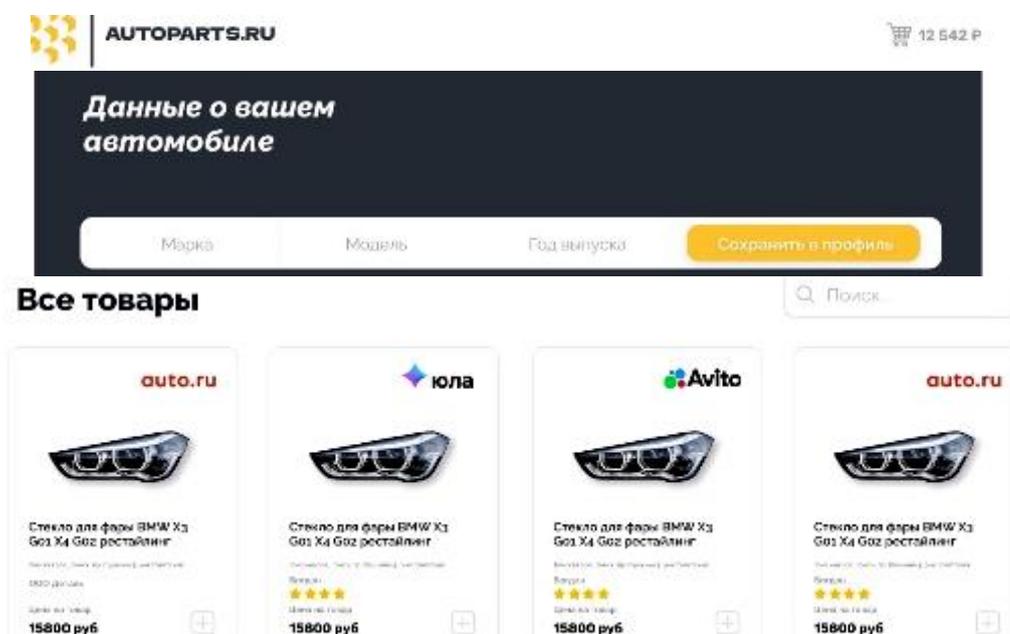


Рис. 4. Дизайн главной страницы

AUTOPARTS.RU 🛒 12 542 P

🔍 **Стекло для фары BMW X3 G01 X4 G02 рестайлинг**

Цена на товар
15800 руб +

Продавец: ООО Деталь (123456)

[Перейти к объявлению](#)

Расположение
Томская обл., Томск, пр. Пушкина 5, р-н Советский

Описание
Стекла фар BMW 5r F07 Grand Turismo левая правая
НОВЫЕ СТЕКЛА ФАР для БМВ 5 серия F07 Гранд Туризмо (2010-н.в)
Цена указана за штуку

🔥 ВЫСОКОЕ КАЧЕСТВО СТЕКОЛ ФАР
· Стекла покрыты защитным слоем лака снаружи и изнутри
· Полное соответствие размерам оригинальных стекол
· Все стекла проверяются на наличие царапин / дефектов

🔥 УСТАНОВКА В НАШЕМ СЕРВИСЕ СО СКИДКОЙ
· Бесплатная регулировка фар при замене стекол фар
· Гарантия от 1 года на все виды работ

🇷🇺 РАБОТАЕМ ПО ВСЕЙ РОССИИ
· Отправка в регионы транспортными компаниями
· Стекла отправляются в коробке и пузырчатой пленке

📍 Наш адрес: г. Москва, проезд Одоевского, 2А.
🕒 Режим работы пн-сб с 9.00 до 18.00
🔍 Вы можете найти наш сайт по запросу AUTO108
📞 Звоните! Наши специалисты проконсультируют вас!

Рис. 5. Дизайн страницы с товаром

Заключение

Разработка системы агрегации выгодных предложений по покупке автозапчастей с использованием парсинга представляет собой важное направление в области автоматизации процессов поиска и обработки информации. Наш проект не только оптимизирует процесс закупки для пользователей, но и учитывает правовые и технические аспекты парсинга, обеспечивая его корректное и безопасное использование. Мы стремимся создать удобный и надёжный инструмент, который повысит эффективность взаимодействия с рынком автозапчастей, экономя время и ресурсы конечных потребителей. Также наша идея не имеет бесплатных аналогов, поэтому мы считаем её актуальной и важной. На текущий момент проект находится на стадии разработки, в активной работе модуль парсинга, поскольку это самая сложная и объёмная часть проекта. На рис. 2–5 продемонстрированы наработки по разным модулям проекта.

Литература

1. Парсинг: что это такое [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://roistat.com/rublog/parsing/> (дата обращения: 19.09.2024).
2. Дмитрий Воронин. 10 частых проблем парсинга сайтов [Электронный ресурс]. – Режим доступа:

<https://www.parsic.ru/post/10-chastyh-problem-parsinga-sajtov.html> (дата обращения: 19.09.2024).

Маковеев Артём Александрович

Студент каф. АСУ ТУСУРа
(отв. за backend-составляющую проекта – реализация vin-декодера, модуля парсинга)
Эл. почта: makoveeva04@gmail.com

Сафонов Максим Игоревич

Студент каф. АСУ ТУСУРа
(отв. за backend-составляющую проекта – разработка модуля парсинга)
Эл. почта: vertex.tusur@gmail.com

Ковалёв Алексей Геннадьевич

Студент каф. АСУ ТУСУРа
(отв. за реализацию базы данных для хранения полученных данных)
Эл. почта: Dogekovalev@gmail.com

Федченко Кирилл Андреевич

Студент каф. АСУ ТУСУРа
(отв. за frontend часть проекта)
Эл. почта: kirillfed70@gmail.com

В.Е. Бажинов, А.М. Фролов

Визуализация изменения состояния водных объектов земной поверхности по спутниковым снимкам

Описывается процесс разработки модульной системы мониторинга водных объектов с непосредственным использованием данных расчёта водного индекса NDWI к многоспектральным спутниковым снимкам. Рассмотрены основные принципы работы модулей системы для получения информации об изменении состояния наблюдаемых водоёмов с течением времени.

Ключевые слова: спутниковые снимки, водные объекты, водные индексы, мониторинг.

В 2024 г. на территории России было зафиксировано несколько случаев паводков или наводнений. К примерам можно отнести одно из крупнейших наводнений в Оренбургской области, а также подтопление домов вблизи Томска в результате ледового затора минувшей весной. В отслеживании последствий природных явлений в гидросфере, а также мониторинге состояния используемых человеком водных объектов могут помочь аппараты дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ). В частности, в ДЗЗ долгое время используется водный индекс NDWI (Normalized Difference Water Index). Этот индекс рассчитывается по значениям многоспектральных спутниковых снимков, в частности, на основе данных зелёного и ближнего инфракрасного каналов. Индекс применяется для определения и мониторинга изменений содержания поверхностных вод [1].

Значения этого индекса колеблются в диапазоне от -1 до 1 , при этом объекты, не содержащие влагу, принимают значения меньше 0 . Значения выше $0,15$ характерны для водных объектов.

Главным достоинством использования NDWI является способность определить водоемы на спутниковом снимке. Недостатком использования данного индекса является его большая чувствительность к плотно застроенным районам, что может привести к ошибкам при расчете NDWI [2]. С этой точки зрения выбранный индекс уступает его модифицированной версии – MNDWI (Modified Normalized Difference Water Index). Но здесь стоит отметить, что вне городской местности значения MNDWI обладают меньшей степенью контрастности, размывая таким образом границу разделения объектов на снимке. Учитывая площадь территории России и на данный момент существенное преобладание природного ландшафта над застройками, использование традиционного NDWI показывает себя более подходящим.

Разрабатываемая система мониторинга обладает модульной структурой и включает в себя 5 последовательных этапов: загрузка файлов с изображениями, распаковка, построение и обработка индексов, интерполяция недостающих значений, визуализация изменений. Модули написаны на языке Python.

Для работы были выбраны данные аппарата MODIS. Аппарат проводит съёмку в синусоидальной плиточной сетке и предоставляет данные каждый день в виде hdf-файлов.

Методика обработки изображений

1. Модуль загрузки использует библиотеку `rumodis` для подключения к FTP-серверу NASA. Для загрузки необходимо указать координаты квадрата местности, название интересующего продукта и временной период, за который нужно загрузить данные. Все необходимые спектральные изображения, а также файлы с технической информацией содержатся в продукте MOD09GA.061. Написанный модуль позволяет загрузить данные спутника за несколько лет для проведения анализа изменения поведения водоёмов с течением времени.

2. Модуль распаковки вынесен отдельно для возможного дополнения источника данных в перспективе, так как точность аппарата MODIS не слишком высокая – 250 м на 1 пиксель изображения. В описании файла с данными содержится информация о всех спектральных слоях изображения [3]. С помощью библиотеки для работы с географическими данными `gdal` извлекается список всего содержимого hdf-файла. Зная номера необходимых для работы слоёв, модуль частично распаковывает файл, не затрагивая остальное содержимое. Нужными данными являются слои в зелёном и инфракрасном спектрах, а также битовая маска изображения, по которой в дальнейшем фильтруются облака, битые пиксели и т.д. Данные размещаются в общем хранилище, при этом для каждого дня создаётся свой каталог.

3. Модуль построения и обработки индексов считывает значения спектральных изображений в отдельные массивы – для зелёного и инфракрасного изображений, а затем рассчитывает значение индекса по формуле

$$NDWI = (R_{GREEN} - R_{NIR}) / (R_{GREEN} + R_{NIR}).$$

Когда данные NDWI были рассчитаны, модуль подгружает файл с битовой маской изображения. Согласно описанию файла, первые два бита значения пикселя могут иметь значения от 0 до 3 и определяют, занят ли пиксель облаком, или частично занят облаком, или же информация повреждена [3]. Данные маски также представляются в программе в виде массива пикселей. Файл обладает разрешением в 2 раза меньше, чем изображение с NDWI, поэтому перед обработкой он масштабируется до нужного размера. Далее все значения массива логически умножаются на 3 . В результате получается облачная

маска, в которой достаточно легко можно определить непосредственно облака, облачную дымку, а также повреждённые данные – все объекты имеют свою проекцию на изображение в виде соответствующих значений пикселя.

4. Модуль интерполяции строит битовую маску пустот на изображении – на местах отфильтрованных пикселей. Затем загружаются изображения с NDWI для предыдущего и следующего дней. На эти снимки накладывается маска пустот исходного изображения, после чего для каждого пикселя маски вычисляется недостающее значение NDWI методом скользящего среднего. Посчитанные таким образом значения записываются в исходный файл. Если после такой операции остались ещё пустые пиксели, то цикл повторится, но модуль загрузит изображения уже на два дня раньше и позже соответственно.

5. Модуль визуализации изменений включает в себя два способа.

Первый способ визуализации отображает изменения показателя индекса для одной конкретной точки на изображении за определённую пользователем дату. Для этого модуль открывает все изображения, попадающие во временной период, и создаёт массив из значений индекса в указанной координате на этих изображениях. Затем остаётся построить соответствующую диаграмму. На рис. 1 показана динамика изменения водного индекса в точке, соответствующей небольшому озеру, с 28 марта по 5 октября 2023 г. По оси X расположены дни в указанном промежутке. По значениям можно увидеть, как индекс с минимальной околонулевой отметки достигает максимального значения примерно на второй месяц с момента проведения анализа. Данное изменение соответствует естественному процессу таяния льда в водоёме, а следовательно, изменению его состава, что, в конечном итоге, даёт нам такие значения индекса.

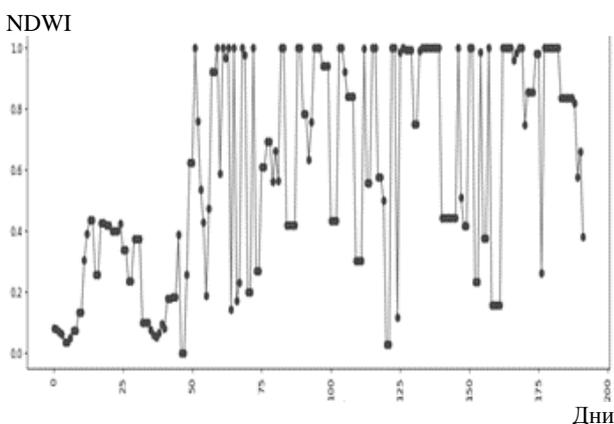


Рис. 1. Динамика изменения водного индекса для пикселя

Погрешности (скачки) на изображении вызваны относительно небольшой точностью алгоритма интерполяции и использованием не всей части облачной маски. При фильтрации была сохранена облачная дымка, так как в теории существует возможность устранить её искажающий эффект в дальнейшей разработке (умножив значение индекса в точке

дымки на динамически определённую константу). Также на показатель индекса влияет такой фактор, как цветение воды. Для определения его влияния в дальнейшем будет применён также вегетационный индекс NDVI.

Второй способ отображает динамику изменения NDWI в целом для исследуемого района, чтобы определить тенденцию изменения его водоёмов. Для этого необходима информация о количестве пикселей изображения, где показатель водного индекса больше 0,15. Каждое изображение за выбранный период открывается, подсчитывается количество подходящих пикселей и записывается в один общий массив. Для оптимизации дальнейших исследований данные о количестве таких пикселей после первого подсчёта сохраняются в отдельный файл.

Для определения тенденции изменения водных объектов по данным сформированного массива строится аппроксимирующий полином третьей степени. После этого полученный полином вместе с первоначальными данными массива выводится на экран: пример динамики на рис. 1, а также аппроксимирующие полиномы – на рис. 2 и 3 соответственно. Сопоставив даты проведения анализа с естественными процессами, происходящими на водоёмах в течение выбранного периода, а также принимая во внимание получившийся полином, можно сделать предварительный вывод о том, что значения соответствуют процессам подъёма уровня воды в водоёмах во время схода льда, его постепенному спаду в летний период и началу подъёма к середине осени.

Количество пикселей NDWI

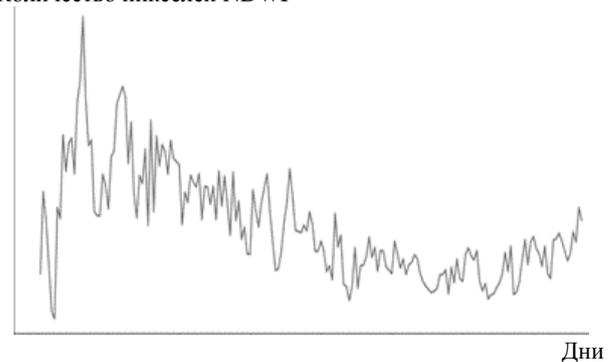


Рис. 2. Динамика общего количества водных пикселей на снимках

Количество пикселей NDWI

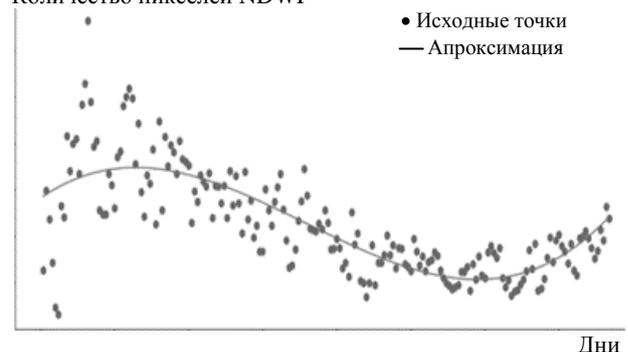


Рис. 3. Аппроксимирующий полином для собранных значений

Заключение

Тема мониторинга водных объектов с использованием ДЗЗ известна и актуальна уже много лет. Текущая разработка предполагает практическое использование накопленных исследований в области применения водных индексов и создание рабочего прототипа системы.

В статье описаны процессы работы модулей загрузки, обработки, интерполяции, визуализации изменения значений NDWI и количества водных пикселей на местности, исходя из спутниковых снимков аппарата MODIS.

Разрабатываемая система мониторинга предполагает развёртывание на сервере с возможностью удалённого подключения, выбора определённой области на карте и просмотра соответствующих изменений водоёмов. Загрузка, обработка и анализ данных за последние несколько лет могут позволить определить многолетнюю тенденцию изменений водоёмов и в дальнейшем отслеживать водные объекты либо последствия водных явлений в реальном времени.

Литература

1. Комарова А.Ф. Открытые мультиспектральные данные и основные методы дистанционного зондирования в изучении растительного покрова / А.Ф. Комарова, И.В. Журавлева, В.М. Яблоков // Принципы экологии. – 2016. – № 1. – С. 40–47.
2. Виды водных индексов / Иннотер [Электронный ресурс]: геопространственное агентство. – URL: <https://innoter.com/articles/vidy-vodnykh-indeksov-i-ikh-primenenie/> (дата обращения: 03.09.2024).
3. MOD09GA.061 Terra Surface Reflectance Daily Global 1km and 500m / Google for developers [Электронный ресурс]: описание продукта MODIS https://developers.google.com/earth-engine/datasets/catalog/MODIS_061_MOD09GA#bands (дата обращения: 05.09.2024).

Бажинов Владимир Евгеньевич

Студент каф. АСУ Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: v-bazhinov@mail.ru

Фролов Андрей Михайлович

Студент каф. АСУ ТУСУРа
Эл. почта: anfrolini@gmail.com

М.Ю. Переселяк, С.А. Гайворонский, И.В. Хожаев

Синтез робастного ПИД-регулятора системы обезвешивания с интервальными параметрами и аффинной неопределенностью коэффициентов характеристического полинома

Рассмотрен параметрический синтез линейного ПИД-регулятора системы обезвешивания с интервальными параметрами и аффинной неопределенностью коэффициентов характеристического полинома. Решена задача обеспечения в системе с детерминированной неопределенностью параметров апериодического переходного процесса заданной длительности.

Ключевые слова: интервальные параметры, аффинная неопределенность, характеристический полином, линейная система, модальный синтез, параметрический синтез, ПИД-регулятор, апериодический переходный процесс.

Системы обезвешивания используются для компенсации сил и моментов сил, вызванных действием силы тяжести в механических конструкциях. Используются такие системы, в частности, в космической отрасли для проведения наземных испытаний трансформируемых конструкций космических аппаратов, в медицине, где использование таких систем позволяет компенсировать вес пациентов с проблемами опорно-двигательного аппарата или в крановых системах, которые применяются на машиностроительных предприятиях [1].

В системах обезвешивания могут изменяться масса груза и длина троса, на котором он подвешен. При этом координата положения уравновешиваемого груза должна меняться плавно. Достичь этой плавности позволяет апериодический переходный процесс в системе с заданной длительностью. Исходя из этого, установим к рассматриваемой в данной работе системе следующие требования: тип переходного процесса в ней – апериодический, его длительность – 7–10 с, интервальные параметры объекта зададим следующими диапазонами: масса груза $m = [50; 500]$ кг, длина троса $l = [50; 100]$ м. Важно отметить, что качество системы не должно зависеть от значений изменяющихся в ней параметров. Значит, необходимо провести синтез регулятора, который обеспечивает робастность системы относительно изменяющихся в ней параметров.

Целью работы является синтез робастного регулятора апериодической степени устойчивости САУ с аффинной неопределенностью для системы обезвешивания груза.

Математическая модель

Изобразим структурную схему системы обезвешивания на рис. 1.

Согласно структурной схеме, на вход системы подается сигнал возмущающей силы. Далее на сумматоре вычисляется разность этого сигнала и текущего значения силы натяжения. Разность сил делится на массу груза и интегрируется для расчета скорости движения груза. Из этой скорости вычитается линейная скорость точки на поверхности барабана с тросом. Разность скоростей подается на блок моде-

лирования упругого троса, интегрируется для расчета приращения длины троса вследствие растяжения. На выходе блока троса формируется сигнал силы натяжения.

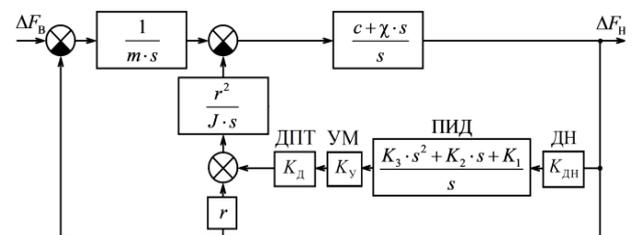


Рис. 1. Структурная схема системы стабилизации силы натяжения троса подъемного механизма

Сила натяжения троса измеряется датчиком натяжения (ДН). Сигнал с него поступает на ПИД-регулятор, управляющий сигнал с регулятора проходит через блок усилителя мощности (УМ) и попадает на двигатель постоянного тока (ДПТ), вращающий барабан с тросом.

Математическая модель рассматриваемой системы представлена в виде характеристического полинома, который имеет вид (1):

$$a_3 \cdot s^3 + a_2 \cdot s^2 + a_1 \cdot s + a_0 = 0, \quad (1)$$

где

$$\begin{aligned} a_3 &= J \cdot l \cdot m + k_3 \cdot K_D \cdot K_Y \cdot \chi \cdot m \cdot r^2, \\ a_2 &= J \cdot \chi + \chi \cdot m \cdot r^3 + k_3 \cdot K_D \cdot K_Y \cdot c \cdot m \cdot r^2 + \\ &\quad + k_2 \cdot K_D \cdot K_Y \cdot \chi \cdot m \cdot r^2, \\ a_1 &= J \cdot c + c \cdot m \cdot r^3 + k_1 \cdot K_D \cdot K_Y \cdot \chi \cdot m \cdot r^2 + \\ &\quad + k_2 \cdot K_D \cdot K_Y \cdot c \cdot m \cdot r^2, \\ a_0 &= k_1 \cdot K_D \cdot K_Y \cdot c \cdot m \cdot r^2, \end{aligned}$$

m – масса груза, кг; l – длина троса, м; J – момент инерции электропривода системы, кг·м²; χ – удельный коэффициент демпфирования троса, Н·с; c – удельная жесткость троса, Н; r – радиус приводного шкива электропривода, м; K_D – передаточный ко-

эффицент двигателя постоянного тока, рад·с⁻¹·В⁻¹; K_y – передаточный коэффициент усилителя мощности.

Постоянные параметры объекта управления принимают следующие значения: $J = 0,5$ кг·м², $\chi = 10^4$ Н·с, $c = 2 \cdot 10^4$ Н, $r = 0,1$ м, $K_D = 5$ рад·с⁻¹·В⁻¹, $K_y = 10$.

Для обозреваемой системы примем допущения, что передаточный коэффициент датчика натяжения троса $K_{ДН}$ равен единице и время переходных процессов, проходящих в двигателе и усилителе, пренебрежимо мало по сравнению с переходными процессами в системе обезвешивания.

В системе используется ПИД-регулятор с передаточной функцией (2):

$$W_{PID}(s) = \frac{k_3 \cdot s^2 + k_2 \cdot s + k_1}{s}, \quad (2)$$

где k_1 , k_2 и k_3 – интегральный, пропорциональный и дифференциальный коэффициенты регулятора соответственно.

Синтез регулятора

Подставим значения постоянных параметров системы в характеристический полином и перепишем его в следующей форме (3):

$$l \cdot A_1(s) + \frac{1}{m} \cdot A_2(s) + A_3(s) = 0, \quad (3)$$

где

$$A_1(s) = 0,00005 \cdot s^3, \quad A_2(s) = 0,5 \cdot s^2 + 1,0 \cdot s, \\ A_3(s) = 0,5 \cdot k_3 \cdot s^3 + (0,5 \cdot k_2 + 1 \cdot k_3 + 0,001) \cdot s^2 + \\ + (0,5 \cdot k_1 + 1 \cdot k_2 + 0,002) \cdot s + 1 \cdot k_1.$$

Поскольку характеристический полином системы можно представить в виде полинома с аффинной неопределенностью, то для обеспечения робастной устойчивости системы достаточно обеспечить устойчивость реберных полиномов параметрического многогранника [2].

Ребра многогранника являются вогнутыми [3], т.е. их концы располагаются ближе к мнимой оси, чем любая другая точка внутри ребра. Поэтому для установления робастной устойчивости системы достаточно рассмотреть её поведение в вершинах параметрического многогранника, применяя методику синтеза, предложенную в [4].

Целью синтеза является расположение действительного доминирующего полюса в заданном интервале, обеспечивающего требуемое время переходного процесса 7–10 с со степенью устойчивости $\eta = 0,4$ и желаемым расположением свободных полюсов на расстоянии $10 \cdot \eta$ от доминирующего полюса.

Определим координаты вершин-прообразов границ действительного доминирующего полюса системы. Полином $A_1(s)$ имеет три корня: $s_1 = s_2 = s_3 = 0$. Полином $A_2(s)$ имеет два корня:

$s_1 = 0$, $s_2 = -2$. С учетом этого, согласно [4], правая граница доминирующего полюса $s^R = -0,4$ является проекцией вершины многогранника параметров с координатами $(\bar{l}; \bar{m})$; левая граница доминирующего полюса $s^L = -0,7$ является проекцией вершины $(\underline{l}; \bar{m})$. Подставим координаты вершин и границы отрезков в характеристический полином системы и получим два алгебраических уравнения, связывающих вместе коэффициенты ПИД-регулятора. Решив эти два уравнения, получим (4) для расчета зависимых параметров регулятора:

$$\begin{cases} k_1(k_2) = 0,255 \cdot k_2 + 0,012, \\ k_3(k_2) = 0,911 \cdot k_2 + 0,015. \end{cases} \quad (4)$$

Найдем значение свободного параметра регулятора k_2 при помощи метода D-разбиения. Полиномы соответствуют условию принадлежности реберных ветвей по интервальным параметрам системы первому типу ветвей. Поэтому концы ребер расположены к мнимой оси ближе, чем любая из промежуточных его точек.

Следовательно, для расположения свободных полюсов системы достаточно провести D-разбиение в вершинах параметрического многогранника.

Для получения уравнений кривых D-разбиения подставим в характеристический полином найденные $k_1(k_2)$ и $k_3(k_2)$, а также уравнение границы области размещения свободных полюсов $s = -1 + j \cdot \omega$. Кривые D-разбиения показаны на рис. 2.

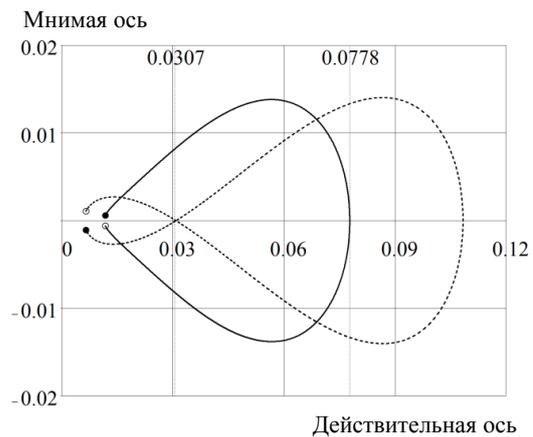


Рис. 2. Кривые вершинного D-разбиения по свободному параметру регулятора

Исходя из D-разбиения, желаемое расположение полюсов достигается при $k_2 \in [0,0307; 0,0778]$. Выберем $k_2 = 0,0778$. В таком случае $k_1 = 0,0309$ и $k_3 = 0,0549$.

Расположение полюсов системы с синтезированным ПИД-регулятором показано на рис. 3.

Исходя из показанного расположения полюсов, можно утверждать, что задача параметрического синтеза ПИД-регулятора решена успешно: действительный доминирующий полюс расположился в за-

данном интервале, а свободные полюсы расположены левее заданной границы.

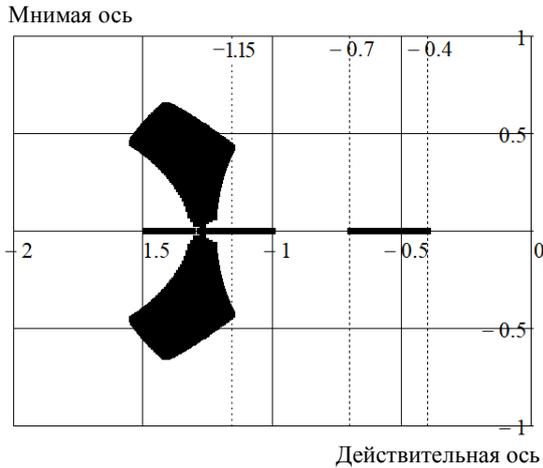


Рис. 3. Расположение областей локализации полюсов синтезированной системы

На рис. 4 показано семейство переходных характеристик синтезированной системы, построенных для комбинаций значений интервальных параметров.

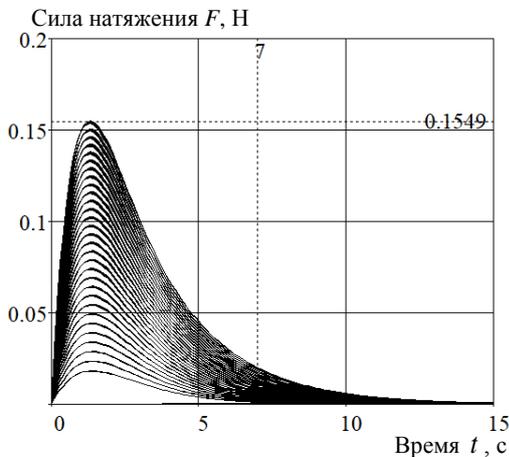


Рис. 4. Переходные характеристики синтезированной системы

Из рис. 4 очевидно, что синтезированный регулятор обеспечивает в системе апериодические переходные процессы. Длительность переходных процессов в системе соответствует установленному временному диапазону 7–10 с.

При этом компенсация силы натяжения, возникающей в тросе длиной до 100 м при подвешивании груза массой до 500 кг и весом до 4900 Н, выполняется с максимальным отклонением $0,155 \text{ Н}$ или $3,16 \cdot 10^{-3} \%$.

Заключение

В системах автоматического управления (САУ) требуется апериодический переходный процесс, близкий к монотонному, с минимальными колебаниями вначале. Такое качество работы можно обеспечить в соответствии с принципом доминирования полюсов, отодвинув свободные полюса системы от доминирующего вещественного полюса на достаточное расстояние.

В случае использования ПИД-регулятора один из параметров можно сделать свободным, чтобы обеспечить желаемое расположение полюсов. Оставшиеся два параметра позволят задать правую и левую границы отрезка доминирующего полюса.

Несмотря на то, расположение полюсов не в полной мере соответствует принципу доминирующих полюсов, все заданные условия были реализованы: переходный процесс имеет апериодический вид и его длительность не превышает 10 с.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (грант № 23-29-00737).

Литература

1. Беляев А.С. Четырехтросовая система обезвешивания с управлением по вектору силы / А.С. Беляев, А.А. Филипас, В.В. Курганов, Н.И. Поберезкин // Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2022. – Т. 18, № 2. – С. 98–106.
2. Жабко А.П. Необходимые и достаточные условия устойчивости линейного семейства полиномов / А.П. Жабко, В.Л. Харитонов // Автоматика и телемеханика. – 1994. – № 10. – С. 125–134.
3. Bartlett A.C. Root locations of an entire polytope of polynomials: it suffices to check the edges / A.C. Bartlett, C.V. Hollot, H. Lin // Mathematics of Control, Signals and Systems. – 1988. – Vol. 1, No. 1. – PP. 61–71.
4. Гайворонский С.А. Синтез робастного регулятора апериодической степени устойчивости системы с аффинной неопределенностью / С.А. Гайворонский, И.В. Хожяев, А.В. Соболев. – Томск, 2024. – 10 с. (препринт / НИ ТПУ).

Переселяк Максим Юрьевич

Студент отд. автоматизации и робототехники (ОАР) Национального исследовательского Томского политехнического ун-та (НИ ТПУ)
Эл. почта: mup12@tpu.ru

Гайворонский Сергей Анатольевич

Канд. техн. наук, доцент ОАР НИ ТПУ
Эл. почта: saga@tpu.ru

Хожяев Иван Валерьевич

Канд. техн. наук, доцент ОАР НИ ТПУ
Эл. почта: ivh1@tpu.ru

А.Б. Гомбоин

Механизмы и алгоритмы параллельной обработки данных в мобильных приложениях на Flutter

В современном мире мобильные приложения становятся всё более сложными и требуют высокой производительности для обеспечения их оптимальной работы. Параллельная обработка данных является ключевой технологией, позволяющей значительно улучшить производительность приложения, избегая зависания пользовательского интерфейса и обеспечивая параллельные и тем самым быстрые вычисления. Рассматриваются механизмы параллельной обработки данных в фреймворке Flutter и языка программирования Dart, включая асинхронное программирование, использование изоляторов и пакет `compute`. Также представлены различные алгоритмы параллельной обработки, такие как параллельная сортировка и поиск. При исследовании перспективы будущего параллельной обработки в мобильной разработке были получены представления о путях повышения эффективности и функциональности своих проектов.

Ключевые слова: Flutter, Dart, Isolate, Future.

Век цифровых технологий диктует новые требования к мобильным приложениям: пользователи ожидают мгновенного отклика, безупречной производительности и плавного взаимодействия. В этом контексте вопросы оптимизации и эффективности становятся особенно актуальными. Одна из ключевых технологий, способствующих достижению этих целей, – параллельная обработка данных. Она позволяет распределять задачи между несколькими потоками или процессами, что приводит к значительному ускорению вычислений и улучшению общей отзывчивости приложений.

Фреймворк Flutter [1, 2], который быстро набирает популярность среди разработчиков благодаря своей универсальности и простоте, предоставляет различные инструменты для реализации параллельной обработки данных. Использование изоляторов, асинхронного программирования и пакета `compute` открывает новые возможности для создания высокопроизводительных и отзывчивых приложений.

Цель – исследование разных подходов и алгоритмов параллельной обработки данных.

Для достижения поставленной цели были выделены следующие задачи:

1. Рассмотреть имеющиеся способы использования параллельной обработки данных в языке Dart [3, 4].
2. Рассмотреть различные алгоритмы параллельного программирования, которые можно реализовать с помощью имеющихся механизмов параллелизма в языке программирования Dart.

Асинхронность

Асинхронное программирование необходимо для выполнения длительных задач, таких как сетевые запросы, работа с базами данных или обработка больших объемов данных. Если эти операции выполняются в основном потоке, интерфейс приложения может зависнуть, что приводит к неудовлетворенности пользователей. Асинхронность обеспечивает плавность работы приложения, позволяя интерфейсу оставаться отзывчивым, пока выполняются фоновые задачи.

Во Flutter основным инструментом для работы с асинхронным кодом является Future API [5], которое представляет собой результат асинхронной операции, доступный в будущем. Когда операция завершается, Future либо возвращает результат, либо сообщает об ошибке.

Во Flutter можно использовать ключевые слова `async` и `await` для упрощения работы с асинхронным кодом. Эти конструкции позволяют писать код таким образом, чтобы он выглядел более линейно и читабельно, что упрощает его понимание и сопровождение.

Изоляты

Весь код Dart выполняется в изолятах, которые похожи на потоки, но отличаются тем, что у изолятов есть собственная изолированная память. Они никак не разделяют состояние и могут общаться только посредством сообщений. По умолчанию приложения Flutter выполняют всю свою работу на одном изоляте – главном изоляте. В большинстве случаев эта модель позволяет упростить программирование, и достаточно быстро, чтобы пользовательский интерфейс приложения не становился неотзывчивым [6].

Однако иногда приложениям необходимо выполнять исключительно большие вычисления, которые могут вызывать зависания пользовательского интерфейса. Данные вычисления можно перенести во вспомогательный изолят. Это позволит выполнять вычисления одновременно с работой основного изолята пользовательского интерфейса и использовать преимущества многоядерных устройств.

Каждый изолят имеет собственную память и собственный цикл событий. Цикл событий обрабатывает события в том порядке, в котором они добавляются в очередь событий. На основном изоляте эти события могут быть любыми: от обработки нажатия пользователем в пользовательском интерфейсе до выполнения функции или рисования рамки на экране.

Изоляты могут общаться друг с другом посредством передачи сообщений, что подразумевает отправку и получение сообщений между ними. Изоляты разработаны так, чтобы быть безопасными и изолировать код приложения от ошибок, которые могут

возникнуть в других изолятах. Это означает, что если изолят выйдет из строя, это не повлияет на остальную часть приложения или другие изоляты.

Чтобы создать изолят в Dart, мы можем использовать метод `Isolate.spawn()`, который принимает функцию, которая должна быть выполнена в изоляте, в качестве аргумента.

Для передачи данных между изолятами используются `ReceivePort` и `SendPort` для отправки и получения сообщений соответственно.

В Dart существует пакет `compute`, который упрощает работу с изоляторами. Эта функция позволяет вам передать метод для выполнения в изоляте и автоматически обрабатывает передачу данных между потоками, что значительно упрощает код и исключает необходимость ручного управления `SendPort` и `ReceivePort`.

Функция `compute` принимает два параметра: функцию для выполнения в изоляте и данные, которые нужно передать этой функции. Она обрабатывает запуск изолята и обеспечивает получение результатов обратно в основной поток, что имеет ряд преимуществ:

1. Не нужно вручную управлять работой с изолятами и передачей данными между ними.
2. Код становится более понятным и легким для поддержки.
3. Легко выполнять ресурсоемкие задачи в фоновом режиме.

Из минусов изолятов по сравнению с потоками в других языках программирования можно выделить:

1. Работа с изоляторами может усложнить отладку по сравнению с обычными потоками, особенно при взаимодействии между ними.
2. Передача данных через сообщения может быть менее эффективной, чем использование прямого доступа к памяти, в случае больших объемов данных.
3. Исходя из того, что изоляторы являются независимыми, управление длинными жизненными циклами изоляторов может потребовать дополнительных усилий.

Нативная многопоточность

Использование нативных потоков в нативной операционной системе (ОС) из Flutter может быть достигнуто с помощью платформенных каналов. Платформенные каналы позволяют обмениваться данными между Dart-кодом и нативным кодом с ОС. Для достижения данного подхода используются нативный код и соответствующие инструменты, к примеру для ОС Android используется Kotlin, для ОС IOS используется Swift и т.д. Далее к написанному на нативном языке функционалу можно подключиться из-под кода на Dart через каналы с помощью ссылки [7].

Далее рассмотрим несколько различных алгоритмов параллельного программирования, которые можно реализовать с помощью изолятов.

Параллельная сортировка

Для ускорения сортировки данных в Flutter можно использовать параллельную сортировку.

Один из популярных алгоритмов – битонная сортировка (Bitonic Sort) [8]. Битонная сортировка разделяет список на два подсписка, которые сортируются независимо друг от друга. После этого подсписки сливаются в один отсортированный список. Этот алгоритм хорошо подходит для параллельной реализации, так как каждый подсписок может быть отсортирован на отдельном процессоре или ядре.

Бинарный поиск

Для ускорения поиска в больших наборах данных можно использовать параллельный поиск. Например, бинарный поиск можно реализовать параллельно, разделив список на несколько частей и выполнив бинарный поиск в каждой части одновременно.

Преимущества параллельного бинарного поиска с использованием изолятов:

1. Позволяет быстрее находить элементы в больших массивах, так как поиск выполняется одновременно на нескольких изолятах.
2. Хорошо масштабируется с увеличением размера массива.

Недостатки:

1. Использование изолятов увеличивает потребление ресурсов памяти, время обработки во Flutter-приложении.
2. Реализация параллельного поиска с использованием изолятов требует дополнительного кода для управления изолятами и передачи данных между ними.

Практическое применение

Механизм изолятов как низкоуровневый с помощью портов для передачи сообщений между ними, так и высокоуровневый с помощью функции `compute` были применены в мобильном приложении «Мобильная ГИС» для решения проблемы с большой загрузкой больших объемов геоданных в него. Данные механизмы были применены в чистом виде без использования каких-либо алгоритмов для параллельного программирования, и в результате применение изолятов дало ускорение загрузки в несколько раз. В дальнейшем планируется исследование подхода нативной многопоточности и применения различных алгоритмов для параллельного программирования, часть из которых представлена выше.

Заключение

В результате данной работы были представлены различные механизмы параллельной работы на языке программирования Dart. Также были продемонстрированы несколько алгоритмов для параллельной работы, которые должны дать существенный прирост в производительности и скорости работы мобильного приложения «Мобильная ГИС».

Поставленные перед нами задачи были полностью выполнены. Часть представленных механизмов уже используется в мобильном приложении Мобильная ГИС. Также планируется исследовать остальные механизмы и алгоритмы в этом же приложении на то, будут ли они давать прирост в производительности и скорости.

Литература

1. Учебник по симулятору с Flutter [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://books.google.ru/books?hl=ru&lr=&id=extDwAAQBAJ&oi=fnd&pg=PR21&dq=flutter+mobile+app&ots=YVMte3ejFi&sig=qsGRYs1F4YHKGq1gбPnqST8Um8&redir_esc=y#v=onepage&q=flutter%20mobile%20app&f=false, свободный (дата обращения: 12.09.2024).
2. Документация Flutter [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://docs.flutter.dev/perf/isolates>, свободный (дата обращения: 12.09.2024).
3. Bracha G. The Dart programming lanluage // Addison-Wesley Professional. – 2015. – 92 p.
4. Документация Dart [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://dart.dev/language/isolates>, свободный (дата обращения: 12.09.2024).
5. Асинхронность во Flutter [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://dev.to/a_greynoon/asynchronous-synchronous-programming-in-dart-5h95, свободный (дата обращения: 12.09.2024).
6. Многопоточность во Flutter [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.blog.fnotes.com/post/concurrency->

and-parallelism-in-dart-and-how-it-is-used-in-flutter, свободный (дата обращения: 12.09.2024).

7. Нативная разработка через Flutter [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://dev.to/ramgendeploy/run-java-code-in-flutter-methodchannel-template-15o0>, свободный (дата обращения: 12.09.2024).

8. Сортировка [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://en.wikipedia.org/wiki/Bitonic_sorter, свободный (дата обращения: 12.09.2024).

Гомбоин Александр Булатович

Инженер-программист отд. развития геоинформационного программного обеспечения (ОРГПО)

Томского научного-исследовательского и проектного института нефти и газа (ТомскНИПИнефть)

Аспирант каф. автоматизированных систем управления (АСУ) ТУСУРа

Эл. почта: a.gomboin@mail.ru

Р.В. Горбунов, Г.Б. Будаев, Г.А. Палкин

Алгоритм интерфейса 4–20 мА в системе управления отоплением

Рассматривается алгоритм работы интерфейса 4–20 мА, применяемого для управления системами отопления. Описаны принципы преобразования аналогового сигнала, его передача и обработка. Особое внимание уделено разработке алгоритма, обеспечивающего стабильную и точную работу интерфейса.

Ключевые слова: интерфейс, управление, аналоговый сигнал, система отопления, контроллер.

В современных системах автоматического управления технологическими процессами широко применяются преобразователи первичных величин технологических процессов с различными стандартными интерфейсами связи устройств. Среди прочих интерфейс 4–20 мА обладает высокой помехоустойчивостью, простотой схемы реализации, надежностью, универсальностью, возможностью диагностики целостности цепи интерфейса, совместимостью с аналого-цифровыми преобразователями. Распространены специализированные интегральные микросхемы интерфейса 4–20 мА, к ним относятся микросхемы импортного производства Texas Instruments XTR115/XTR116/XTR117, Analog Devices AD421/AD5421, Maxim Integrated MAX15500/MAX15501, Texas Instruments DAC161S997. Отечественные решения с теми же габаритными, ценовыми и функциональными возможностями отсутствуют. Реализация интерфейса 4–20 мА может быть осуществлена на стандартной схеме [1] с гальванической развязкой, изображенной на рис. 1.

Приведенная схема на рис. 1 включает в себя источник питания, исполнительный механизм и контроллер системы отопления. В качестве исполнительного механизма выступает задвижка, регулирующая в системе отопления количество теплоносителя. Контроллер системы отопления управляет током через оптопару, обеспечивающую гальваническую развязку. Измерение величины тока с последующей стабилизацией его величины осуществляется с помощью аналого-цифрового преобразователя (далее – АЦП), получающего сигнал в виде напряжения с измерительного сопротивления $R_{изм.}$. При этом алгоритм управления стабилизацией тока должен обеспечить стабильность и скорость изменения величины тока в токовой петле.

При применении цифровых устройств контроля систем отопления разработка программного алгоритма стабилизации является важной задачей для систем автоматики. Наиболее важными характеристиками регулирования тока интерфейса 4–20 мА являются стабильность, точность и скорость регулирования. Для систем отопления скорость регулирования имеет минимальное значение ввиду инертности тепловых процессов. Точность регулирования цифрового алгоритма может быть обеспечена высокой частотой циклического изменения выходной мощности регулятора тока (мощности) интерфейса. На рис. 2 приведена блок-схема алгоритма регулирования тока интерфейса 4–20 мА.

Приведенный алгоритм обеспечивает высокую точность и стабильность регулирования ввиду наличия обратной связи циклической работой АЦП. Схема работы алгоритма была реализована на базе Arduino Nano на основе микроконтроллера Atmega328P. В результате работы платы были получены осциллограммы изменения тока, приведенные на рис. 3.

Время изменения тока с 4 до 12 мА составило 50 мс (см. рис. 3, а), с 4 до 20 мА – 70 мс (см. рис. 3, б). Полученное время изменения тока достаточно для систем отопления. Точность регулирования составила $\pm 1\%$. Полученные характеристики регулирования позволяют сделать вывод о допустимости применения схемы и алгоритма.

Развитие систем автоматики ведет к массовому внедрению цифровых систем регулирования и управления [2]. В современных условиях, когда импортозамещение становится ключевым фактором устойчивого развития нашей страны, предлагаемое решение способно эффективно выполнить поставленные задачи.

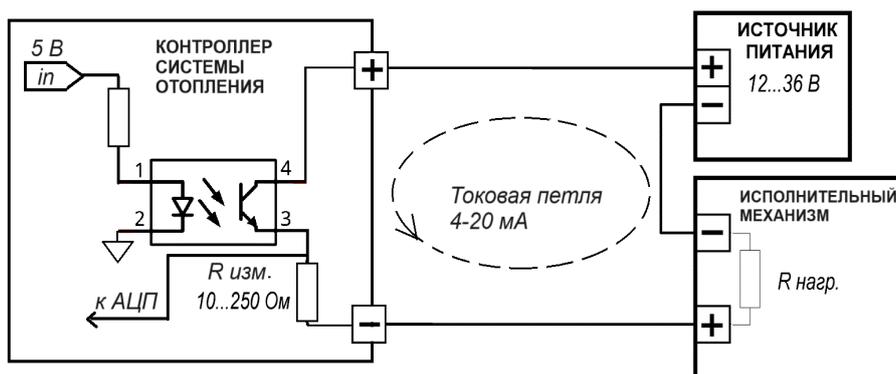


Рис. 1. Схема приемопередающей части интерфейса 4–20 мА с гальванической развязкой

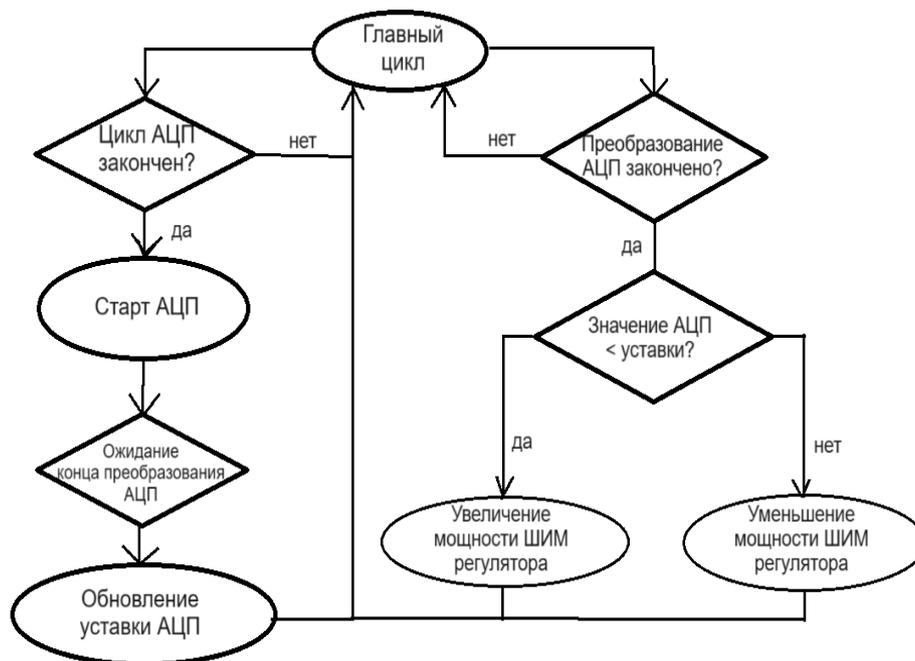
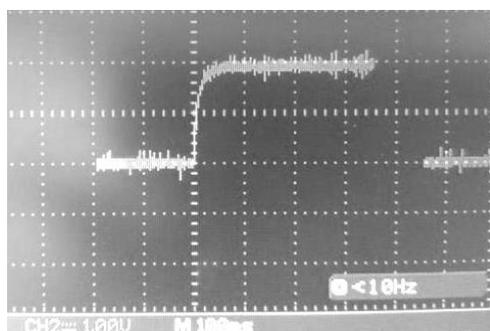
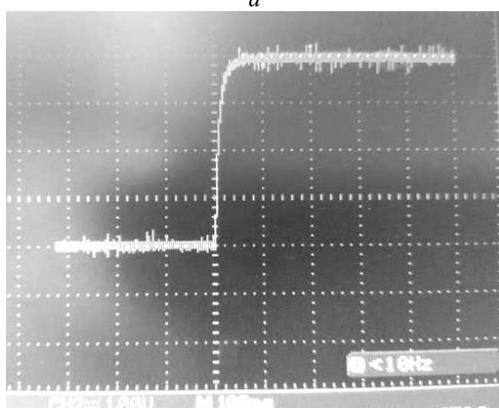


Рис. 2. Блок-схема программного алгоритма регулирования тока интерфейса 4–20 мА



а



б

Рис. 3. Осциллограмма изменения тока интерфейса:
а – 50 мс с 4 до 12 мА; б – 70 мс с 4 до 20 мА

Данная технология не только обеспечивает надежность и точность управления, но и способствует снижению зависимости от зарубежных компонентов. Это особенно важно для укрепления конкурентоспособности отечественной промышленности.

Литература

1. Кисаримов Р.А. Практическая автоматика. – М.: Радио и связь, 2017. – 192 с.
2. Ившин В.П. Современная автоматика в системах управления технологическими процессами: учеб. пособие / В.П. Ившин, М.Ю. Перухин. – М.: НИЦ ИНФРА-М, 2017. – 400 с.

Горбунов Роман Викторович
Науч. сотр. лаб. ПЭТ Горной академии
Забайкальского государственного университета
Эл. почта: gom4264@yandex.ru

Будаев Геннадий Баирович
Студент Забайкальского государственного университета
Эл. почта: budaevgena@gmail.com

Палкин Георгий Александрович
Канд. техн. наук, зав. лаб. ПЭТ Горной академии
Забайкальского государственного университета
Эл. почта: pala88@yandex.ru

С.А. Хоменкова

Реализация алгоритма обработки данных электрокардиограммы

Статья посвящена разработке алгоритма обработки данных электронного формата записи электрокардиограммы.

Ключевые слова: электрокардиография, электрокардиограмма, методика обработки данных.

Электрокардиография (ЭКГ) – это неотъемлемая часть медицинской диагностики сердечно-сосудистых заболеваний. ЭКГ записывает электрическую активность сердца в виде графика, который затем анализируется для выявления патологий. Процесс приёма и обработки данных ЭКГ существенно влияет на точность и эффективность диагностики. В настоящее время медицинские приборы для записи ЭКГ доступны в различных вариантах – от традиционных устройств с бумажной лентой до современных цифровых электрокардиографов. Однако реализация алгоритма приёма и обработки данных ЭКГ в электронном варианте имеет ряд преимуществ [1].

Прежде всего цифровые электрокардиографы обеспечивают более точную и чёткую запись данных, чем их аналоговые предшественники. Электронный формат позволяет сохранять данные в цифровом виде, что облегчает их хранение, передачу и анализ. Благодаря этому врачи могут быстрее и точнее диагностировать сердечные заболевания, что, в свою очередь, способствует более эффективному лечению пациентов.

Кроме того, электронный формат записи ЭКГ позволяет автоматизировать процесс обработки данных с помощью специализированных алгоритмов. Это сокращает время, затрачиваемое на анализ, и уменьшает вероятность ошибок, связанных с человеческим фактором.

Именно поэтому реализация алгоритма приёма и обработки данных ЭКГ в электронном варианте имеет ряд преимуществ перед традиционными методами записи. Цифровые электрокардиографы позволяют с повышенной точностью зафиксировать запись, а поддержка различных форматов данных повышает гибкость и эффективность медицинской диагностики [2, 3].

Анализ данных в электронном формате представляет собой комплексный процесс, включающий в себя оценку различных параметров графика, таких как длина зубца и амплитуда. Эти параметры играют важную роль в выявлении патологий сердечной деятельности. Так, существует 2 основные методики анализа данных кардиограммы в электронном формате записи: по длине зубцов и интервалов (значения в миллиметрах) и по амплитуде колебания сигнала (значения в миллиметрах). Первый способ – анализ длины зубцов заключается в измерении в миллиметрах расстояния от начала подъема зубца до конца его возвышения. Так, анализируют зубцы Р, Т, комплекс QRS и др. и после все данные сверяют со значениями нормы. На рис. 1 схематично представ-

лены электрокардиограмма и вычисляемые длины зубцов и интервалов.

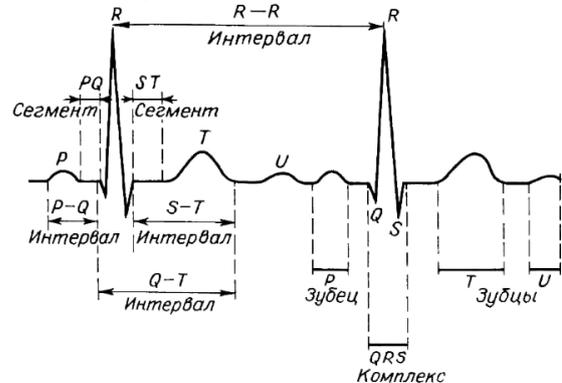


Рис. 1. Графическое представление электрокардиограммы и анализ данных длины и интервалов параметров

Второй способ представляет собой измерение амплитуды колебаний сигнала, т.е. высоты. Она измеряется от базовой (изоэлектрической) линии до пика возвышения зубца. Аналогично значения сверяются с показателями нормы, отклонения от нормы могут указывать на различные патологии в работе сердца.

Смысл разрабатываемого алгоритма обработки данных электронного формата записи электрокардиограммы заключается в вычислении площадей колебаний сигнала сердцебиения. Этот подход сможет совмещать обе уже существующие методики, поскольку будет учитывать и высоту зубцов сигнала, и саму ее длину относительно изоэлектрической линии. После на основе полученных расчетов будут выявляться отклонения от нормы для определения заболеваний сердечной деятельности. На рис. 2 представлена электрокардиограмма, на которой выделены штриховкой вычисляемые площади.

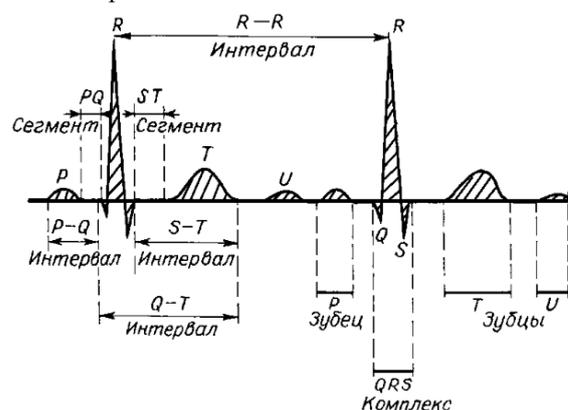


Рис. 2. Схематическое представление электрокардиограммы и вычисляемые площади

Для ЭКГ здорового человека можно рассчитать отношение площади пика к временному интервалу, и это будет критерием для поиска отклонений, связанных с заболеваниями сердца.

Таким образом, представленная новая методика будет совмещать вычисления обоих часто используемых методов, что может значительно улучшить анализ электронного формата записи ЭКГ.

Литература

1. Максимов А.В. Метод цифровой обработки ЭКГ-сигналов // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2002. – № 2 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://cyberleninka.ru/article/n/metod-tsifrovoy-obrabotki-ekg-signalov>, свободный (дата обращения: 08.09.2024).

2. Нестерова Е.А. Основы электрокардиографии. Нормальная ЭКГ // Кардиология: Новости. Мнения. Обучение. – 2016. – № 2 (9) [Электронный ресурс]. – Режим

доступа: <https://cyberleninka.ru/article/n/osnovy-elektrokardiografii-normalnaya-ekg>, свободный (дата обращения: 08.09.2024).

3. Чуднова Т.А. Техника записи и методика расшифровки нормальной электрокардиограммы // Альманах клинической медицины. – 2004. – № 7 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://cyberleninka.ru/article/n/tehnika-zapisi-i-metodika-rasshifrovki-normalnoy-elektrokardiogrammy>, свободный (дата обращения: 14.09.2024).

Хоменкова София Алексеевна

Магистрант каф. автоматизированных систем управления (АСУ) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: sofia.homenkova@yandex.ru

И.В. Калиткин, Е.А. Мурзин, Н.С. Репьюк

Моделирование программного комплекса для изучения параметров речевого сигнала

Приведены функциональная (в методологии IDEF0) и информационная (в методологии DFD) модели для разрабатываемого программного комплекса по изучению параметров речевого сигнала.

Ключевые слова: параметры речевого сигнала, моделирование, функциональная модель, информационная модель.

Речевые технологии распознают, анализируют и синтезируют человеческий голос. По данным Amvera Speech [1], размер рынка речевых технологий составляет более 3 млрд руб., но большая часть рынка – это распознавание голосовых команд и речевой аналитики. Существует множество систем для распознавания голосовых команд, таких как голосовые помощники различных фирм. При этом распознавание слитной речи имеет высокий уровень ошибок. Существующие системы чувствительны к различным видам шума. Они дикторозависимы, существует зависимость от пола, возраста и различных речевых дефектов [2].

Для полноценного решения задач в области распознавания слитной речи требуется детальный анализ структуры речевого сигнала. При этом важно, что он должен проводиться с учетом особенностей слухового восприятия. Именно поэтому необходимо наиболее подробно рассмотреть параметры речевого сигнала в слитной речи [3]. Для решения этой задачи необходимо специализированное программное обеспечение (ПО).

Целью данной работы является моделирование будущего ПО для изучения параметров речевого сигнала.

Ранее в рамках диссертационной работы на соискание степени кандидата технических наук А.А. Коневым был разработан программный комплекс для изучения параметров речевого сигнала на языке Delphi [4]. Комплекс делится на три больших модуля: фильтрация, сегментация и построение графиков.

Однако в данном корпусе есть свои недостатки: отсутствие возможности создания фильтров, по полученным графикам сложно определить значения необходимых параметров, также по итоговому графику не определяются фонемы, что затрудняет анализ полученного результата. Отсутствует возможность воспроизведения аудиофайла для ручного определения фонем на том или ином участке графика. Из-за имеющихся недостатков было решено доработать уже имеющийся корпус, который работает с учетом особенностей слухового восприятия.

Планируется смена языка программирования на C# для оптимизации работы корпуса. Все основные модули имеющегося корпуса будут сохранены, но добавлены новые функции и доработаны уже имеющиеся. Также планируется добавить дружествен-

ный интерфейс для комфортной и интуитивно понятной работы с корпусом. Планируется добавить возможность ручного выделения фонем для исследования их параметров, а в дальнейшем внедрить алгоритм для автоматического пофонемного распознавания сигнала. Будет добавлен модуль для создания фильтров, в том числе и для одновременной маскировки.

Функциональная модель А-0 будущего программного комплекса выполнена по методологии IDEF0 [5] (рис. 1). В качестве входных данных – фильтры и речевой сигнал. На выходе строятся графики параметров речевого сигнала, например, зависимость значения мгновенной частоты от временных отсчетов. Работу системы обеспечивает разработанное ПО. Определение параметров речевого сигнала ограничено его наличием и продолжительностью, присутствием фильтра и погрешности вычислений.

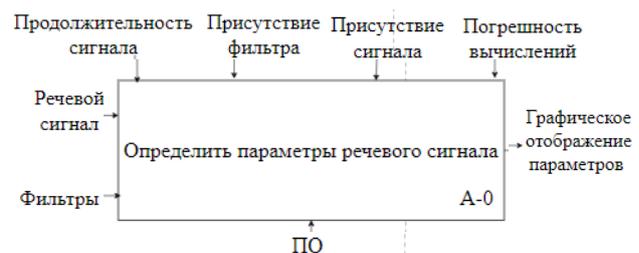


Рис. 1. Функциональная модель

Для более детального проектирования функционала ПО представлена декомпозиция модели А-0 (рис. 2).

Для моделирования потоков данных была создана информационная модель по методологии DFD [6] (рис. 3). Данная модель представляет жизненный цикл данных с разрабатываемым программным корпусом. Фильтры созданные или предоставляются из базы данных (присутствует проверка на наличие нужного фильтра), речевые сигналы поступают в виде аудиофайлов в формате WAV. После считывания нужного фильтра и сигнала по отчетам происходит сворачивание сигнала, что необходимо для его сегментации на вокализованные и невокализованные участки, т.е. со звуковыми колебаниями и без них. Таким образом, выделение параметров сегментов разного типа происходит разными путями. Для вокализованных сегментов идет вычисление частоты основного тона (ЧОТ), определяются номера ка-

налов и интенсивности гармоник. Полученные значения параметров заносятся в соответствующую базу данных, и по ним строятся графики.

Заключение

Были созданы функциональная и информационная модели разрабатываемого программного ком-

плекса для определения параметров речевого сигнала. Будущий программный продукт станет доработанной версией своего предшественника, став более оптимизированным и точным, обладающим большим функционалом.

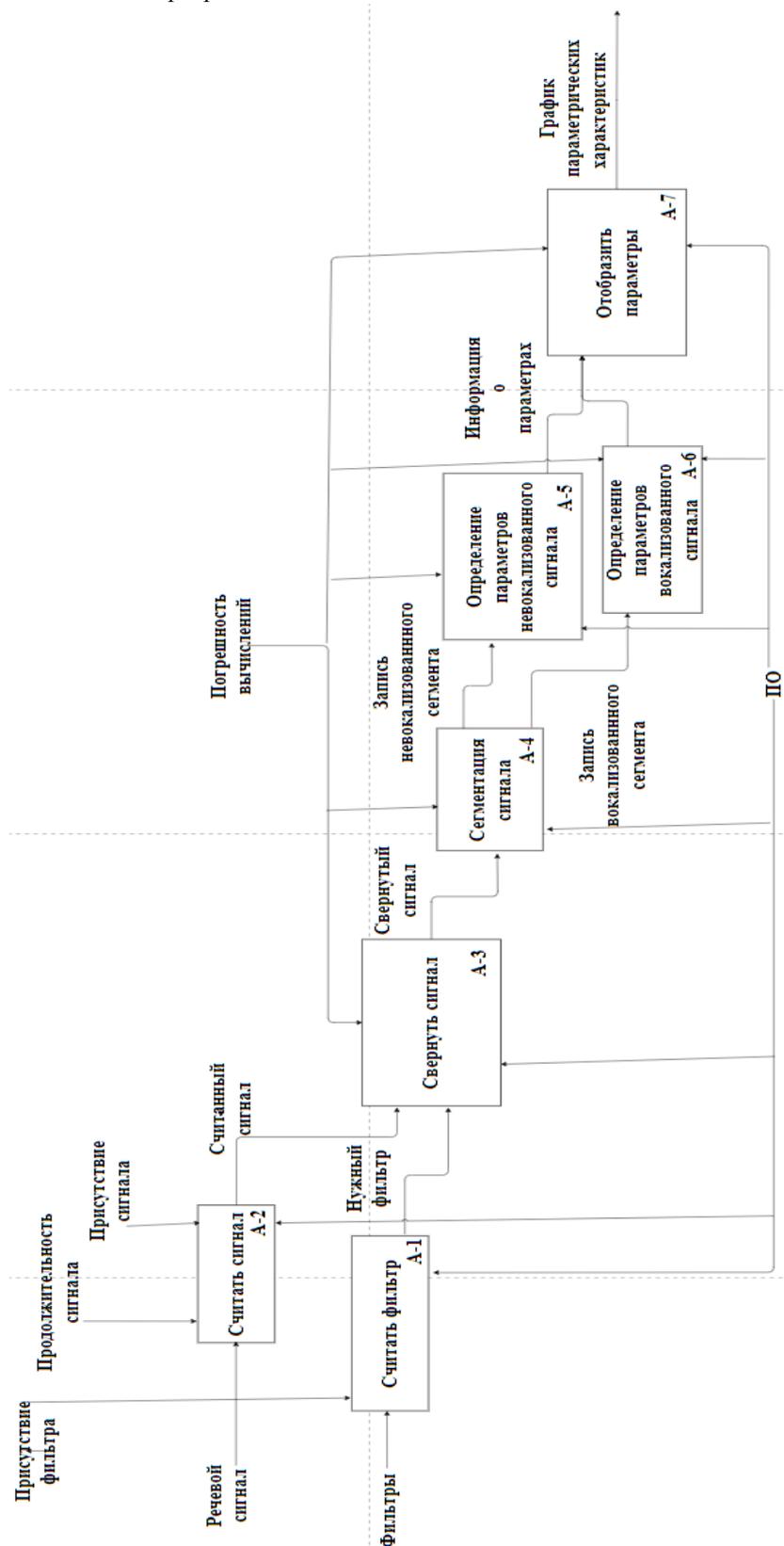


Рис. 2. Декомпозиция функциональной модели

УДК 528.089.6

А.Е. Карелин, Н.Ю. Семенов, А.И. Черников

Прототип автоматизированной системы тестирования оптических диффузных датчиков

Представлены обзор бесконтактных датчиков, таких как оптические, индуктивные и ультразвуковые, их применение в различных отраслях, а также проблемы, связанные с обеспечением точности и надежности измерений. Обсуждаются ключевые параметры оптических диффузных датчиков, в частности, расстояние срабатывания и влияние цвета материала на их характеристики. Разработан прототип автоматизированной системы тестирования.

Ключевые слова: автоматизированный стенд, тестирование, бесконтактные датчики.

Бесконтактные датчики, такие как оптические, индуктивные и ультразвуковые [1], играют важную роль в различных отраслях, включая промышленность, медицину, автомобилестроение и робототехнику. Они позволяют обнаруживать или измерять объекты без физического контакта, что делает их особенно полезными в условиях, требующих высокой точности и надежности. Тем не менее с их применением связаны определенные вызовы, включая необходимость обеспечения точности, повторяемости измерений.

Одним из ключевых параметров оптических диффузных датчиков является дистанция срабатывания – максимальное расстояние, на котором устройство способно обнаружить объект. Проверка этого параметра имеет решающее значение для оценки качества работы датчиков, однако существующие нормативные документы, такие как ГОСТ ИЕС 60937-5-2-2012 [2], не всегда охватывают все аспекты тестирования, такие как наличие «слепых зон» и изменения характеристик в зависимости от цвета материала.

Для повышения надежности и эффективности проверок был разработан прототип автоматизированной системы тестирования дистанции срабатывания бесконтактных оптических диффузных датчиков на базе кафедры КСУП. Эта система предоставляет возможность оценки характеристик датчиков, минимизируя влияние человеческого фактора и обеспечивая более точные результаты.

Обзор нормативной документации

Основным документом, регламентирующим требования и методы испытаний бесконтактных датчиков, является ГОСТ ИЕС 60947-5-2-2012. Этот стандарт охватывает широкий спектр тестов для различных типов датчиков, включая проверку расстояний дальности действия. Однако, несмотря на его важность, стандарт имеет определенные ограничения.

Одним из значительных упущений является отсутствие методик тестирования оптических диффузных датчиков на расстояние срабатывания для материалов разных цветов. Это критично, поскольку цвет и отражательная способность материала напрямую влияют на работу датчиков. Например, темные объекты, такие как черные или темно-серые, поглощают больше света, что уменьшает интенсив-

ность отраженного сигнала и, следовательно, сокращает расстояние срабатывания. Светлые объекты, напротив, могут давать более сильный сигнал, что влияет на точность и повторяемость измерений.

Для повышения объективности тестирования и возможности сравнения датчиков от разных производителей необходимо включить в стандарты методики, учитывающие влияние цвета и других свойств материалов. Внедрение таких требований обеспечит единообразие тестов и улучшит качество выбора оборудования для конкретных условий эксплуатации.

Отсутствие в стандарте четких рекомендаций по тестированию на различных цветах материалов снижает точность оценки характеристик датчиков и может привести к ошибкам при их применении в сложных условиях эксплуатации. Введение дополнительных методик тестирования позволит обеспечить более надежную работу датчиков в промышленных и других ответственных областях.

Описание автоматизированной системы

Разработанный стенд для тестирования диффузно-оптических датчиков представляет собой комплексную систему, состоящую из двух основных частей.

Первая часть включает алюминиевую направляющую и каретку, перемещающуюся по направляющей с помощью винтового привода. Винтовой привод, управляемый шаговым мотором, обеспечивает точное перемещение каретки, на которую устанавливается образец материала для тестирования. Важными компонентами этой части являются два концевых датчика, которые контролируют начальное и конечное положение каретки, обеспечивая точность и безопасность экспериментов.

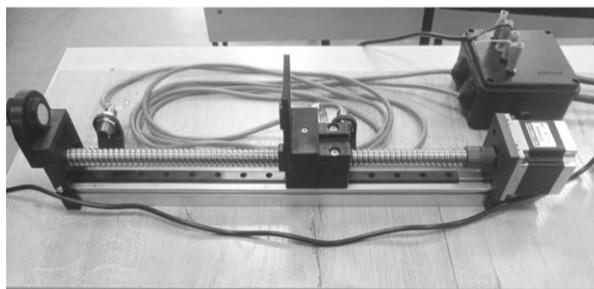


Рис. 1. Экспериментальная установка

Вторая часть системы отвечает за управление стендом через программируемый логический кон-

троллер (ПЛК) [3]. ПЛК управляет шаговым мотором через драйвер, перемещая каретку и тем самым меняя расстояние между образцом и оптическим датчиком. Это позволяет определить «слепую» зону датчика. Контроллер также рассчитывает пройденное расстояние и отображает данные на сенсорной панели.

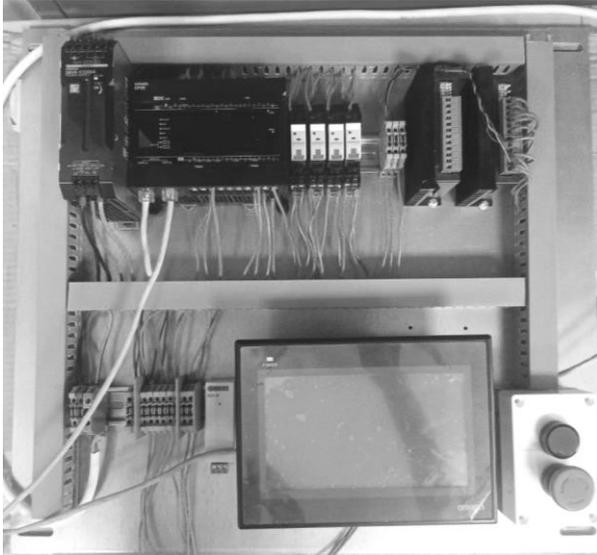


Рис. 2. Управляющая часть стенда

Сенсорная панель управления обеспечивает интерактивное управление системой, позволяя пользователю задавать параметры тестирования и получать результаты в реальном времени.

Результаты и тестирование

Для тестирования диффузно-оптического датчика был разработан алгоритм, состоящий из трех этапов: подготовка стенда, проведение измерений и анализ данных.

На первом этапе тестируемый датчик устанавливается в гнездо, затем каретка перемещается в исходное положение к левому концевому датчику с помощью кнопки «движения» и настройки частоты и количества импульсов на панели Test_Stand. После установки тестового материала в зажим на каретке и корректного расположения датчика система готова к измерениям.

Второй этап включает следующие шаги:

- Активация кнопки «Запуск эксперимента» на панели управления.
- Ожидание завершения движения каретки до достижения концевого датчика.
- Запись результатов измерений, включая «слепую» зону и расстояние срабатывания.
- Возврат каретки в исходное положение и при необходимости замена материала для повторного тестирования.

Полученные данные о расстоянии срабатывания и «слепой» зоне выражаются в сантиметрах и вычисляются косвенным методом. Контроллер считает количество импульсов, посланных на драйвер двигателя, и переводит это значение в расстояние. Анализ данных производится после множества измерений,

что позволяет выбрать наилучший алгоритм анализа результатов.

Для проверки функциональности стенда был проведен тест бесконтактного оптического датчика AR-G18-3A10 [4] на материалах белого, синего и черного цветов. Результаты представлены в таблице.

Экспериментальные данные

Номер	Белый		Синий		Черный	
	«Слепая» зона	Расстояние	«Слепая» зона	Расстояние	«Слепая» зона	Расстояние
1	0	16,24	0,21	11,64	0,45	4,68
...
12	0	16,1	0,21	11,66	0,49	4,73
14	0	16,12	0,21	11,61	0,48	4,7
...
40	0	16,2	0,21	11,67	0,48	4,72
Среднее	0	16,15	0,21	11,63	0,48	4,7

Для проверки достоверности метода косвенного расчета была проведена контрольная прямая измерения с использованием строительной линейки. Результаты контрольных измерений показали следующее:

- Белый материал: «слепая» зона – 0 см, расстояние срабатывания – 16,2 см.
- Синий материал: «слепая» зона – 0,2 см, расстояние срабатывания – 11,7 см.
- Черный материал: «слепая» зона – 0,5 см, расстояние срабатывания – 4,6 см.

Для более наглядного представления информации были построены гистограммы, отображающие среднее значение расстояния срабатывания и «слепых» зон от разных цветов материалов. Данные гистограммы представлены на рис. 3.

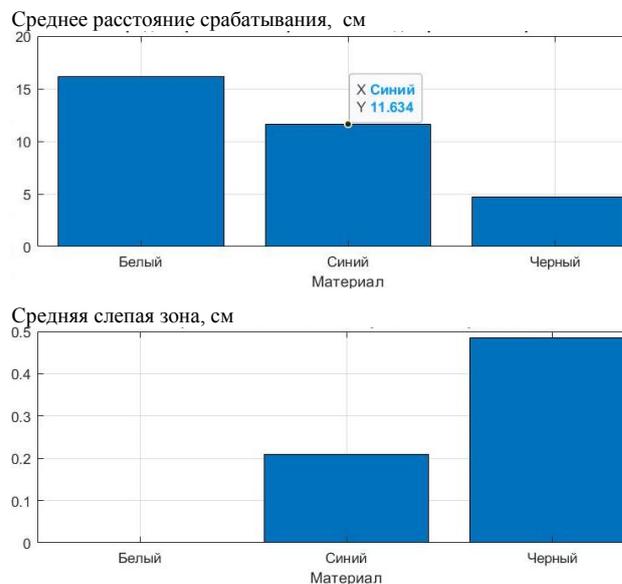


Рис. 3. Результаты эксперимента

Полученные значения косвенным методом близки к результатам прямого измерения, что подтверждает достоверность метода.

Заключение

1. Белый материал обладает высокой отражательной способностью, что позволяет датчику обнаруживать его на наибольшем расстоянии.

2. Синий материал отражает свет средне, что снижает расстояние обнаружения по сравнению с белым.

3. Черный материал поглощает большую часть света, что значительно уменьшает расстояние обнаружения.

Эти результаты подчеркивают важность выбора цвета объекта для оптимальной работы диффузионно-оптического датчика. Белые объекты обнаруживаются на больших расстояниях, в то время как черные – на меньших.

Тестирование проводилось дополнительными методами, не охваченными стандартом ГОСТ ИЕС 60937-5-2-2012, такими как измерение дистанции срабатывания и определение «слепой зоны» датчиков. Автоматизация этих процессов позволила значительно повысить эффективность проверки и анализа характеристик датчиков.

Литература

1. Подробно об оптических датчиках [Электронный ресурс]: «О сенсорах». – URL: <https://osensorax.ru> (дата обращения: 15.05.2024).

2. ГОСТ ИЕС 60937-5-2-2012. Межгосударственный стандарт. Аппаратура распределения и управления низковольтна. – Ч. 5-2: Аппараты и коммутационные элементы цепей управления. Бесконтактные датчики. – М.: Стандартинформ, 2014. – 74 с.

3. CP2E CPU Unit Hardware [Электронный ресурс]: OMRON. – URL: <https://assets.omron.eu> (дата обращения: 15.05.2024).

4. AR-G18-3A10 [Электронный ресурс]: сайт АРК Энергосервис. – URL: <https://www.kipspb.ru/> (дата обращения: 15.05.2024).

Карелин Алексей Евгеньевич

Канд. техн. наук, доцент каф. компьютерных систем в управлении и проектировании (КСУП) ТУСУРа
Эл. почта: aleksei.e.karelin@tusur.ru

Семенов Никита Юрьевич

Магистрант каф. КСУП ТУСУРа
Эл. почта: nikita.semyonov.00@list.ru

Черников Андрей Игоревич

Магистрант каф. КСУП ТУСУРа
Эл. почта: chernikov_1999@mail.ru

Л.Р. Кошелев, С.М. Алфёров

Программа для визуального подбора параметров корректирующего звена в линейных динамических системах

Описана программа, реализующая метод визуального подбора параметров корректирующих звеньев для решения задач синтеза систем автоматического управления.

Ключевые слова: подбор параметров корректирующего звена, синтез корректирующего звена, система автоматического управления.

Приведены результаты исследований решения задачи синтеза корректирующих звеньев в линейных динамических системах автоматического управления (САУ) на основе частотных характеристик с помощью метода визуального подбора параметров [1].

Решается задача автоматизации процесса проектирования САУ, а именно процесс подбора параметров корректирующего звена в составе САУ. В качестве пользователя системы выбран проектировщик САУ, целью которого является получение скорректированной на основе предъявляемых требований САУ.

Анализ САУ осуществляется на основе частотных характеристик. Такой подход осуществим даже в условиях, когда аналитический вид модели САУ не известен, но можно получить частотную характеристику на интересующих участках. Таким же способом можно задать требования к проектируемой САУ. Для этого нужно задать частотные характеристики в виде диапазона от минимального значения до максимального. Помимо этого, нужно задать характеристики корректирующего звена: тип включения и модель.

На основе описанных показателей можно выполнить построение частотной характеристики желаемой и скорректированной САУ. На основе этого проектировщик может сделать выводы о соответствии скорректированной САУ поставленным требованиям.

Для удобства проектировщика необходимо частотные характеристики (ЧХ) задавать дискретно в виде совокупности значений амплитудной ЧХ (АЧХ) и фазовой ЧХ (ФЧХ) при заданных значениях циклической частоты. Такой подход позволит проектировщику графически определить соответствие между скорректированной и желаемой САУ. Дополнительно для более детального представления можно формировать частотные характеристики корректирующего звена отдельно от системы и преобразовывать требования к системе в целом в требования к корректирующему звену в отдельности. Это позволит иметь дополнительный график АФЧХ для определения соответствия скорректированной САУ поставленным требованиям. К тому же у некоторых инженеров могут возникать трудности с физической интерпретацией модели САУ, заданной в виде частотной характеристики, поэтому для уточнения

модели можно выполнить построение графика переходной характеристики (процесса).

В случае если полученная система не удовлетворяет требованиям области допустимых значений (ОДЗ), то проектировщику необходимо изменить параметры корректирующего звена. Таким образом, можно зафиксировать следующие положения в задаче на автоматизацию.

Функции:

- вычисление характеристик системы (АЧХ, ФЧХ, переходный процесс);
- вычисление характеристики корректирующего звена;

- выбор типа корректирующего звена из типовых звеньев;

- задание способа включения корректирующего звена из типовых способов;

- задание параметров корректирующего звена.

Входные данные:

- структура и параметры основного звена;
- структура системы (способ включения корректирующего звена в систему);

- желаемые характеристики системы;

- параметры типового корректирующего звена.

Выходные данные:

- характеристики скорректированной системы;
- желаемые характеристики корректирующего звена;

- характеристики синтезированного корректирующего звена.

Ограничения:

- корректирующее звено может быть одним из типовых звеньев;

- способ включения корректирующего звена в систему может быть одним из типовых способов;

- САУ должна быть линейной динамической.

Обзор аналогов. Программа LOCUS

Программа визуального проектирования корректирующих и согласующих цепей LOCUS предназначена для проектирования корректирующих цепей для активных устройств высокочастотного и сверхвысокочастотного диапазонов. Под корректирующей цепью подразумевается электрическая цепь, выполняющая функцию корректирующего звена в САУ [1].

Данная программа реализована в среде математического пакета MATLAB. Помимо этого, реализована версия в среде Visual C++. В настоящий момент

версия на базе Visual C++ не позволяет вносить изменения во внутреннюю структуру программы.

Программа LOCUS принимает на вход области допустимых значений физических параметров системы: входного сопротивления, проводимости или коэффициенты проводимости на зафиксированных рабочих частотах. При проектировании различных видов цепей определение области допустимых значений может отличаться. Параметры задаются в виде текстовых файлов. После этого проектировщик выбирает нужные структурные элементы проектируемой системы на основе предложенных типовых элементов.

Имея все необходимые параметры, система LOCUS производит необходимые расчеты и выводит проектировщику график АФЧХ вместе с областью допустимых значений для того, чтобы проектировщик мог убедиться в достижении цели проектирования, а именно попали ли все исследуемые точки графика в пределы области допустимых значений. Если это не так, то проектировщик изменяет значения параметров и наблюдает за изменением графика АФЧХ до тех пор, пока все исследуемые точки не попадут в область допустимых значений [2].

Обоснование разработки собственного программного продукта

Несмотря на внушительный функционал программы LOCUS, она не удовлетворяет некоторым предъявляемым к программному целевому продукту требованиям и не подходит для решения поставленной задачи.

1. Программа LOCUS имеет специфичную предметную область – электроника высокочастотного (ВЧ) и сверхвысокочастотного диапазонов (СВЧ) и плохо подходит для разработки, например, программных систем автоматического управления.

2. Производительность. Версия LOCUS для MATLAB не обладает достаточной скоростью выполнения расчетов для практического использования. Это связано с ограничениями самой системы

MATLAB, вытекающими из ее архитектурных решений. Для решения этой проблемы разрабатывалась версия на базе Visual C++.

3. Версия LOCUS в среде Visual C++ не пригодна для практического использования ввиду невозможности ее поддерживать в актуальном состоянии. Наличие перечисленных недостатков является критичным и влечет необходимость разработки собственного программного продукта, построенного на идеологической базе программы LOCUS.

Описание разработанной программы

В ходе настоящего исследования была реализована программа для демонстрации работы описанного метода визуального подбора параметров с использованием следующих технических средств:

- язык программирования высокого уровня C++;
- фреймворк для разработки графических десктопных приложений Qt6.

Данная программа реализует следующую модель применения:

1. Пользователь с помощью графического интерфейса (GUI) загружает два предварительно подготовленных файла: файл с дискретно заданной АФЧХ исходной системы и файл с ограничениями на АФЧХ скорректированной САУ для ключевых частот.

2. Далее пользователь выбирает тип корректирующего звена и способ его включения.

3. После этого пользователю будут показаны два графика: АФЧХ корректирующего звена и АФЧХ скорректированной системы. Каждый график состоит из двух частей: точек и ОДЗ для каждой из ключевых частот.

4. Задача пользователя – решить задачу оптимизации графическим методом. А именно подобрать значения параметров корректирующего звена таким образом, чтобы каждая точка графика АФЧХ попала в соответствующую ей ОДЗ. Для удобства для каждой частоты выделен свой цвет, которым и рисуются соответствующие ей точка и ОДЗ.

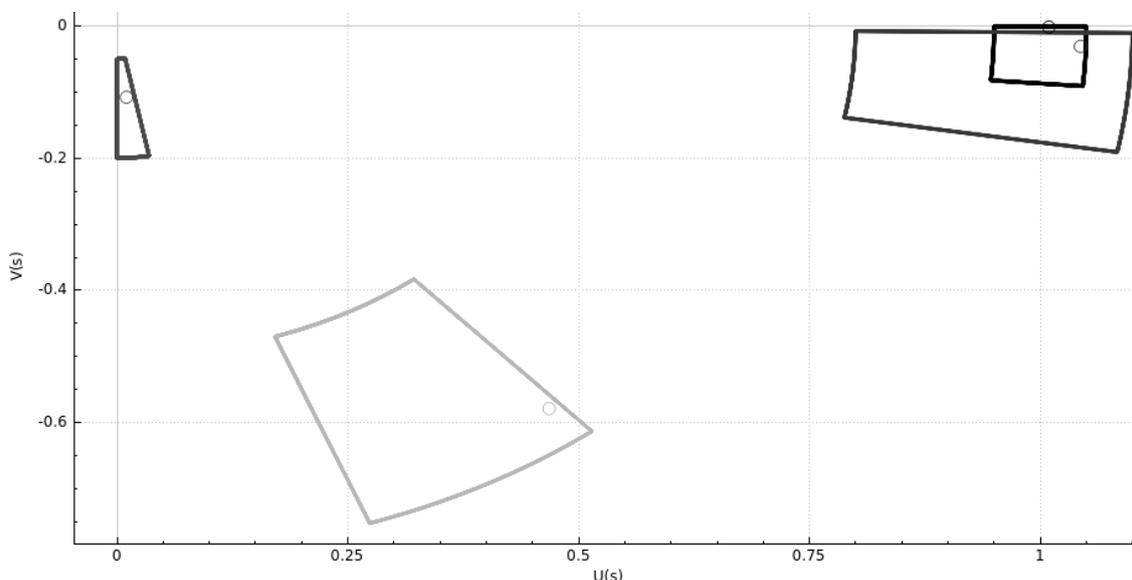


Рис. 1. График АФЧХ скорректированной САУ – одиночные точки; график ОДЗ АФЧХ – области

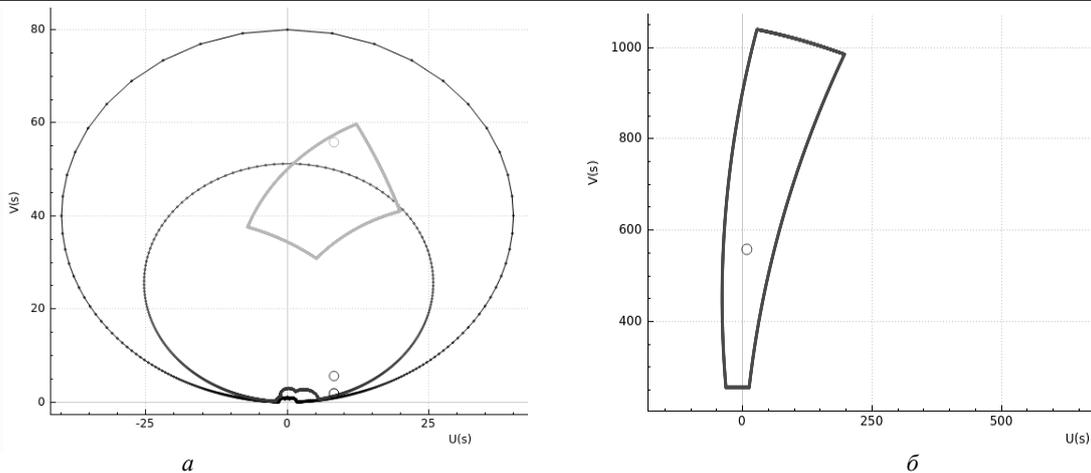


Рис. 2. График АФЧХ корректирующего звена: низкие частоты – а; высокие частоты – б

Решение демонстрационной задачи

Для демонстрации результатов исследования с помощью разработанной программы была решена демонстрационная задача управления объектом [3] с заданной моделью.

$$W_{OY}(s) = \frac{1}{Ms^2},$$

где M – масса материальной точки, s – оператор дифференцирования.

Объектом управления является материальная точка массой 8 кг. Регулятор в качестве управляющего воздействия выдает вектор силы тяги произвольной величины. Регулятор должен переместить объект управления (ОУ) из одной точки пространства в другую за время 10 с. В качестве модели регулятора выбрано звено с пропорционально-дифференцирующим законом регулирования [4, 5] (ПД – регулятор) и обратной связью. Исходя из условий задачи, были сгенерированы исходные данные: дискретно заданная АФЧХ ОУ и ограничения для ключевых частот. Далее графическим методом были получены значения параметров регулятора, необходимые для решения задачи: пропорциональная составляющая – 8,28 и дифференциальная составляющая – 18,6. Полученные графики представлены на рис 1, 2.

Литература

1. Бабак Л.И. «Визуальное» проектирование корректирующих и согласующих цепей полупроводниковых

СВЧ-устройств. – Ч. 1: Описание процедуры проектирования / Л.И. Бабак, М.В. Черкашин, Д.А. Зайцев // Доклады ТУСУР. – 2006. – № 6 (14). С. 11–23.

2. Бабак Л.И. «Визуальное» проектирование корректирующих и согласующих цепей полупроводниковых СВЧ-устройств. – Ч. 2. Программная реализация и примеры / Л.И. Бабак, М.В. Черкашин, Д.А. Зайцев // Доклады ТУСУР. – 2007. – № 1 (15). – С. 10–19.

3. Карпов А.Г. Теория автоматического управления: учеб. пособие. – Ч. 1. – Томск: ТМЛ-Пресс, 2011. – 212 с.

4. Коновалов Б.И. Теория автоматического управления: учеб. метод. пособие / Б.И. Коновалов, Ю.М. Лебедев. – Томск: ТУСУР, 2010. – 162 с.

5. Лазарева Т.Я. Основы теории автоматического управления: учеб. пособие / Т.Я. Лазарева, Ю.Ф. Мартынянов. – Тамбов: Изд-во Тамб. гос. техн. ун-та, 2004. – 352 с.

Кошелев Лион Романович

Магистрант каф. автоматизированных систем управления (АСУ) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: koshelev.l434-m1@e.tusur.ru

Алфёров Сергей Михайлович

Канд. техн. наук, доцент каф. автоматизированных систем управления (АСУ) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: sergei.m.alferov@tusur.ru

УДК 621.396.41

М.А. Чебыкин, Н.Д. Замараев, А.И. Кушнеревич, А.Б. Кураков

Анализ фронтальной проекции человека: ключевые метрики и их применение в информационной системе

В статье описывается анализ фронтальной проекции человека для оценки осанки с использованием ключевых биомеханических показателей и нейросетевой модели, интегрируемых в информационные системы для диагностики и коррекции.

Ключевые слова: нейронные сети, походка человека, компьютерное зрение.

Анализ фронтальной проекции человека является важным инструментом для оценки осанки и походки, так как позволяет выявлять возможные асимметрии в положении тела, проблемы с координацией движений и другие нарушения. Такие исследования востребованы в различных областях – от медицины и ортопедии до спортивной науки и реабилитации. Качественный анализ осанки может помочь в ранней диагностике нарушений, а также предложить эффективные пути их коррекции.

Основные показатели

В данном анализе фронтальной проекции человека используются несколько ключевых показателей, которые позволяют оценить положения различных частей тела и их отклонения от нормы. Эти метрики основаны на угловых характеристиках и координатах ключевых точек тела:

$$\Theta_1 = \arctan\left(\frac{y_{\text{глаз}} - y_{\text{рот}}}{x_{\text{глаз}} - x_{\text{рот}}}\right), \quad (1)$$

где Θ_1 – угол наклона головы, вычисляется как арктангенс отношения вертикального и горизонтального расстояний между глазами и ртом.

Этот показатель позволяет определить наклон головы относительно вертикальной оси.

$$\Theta_2 = \arctan\left(\frac{y_{\text{правое плечо}} - y_{\text{левое плечо}}}{x_{\text{правое плечо}} - x_{\text{левое плечо}}}\right), \quad (2)$$

где Θ_2 – угол наклона плеч, рассчитывается на основе координат правого и левого плеча. Он служит для оценки симметрии и наклона плеч.

$$\Theta_3 = \arctan\left(\frac{y_{\text{п.таз}} - y_{\text{л.таз}}}{x_{\text{п.таз}} - x_{\text{л.таз}}}\right), \quad (3)$$

где Θ_3 – угол наклона таза, определяется по координатам правой и левой стороны таза, что позволяет судить о перекосах в области таза.

$$\Delta x = x_{\text{ц.т}} - x_{\text{середина}}, \quad (4)$$

где Δx – отклонение от центра тяжести, характеризует смещение центра тяжести тела относительно его центральной линии. Это вычисляется как разница между координатой центра тяжести и средней координатой тела.

$$x_{\text{ц.т}} = \frac{\sum_{i=1}^n w_i x_i}{\sum_{i=1}^n w_i}, \quad (5)$$

где x_i – горизонтальная координата i -й точки тела; w_i – весовой коэффициент для каждой точки (учитывающий вклад соответствующего сегмента тела в общее положение центра тяжести); n – количество точек тела, которые учитываются в расчете.

$$\Theta_4 = \arctan\left(\frac{y_{\text{таз}} - y_{\text{колено}}}{x_{\text{таз}} - x_{\text{колено}}}\right), \quad (6)$$

где Θ_4 – вальгус коленей, угол, формируемый линией от таза к коленям, показывает наличие отклонений в положении ног.

На основе рассчитанного угла отклонений в коленных суставах можно делать следующие выводы:

- $\Theta_4 > 0$ и угол смещен внутрь – это указывает на *вальгусное отклонение* (колени направлены внутрь);
- $\Theta_4 < 0$ и угол смещен наружу – это указывает на *варусное отклонение* (колени направлены наружу).

Подготовка данных

Для анализа были использованы данные, полученные с помощью компьютерного зрения и нейросетевых алгоритмов. Для распознавания ключевых точек тела и их координат использовалась модель MMPose (рис. 1), которая позволяет точно определять положение суставов [1] и других сегментов тела на изображениях фронтальной проекции [2]. MMPose [3] была выбрана из-за её высокой точности и скорости работы изображениями. Разрешение видеозаписей 1920 на 1080, 30 кадров в секунду, 6 видеозаписей.



Рис. 1. Модель человека MMPose

Информационная система

Интеграция вычисленных показателей в информационную систему (рис. 2) позволяет автоматизировать процесс анализа осанки и походки. Пользовательский интерфейс системы предоставляет возможность загрузки изображений или видеоматериалов с фронтальной проекцией, после чего нейросеть автоматически определяет ключевые метрики осанки [4]. Вся информация визуализируется в виде графиков и диаграмм, что упрощает восприятие данных.

Система также может быть интегрирована с медицинскими системами для передачи данных врачу или ортопеду.

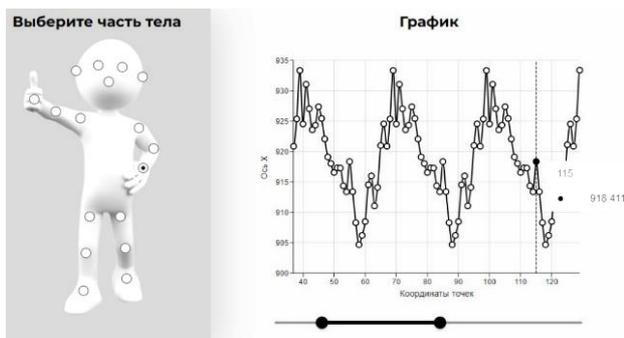


Рис. 2. Графический интерфейс информационной системы

Заключение

Анализ фронтальной проекции человека с помощью автоматизированных информационных систем открывает новые возможности для диагностики и коррекции нарушений осанки и походки. Систематический подход к оценке симметрии и выявлению асимметрий помогает улучшить точность диагностики, ускоряет процесс анализа и делает возможным оперативное вмешательство на ранних стадиях развития нарушений.

Литература

1. Оценка амплитуды движений в суставах (в угловых градусах) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://sudact.ru/law/postanovlenie-pravitelstva-rf-ot-04072013-n-565/polozhenie-o-voenno-vrachebno-ekspertize/prilozhenie-n-1/tablitsa-4/>, свободный (дата обращения: 02.09.2024).
2. Как рассчитать углы, определяющие положение вашей руки [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.physicsforums.com/threads/how-to-calculate-the-angles-that-define-the-position-your-arm-is-in.800502/>, свободный (дата обращения: 02.09.2024).
3. Обзор – MMPose 1.3.2: документация [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://mmpose.readthedocs.io/en/latest/overview.html>, свободный (дата обращения: 01.09.2024).
4. Репозиторий MMPose 1.3.2 (в угловых градусах) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://sudact.ru/law/postanovlenie-pravitelstva-rf-ot-04072013-n-565/polozhenie-o-voenno-vrachebno-ekspertize/prilozhenie-n-1/tablitsa-4/>, <https://github.com/open-mmlab/mmpose/tree/main>, свободный (дата обращения: 01.09.2024).

Чебыкин Максим Анатольевич

Студент каф. автоматизированных систем управления (АСУ) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: maksim.chebykin03@gmail.com

Замараев Никита Дмитриевич

Студент каф. АСУ ТУСУРа
Эл. почта: nicitazamaraev@yandex.ru

Кушнеревич Артём Игоревич

Студент каф. АСУ ТУСУРа
Эл. почта: kushnerovich.2015@mail.ru

Кураков Андрей Борисович

Ассистент каф. АСУ ТУСУРа
Эл. почта: sniperaft@gmail.com

С.З. Май, Ф.Д. Нгуен

Разработка программы для аппроксимации функции передачи, описывающей буксируемые кабелем подводные аппараты, на основе метода реальной интерполяции

Исследован и применен метод реальной интерполяции для разработки алгоритма аппроксимации функции передачи, описывающей подводные аппараты, буксируемые кабелем. Для этого была разработана компьютерная программа в среде MatLab. Программа была протестирована на конкретной кабельной системе и буксируемом аппарате, что продемонстрировало как эффективность алгоритма, так и удобство использования программы.

Ключевые слова: объект с распределенными параметрами, система кабель и подводный аппарат, метод реальной интерполяции, аппроксимация, полиномы Чебышева.

Подводные аппараты, буксируемые кабелем (далее именуемые системой Кабель – Подводный аппарат), широко применяются в различных областях: науке, экономике, обороне и безопасности и т.д. Поэтому управление стабилизацией глубины работы таких аппаратов под воздействием морских

волн, течений и тяговых сил является актуальной задачей.

В предыдущих исследованиях [1, 2] была построена математическая модель системы Кабеля – Подводного аппарата с использованием передаточной функции в следующей форме:

$$W_x(s) = \frac{1}{ch \left(\frac{L}{w} \sqrt{s^2 + \frac{\beta}{m} s} \right) + \frac{m_{no}s^2 + k_{no}s}{mw \sqrt{(s^2 + \frac{\beta}{m} s)(1 + \tau_{mp}s)}} sh \left(\frac{L}{w} \sqrt{s^2 + \frac{\beta}{m} s} \right)}, \tag{1}$$

где m – масса с учетом присоединенных масс воды; w – скорость распространения колебаний; τ_{mp} – постоянная времени внутреннего трения в тросе; β – коэффициент, учитывающий трение троса о воду; L – длина кабеля; k_{no} – коэффициент сопротивления движению в вертикальном направлении; m_{no} – масса с учетом присоединенных масс воды.

Это объект с распределёнными параметрами, передаточная функция которого (1) содержит инерционные, трансцендентные и дробно-рациональные функции высокого порядка. Поэтому исследование, анализ и проектирование контроллера сталкиваются с множеством трудностей и некоторые этапы невозможно выполнить напрямую на исходной передаточной функции [3].

Чтобы упростить задачу, традиционный метод заключается в замене (1) дробно-рациональными функциями с приемлемой точностью, что по сути сводится к преобразованию объекта с распределёнными параметрами в объект с сосредоточенными параметрами. После этого проводится работа с полученной оценочной моделью, используя распространённые методы для систем с сосредоточенными параметрами.

Аппроксимация (1) как дробно-рациональной функции была проведена в ряде предыдущих исследований, где рассматривались аппроксимации с использованием многочленов Чебышева и многочленов Бесселя [4, 5]. Однако эти методы также сталкиваются с трудностями из-за сложности функции (1) и возрастания ошибки аппроксимации.

Рассматривается метод реальной интерполяции и предлагается алгоритм аппроксимации напрямую от исходной передаточной функции, исключая необходимость поэлементной аппроксимации. Это позволяет существенно снизить объем вычислительных операций, уменьшить ошибку аппроксимации и упростить процесс исследования, анализа и проектирования систем управления.

Метод реальной интерполяции рассматривается для разработки алгоритма

Для разработки алгоритма аппроксимации системы «кабель – подводный аппарат», описанной в (1) в рамках метода реальной интерполяции [6], необходимо определить выражение:

$$W_a(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + 1}. \tag{2}$$

Оно имеет параметры структуры (m, n) и коэффициенты a_i, b_j ($i = \overline{1, n}; j = \overline{0, m}$), так что (2) приближается к (1) по определенному критерию. Это требование описывается следующим уравнением:

$$W_a(s) \cong W_x(s). \tag{3}$$

Для применения метода реальной интерполяции необходимо сначала привести соотношение (3) к виду действительных функций:

$$W_a(\delta) \cong W_x(\delta). \tag{4}$$

Для стабильных объектов этот переход осуществляется заменой комплексных переменных на действительные переменные. Для нестабильных объектов этот переход также может быть выполнен

заменой переменных при условии выполнения нижних границ для действительных переменных.

Далее определяются числовые характеристики действительных функций $W_a(\delta), W_x(\delta)$ на основе соответствующих узловых точек интерполяции, устанавливается и решается система уравнений:

$$\{W_a(\delta_i)\}_\eta = \{W_x(\delta_i)\}_\eta. \quad (5)$$

Для определения искомых коэффициентов a_i, b_j в выражении (2) необходимо установить узловые точки интерполяции δ_i , что может быть выполнено различными способами. Использование многочленов Чебышёва первого рода для выбора узловых точек интерполяции позволяет повысить точность аппроксимации в соответствии с критерием оценки (10). При этом число узловых точек интерполяции η определяется следующим образом:

$$\eta = m + n + 1, \quad (6)$$

а узловые точки интерполяции δ_i вычисляются по выражению:

$$\delta_i = \frac{1+x_i}{1-x_i} a, \quad i = 1, 2, \dots, \eta, \quad (7)$$

a – множитель пропорциональности относительно узловых точек δ_i , рассматриваемый как параметр корректировки ошибки аппроксимации [7], а $x_i, i = 1, 2, \dots, \eta$ является корнем уравнения

$$T_\eta(x) = 0. \quad (8)$$

Здесь $T_\eta(x)$ – это многочлены Чебышева 1-го рода, которые определяются системой формул [4, 7]:

$$T_0(x) = 1; T_1(x) = x; T_2(x) = x^2; \dots; \quad (9)$$

$$T_{\eta+1}(x) = xT_\eta(x) - \frac{1}{4}T_{\eta-1}(x), \quad x \in [-1, 1].$$

Формируется выражение для оценки отклонений на основе действительных функций:

$$\Delta W(\delta) = W_x(\delta) - W(\delta), \quad \delta \in [0, \infty). \quad (10)$$

Отсюда можно установить критерий оценки точности аппроксимации в следующей форме:

$$\Delta W = \max_{\delta, m, n; \{\delta_i\}_\eta} |W_x(\delta) - W(\delta)|. \quad (11)$$

Для определения оптимальной модели аппроксимации алгоритм выполняется многократно (для каждого набора параметров $(m, n)^{(j)}$ проводится итерация с соответствующим набором узлов интер-

$$W_x(s) = \frac{1}{\operatorname{ch}\left(\frac{L}{4020} \sqrt{s^2 + 0,0307s}\right) + \frac{5860s^2 + 1800s}{6552,6\sqrt{(s^2 + 0,0307s)(1+0,01s)}} \operatorname{sh}\left(\frac{L}{4020} \sqrt{s^2 + 0,0307s}\right)}. \quad (12)$$

Выполнен запуск программы при длине кабеля 150 м в двух случаях, соответствующих различным наборам параметров m, n . В случае 1 – при $m=1, n=3$ оптимальная аппроксимационная функция имеет выражение (13), ошибка аппроксимации составляет $\Delta W_a^0 = 3,3441 \cdot 10^{-6}$, амплитудно-частот-

полюции $\delta_i^{(j)}$). Выбор узлов интерполяции на следующем шаге итерации должен обеспечить уменьшение ошибки аппроксимации (11) до тех пор, пока не будет достигнута оптимальная модель аппроксимации $W_a^0(s)$ ($\Delta W \rightarrow \min$). Обычно (m, n) выбирается с малыми значениями из-за сложности последующей задачи синтеза.

Разработка программы аппроксимации

На основе вышеуказанных алгоритмов разрабатывается блок-схема алгоритма (рис. 1) и создается программа для автоматического выполнения задач в среде программирования MatLab.

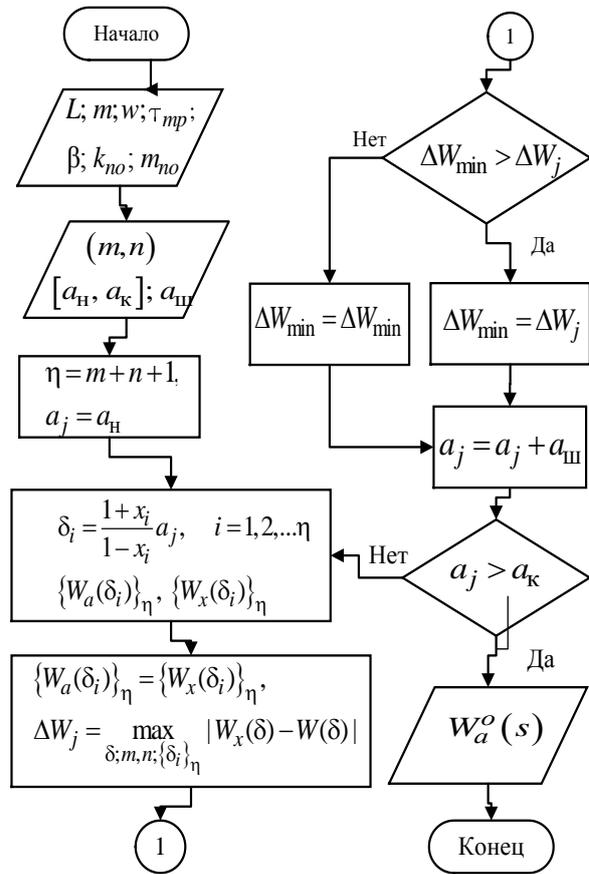


Рис. 1. Блок-схема

Тестирование программы

Программа была протестирована на системе Кабель – Подводной аппарат марки КГП-1-20 [1] с передаточной функцией (12):

ная характеристика (АЧХ) представлена на рис. 2, а. В случае 2 – при $m=7, n=9$ оптимальная аппроксимационная функция имеет выражение (14), ошибка аппроксимации составляет $\Delta W_a^0 = 1,4771 \cdot 10^{-16}$, АЧХ на рис. 2, б.

$$W_a^o(s) = \frac{0,1099s + 1}{0,003295s^3 - 0,3518s^2 + 0,1202s + 1}, \quad (13)$$

$$W_a^o(s) = \frac{2,068 \cdot 10^{-8}s^7 - 4,367 \cdot 10^{-5}s^6 + 1,914 \cdot 10^{-2}s^5 + 3,45s^4 + 136,6s^3 - 51,18s^2 + 15,84s + 1}{1,692 \cdot 10^{-8}s^9 + 4,559 \cdot 10^{-6}s^8 + 1,022 \cdot 10^{-3}s^7 + 7,073 \cdot 10^{-2}s^6 + 4,71s^5 + 3,109s^4 + 136,6s^3 - 50,98s^2 + 15,85s + 1}. \quad (14)$$

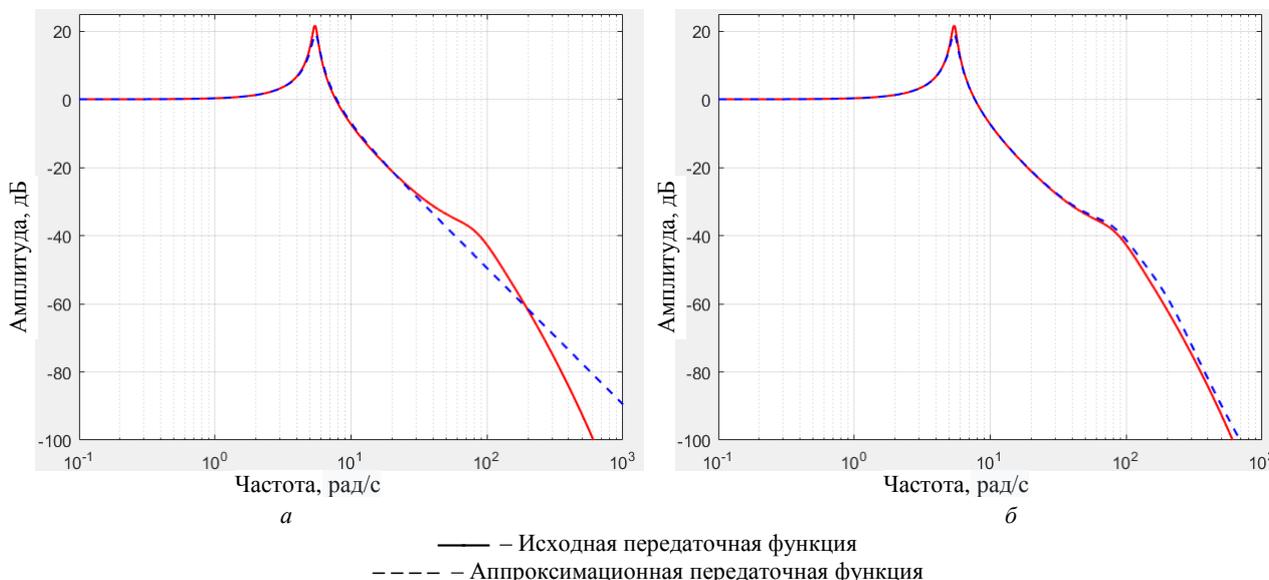


Рис. 2. Амплитудно-частотные характеристики оцениваемой функции и исходной передаточной функции: (13) и (12) – а; (14) и (12) – б

На рис. 2 видно, что график, представляющий АЧХ аппроксимационной системы, хорошо совпадает с графиком, представляющим АЧХ исходной системы в низкочастотном диапазоне, в то время как в высокочастотном диапазоне совпадение менее точное.

Таким образом, если набор параметров m, n увеличивается, то аппроксимационная функция с АЧХ лучше совпадает с исходной передаточной функцией в высокочастотном диапазоне. Однако это не является необходимым, так как в реальных задачах управления системой Кабель – Подводный аппарат обычно не наблюдаются колебания в высокочастотном диапазоне. Кроме того, увеличение параметров m, n в выражении (2) делает процесс вычислений более сложным, а время обработки может не удовлетворять требованиям реального времени. Поэтому необходимо выбрать параметры m, n , соответствующие требованиям.

Заключение

Таким образом, применение метода реальной интерполяции для прямого приближения (1) и получение результата в виде единственного выражения вида (2) независимо от сложности (1) позволяет снизить ошибку и повысить точность оценки при распределении узлов интерполяции по нулевым точкам полинома Чебышева. Оценка в реальном пространстве уменьшает вычислительную нагрузку и устраняет врождённые ограничения, связанные с оценкой точности на основе характеристик во временной или

частотной области. Простые и интуитивно понятные расчёты позволяют улучшить точность оценки путём итераций по узловым точкам интерполяции и различным структурным параметрам.

Представлены результаты разработки компьютерной программы, предназначенной для автоматической аппроксимации передаточной функции системы Кабель – Подводный аппарат. Программное обеспечение оптимизировало процесс вычислений, полностью заменив ручной расчет по традиционным методам. Результаты примеров, полученных в ходе тестирования программы, подтвердили правильность разработанного алгоритма.

Литература

1. Кувшинов Г.Е. Системы управления глубиной погружения буксируемых объектов: учеб. пособие / Г.Е. Кувшинов, Л.А. Наумов, К.В. Чупина. – Владивосток: Дальнаука, 2005. – 368 с.
2. Рапопорт Э.Я. Анализ и синтез систем автоматического управления с распределенными параметрами. – М.: Высшая школа, 2005. – 292 с.
3. Гончаров В.И. Интерполяционный синтез регуляторов систем автоматического управления на основе нулей полиномов Чебышева / В.И. Гончаров, Ф.Д. Нгуен // Доклады ТУСУРа. – 2010. – Ч. 1, № 2. – С. 304–309.
4. Gubarev V.F. Rational approximation of distributed parameter systems // Cybernetics and Systems Analysis. – 2008. – Vol. 44, No. 2. – PP. 234–246.
5. Демидович Б.П. Основы вычислительной математики / Б.П. Демидович, И.А. Марон. – 8-е изд., стер. – СПб.: Лань, – 672 с.

6. Гончаров В.И. Вещественный интерполяционный метод синтеза систем автоматического управления / В.И. Гончаров, С.В. Замятин, В.А. Рудницкий. – Томск.: Изд-во ТПУ, 2009. – 219 с

7. Abutheraa M.A. Computable function representations using effective Chebyshev polynomial / M.A. Abutheraa, D. Lester // World academy of science, Engineering and Technology. – 2007. – Vol. 25, November 2007. – PP. 103–109.

Май Суан Зунг

Аспирант каф. автоматизированных систем управления (АСУ) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: maixuandung85@gmail.com

Нгуен Фу Данг

Канд. техн. наук, преподаватель
технического университета «Ле Куи Дон»
Эл. почта: npdang@lqdtu.edu.vn

УДК 004.932

М.А. Деев, О.В. Петрова, И.А. Лыков, Ф.В. Маташков

Описание возможностей геоинформационной системы QGIS для выполнения задач лесной таксации по изображениям, полученным с БПЛА

Рассматривается ряд возможностей геоинформационной системы QGIS для решения задач мониторинга лесных массивов по изображениям, сделанным с помощью БПЛА, на котором установлена RGB-камера. Также приводится возможная архитектура плагина для QGIS, содержащая основные функциональные модули.

Ключевые слова: БПЛА, таксация, лес, мониторинг, обработка изображений, ГИС, QGIS, плагин для QGIS, ортофотоплан.

Исследованием характеристик деревьев в лесном массиве в качестве объекта измерения занимается вспомогательная отрасль лесохозяйственного учения, именуемая лесной таксацией. Эта отрасль ориентирована на решение экологических (выявление больных деревьев, оценка экосистемных функций) и производственных (заготовка древесины, оценка земельных участков, занятых лесами) задач. В качестве характеристик деревьев выделяют их пространственное расположение, специфику роста и определение объемов заготавливаемой древесины. Измерения в процессе лесной таксации на данный момент проводятся преимущественно с помощью пешеходного обхода территории и визуального наблюдения с использованием простейших измерительных инструментов. К настоящему времени такой метод крайне затратный по времени, имеет низкую точность, а также затруднителен в сложных природных условиях.

Сравнительно недорогим, но быстрым и эффективным аналогом является метод лесной таксации с использованием БПЛА, на котором установлена цифровая RGB-камера. Данный метод представлен следующими функциями: считывание изображений лесного массива из хранилища данных, потоковая первичная обработка (коррекция радиометрических ошибок), создание единого изображения – ортофотоплана, проведение тематической обработки (выделение крон деревьев и оценка их таксационных параметров) и генерация протокола, содержащего информацию о таксационных характеристиках деревьев с привязкой к геоданным.

Так как данная задача тесно связана с задачами геодезии и фотограмметрии, то для представления результатов обработки логично использовать геоинформационную систему (ГИС). Одной из таких ГИС является QGIS.

QGIS (Quantum GIS) – это открытая геоинформационная система, нацеленная на работу с геоданными. Она предоставляет пользователям широкий спектр инструментов для анализа, визуализации и управления пространственной информацией [1].

Основными преимуществами QGIS являются: поддержка различных форматов данных и возможность интеграции в собственные проекты, инструменты для сложных геопространственных вычисле-

ний и моделирования, расширяемая архитектура, кроссплатформенность, свободное распространение.

Помимо описанных выше преимуществ, QGIS также обладает специфическими в рамках решения задачи возможностями, а именно: визуализация ортофотоплана, возможность создания выборки (аннотации) для обучения нейронной сети. На рис. 1 представлены скриншоты программы QGIS, демонстрирующие данные возможности.

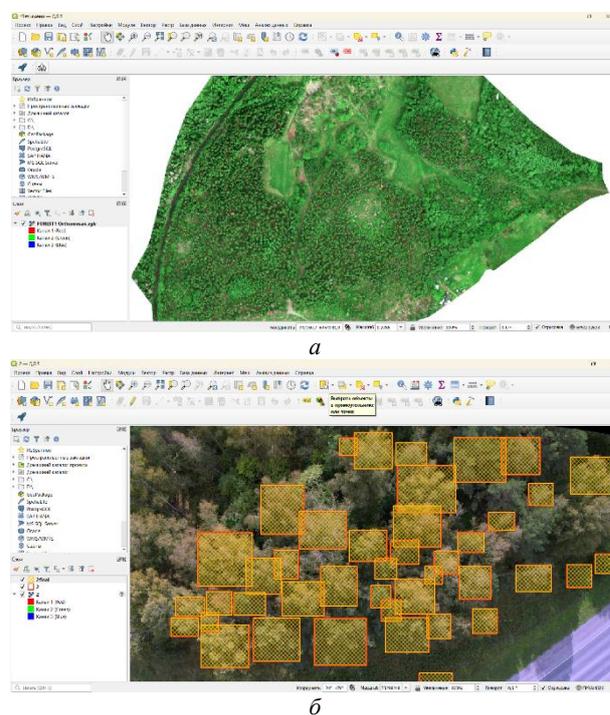


Рис. 1. Демонстрация возможностей QGIS в рамках задачи: а – пример визуализации ортофотоплана, б – пример аннотирующего изображения

Другой, не менее важной, является возможность расширения QGIS с помощью плагинов – программных модулей, дополняющих функционал и возможности ГИС. Преимущества написания плагина для QGIS состоят в простоте его реализации и возможности выбора языка программирования: QGIS имеет директорию расширений, в которой создается директория плагина; возможность написания плагина на языке программирования Python с

использованием встроенного API QGIS и библиотеки PyQt для создания графического интерфейса.

Сегмент хозяйственных и инфраструктурных лесных приложений в репозитории плагинов QGIS достаточно невелик [2]. Одним из более приближенных к решению поставленной задачи является плагин `geoscan_forest`. Данный плагин позволяет осуществлять поиск верхушек деревьев и сегментацию крон деревьев на ортофотоплане. Однако он не в полной мере решает обозначенные выше задачи: не корректирует возможные радиометрические ошибки на изображениях, не имеет возможности сформировать ортофотоплан из набора изображений, не производит оценку таксационных параметров деревьев, не формирует протокол.

В связи с ранее описанными недостатками плагина `geoscan_forest` появляется необходимость в создании собственного плагина, архитектура которого указана на рис. 2.

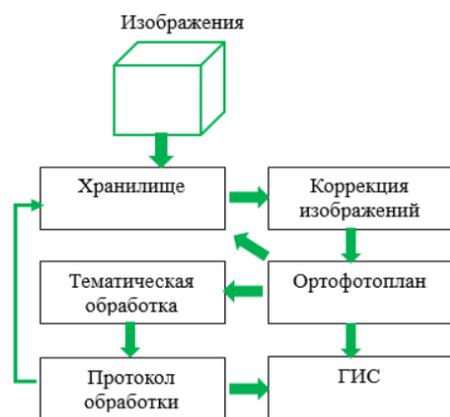


Рис. 2. Архитектура плагина

Данный метод полностью решает задачу лесной таксации, позволяет оперативно и при малых затратах анализировать лесной массив. В нём могут быть заинтересованы нефтегазовые компании, сельское хозяйство, лесничие хозяйства, компании на

рынке дорожного строительства и т.д. Таким образом, создание плагина является перспективной и актуальной задачей.

Работа выполняется в рамках проекта ГПО АСУ-2201 «Мониторинг территории по изображениям БПЛА», научным руководителем которого является профессор М.Ю. Катаев. Данный проект выполняется при сотрудничестве ТУСУР и ТомскНИПИнефть.

Литература

1. Скорик А.Я. и др. Сравнительный анализ использования геоинформационных систем QGIS и GIS PANORAMA в военных целях / под общ. ред. А.С. Черенко, гл. ред. А.М. Бахарь // Геоинформационные системы военного назначения: теория и практика применения: матер. IX респ. науч.-практ. конф., Минск, 12 мая 2023 г. – Минск: БГУ, 2023. – С. 77–80.
2. Подольская Е.С. Обзор плагинов Open source QGIS в лесном хозяйстве // Вопросы лесной науки. – 2021. – Т. 4, № 2.

Деев Максим Александрович

Студент каф. АСУ Томского университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: deev_2003@list.ru

Петрова Ольга Владиславовна

Студентка каф. АСУ Томского университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: olga-petrova-0303@mail.ru

Лыков Иван Анатольевич

Студент каф. АСУ Томского университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: lykov_2002@mail.ru

Маташков Фома Викторович

Студент каф. АСУ Томского университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: matashkovv@gmail.com

А.А. Меринов, Ю.В. Шабля

Автоматизация кодирования изображений с помощью метода комбинаторной генерации на основе деревьев И/ИЛИ

Представлены результаты разработки десктопного приложения, основным предназначением которого является автоматизация процесса кодирования изображений с использованием методов комбинаторной генерации на основе деревьев И/ИЛИ. Приложение позволяет обрабатывать изображения в форматах PNG, JPG и TIFF, а также выбирать директории сохранения полученных результатов и настраивать параметры кодирования. Закодированные изображения сохраняются в бинарные файлы, из которых возможно последующее восстановление оригинального файла изображения без каких-либо потерь.

Ключевые слова: кодирование изображений, сжатие без потерь, комбинаторная генерация, деревья И/ИЛИ, десктопное приложение, автоматизация.

Кодирование изображений является важной проблемой в области цифровых технологий, так как с каждым годом объем хранимой и передаваемой визуальной информации растет экспоненциально, что создает большие нагрузки для систем хранения и передачи данных. Это обусловлено увеличением разрешения изображений, количеством создаваемого контента и развитием нейронных сетей, в том числе при решении задач компьютерного зрения.

Кроме того, правильное кодирование облегчает обмен изображениями между различными системами и устройствами, обеспечивая совместимость и стандартизацию. Это важно не только для повседневных нужд пользователей, но и для работы в критически важных областях, таких как медицина и спутниковая связь, где точность и удобство передачи изображений напрямую влияют на качество принимаемых решений. В связи с этим возникает необходимость изучать и разрабатывать более эффективные способы кодирования, которые позволят справляться с возрастающими объемами данных и обеспечить высокую скорость их обработки без потерь качества.

За счет своей гибкости методы комбинаторной генерации позволяют решать различные задачи, в том числе и задачу кодирования изображений. В рамках данного направления имеется ряд универсальных методов для построения алгоритмов комбинаторной генерации: поиск с возвратом [1], ЕСО-метод [2], символьный метод [3], метод на основе деревьев И/ИЛИ [4] и др.

Предлагаемое исследование посвящено разработке десктопного приложения, основным предназначением которого является автоматизация процесса кодирования изображений за счет использования деревьев И/ИЛИ [5].

Программа для кодирования изображений с использованием структур деревьев И/ИЛИ

Для решения проблемы автоматизации кодирования изображений было реализовано десктопное приложение (рис. 1). Приложение было реализовано на языке программирования C# на фреймворке Avalonia UI, что позволило сделать приложение кросс-платформенным.

Приложение включает в себя следующие функциональные возможности:

- загрузка изображений;
- выбор директории сохранения;
- выбор параметров сохранения;
- кодирование изображений.

При использовании приложения пользователь может загрузить изображение или целый набор изображений. Для загрузки изображения пользователь должен нажать на соответствующую кнопку и выбрать его в директории компьютера. Если же требуется загрузить сразу несколько изображений, то можно выбрать каталог. При загрузке каталога программа извлечет только изображения, которые соответствуют следующим форматам: PNG, JPG, TIFF.

Кроме того, блок взаимодействия с изображениями автоматически считает количество загруженных изображений. После загрузки с изображениями можно взаимодействовать. Имеется возможность поменять их порядок кодирования, переместив их в списке относительно других изображений, а также возможность удаления.

После выбора изображений пользователь должен выбрать каталог для сохранения получаемых бинарных файлов закодированных изображений.

Следующим этапом (перед непосредственно кодированием изображений) является выбор параметров кодирования. Необходимо выбрать метод кодирования изображений (доступны следующие варианты формул и соответствующих им деревьев И/ИЛИ: степенная формула, рекурсивная формула, формула через сочетания, формула через числа Стирлинга второго рода).

Также пользователю нужно через селектор выбрать размер блока пикселей кодируемого изображения из набора следующих значений: 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128, 256, 512 и 1 024.

После выбора изображений и настройки параметров пользователь может перейти непосредственно к этапу кодирования. После успешного выполнения проверок (существование изображений, наличие прав доступа и т.п.) будет начат процесс кодирования. В противном случае пользователь получит сообщение об ошибке.

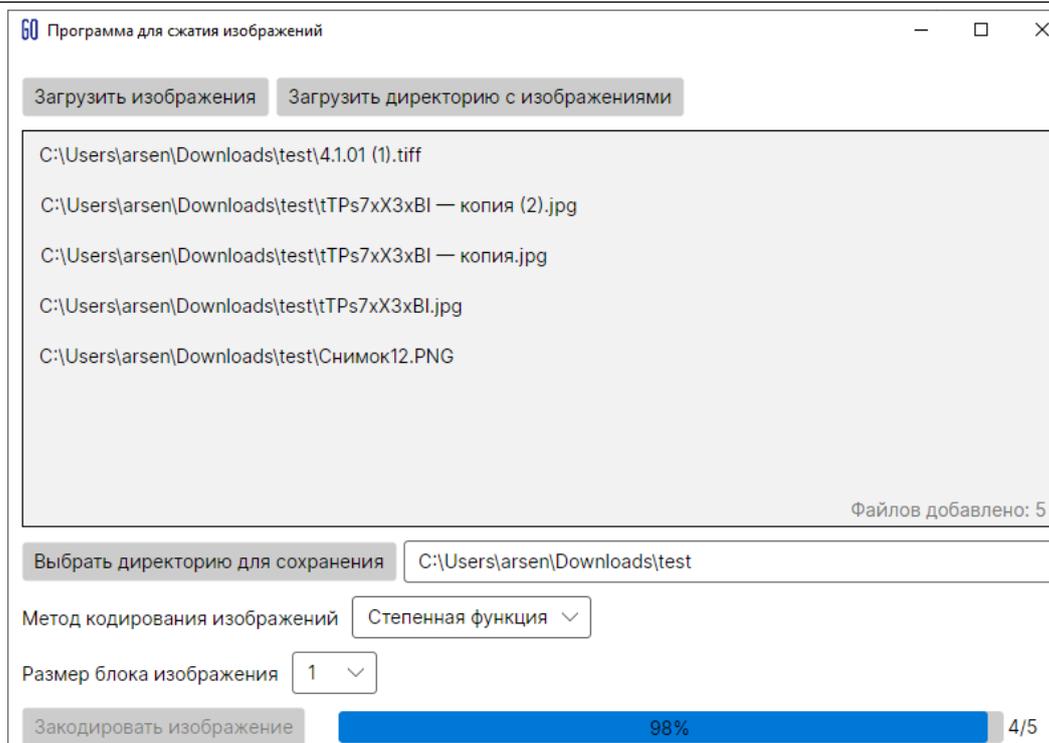


Рис. 1. Основное окно программы

В программе реализована функция многопоточной обработки, что позволяет приложению параллельно ранжировать несколько блоков пикселей. После каждого ранжированного блока программа возвращает информацию о прогрессе выполненных вычислений. Также пока идет процесс кодирования, пользователь может подготавливать новые изображения для следующей итерации.

Закодированное изображение сохраняется в два бинарных файла. Первый файл содержит информацию о требуемых параметрах закодированного изображения, необходимых для полного восстановления исходного файла, в том числе палитру уникальных цветов кодируемого изображения. Второй файл содержит бинарное представление последовательности значений вычисленных рангов блоков пикселей изображения.

Заключение

Методы комбинаторной генерации, благодаря своим широким возможностям, позволяют эффективно решать различные задачи, включая сжатие и кодирование изображений. Основным результатом данной работы является разработанное десктопное приложение, автоматизирующее процесс изображений с использованием методов комбинаторной генерации на основе деревьев И/ИЛИ. Разработанное приложение может быть использовано для дальнейших исследований качества сжатия изображений в зависимости от заданных структур деревьев И/ИЛИ и их параметров. В том числе возможно рассмотрение комбинации с другими алгоритмами сжатия данных без потерь.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФНФ в рамках научного проекта № 22-71-10052.

Литература

1. Kreher D.L. Combinatorial algorithms: Generation, enumeration, and search / D.L. Kreher, D.R. Stinson. – USA: CRC Press, 1999. – 329 p.
2. Barucci E. ECO: A methodology for the enumeration of combinatorial objects / E. Barucci, A. Del Lungo, E. Pergola, R. Pinzani // Journal of Difference Equations and Applications. – 1999. – Vol. 5. – PP. 435–490.
3. Flajolet P. A calculus for the random generation of combinatorial structures / P. Flajolet, P. Zimmerman, B. Cutsem // Theoretical Computer Science. – 1994. – Vol. 132. – PP. 1–35.
4. Shablya Y. Method for developing combinatorial generation algorithms based on AND/OR trees and its application / Y. Shablya, D. Kruchinin, V. Kruchinin // Mathematics. – 2020. – Vol. 8. – Art. 962.
5. Меринов А.А. Сжатие изображений без потерь на основе методов комбинаторной генерации / А.А. Меринов, Ю.В. Шабля // Перспективы развития фундаментальных наук: сборник науч. трудов XXI Междунар. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых (23–26 апр. 2024 г.): в 7 т. – Томск: НИ ТПУ, 2024. – Т. 3: Математика. – С. 11–13.

Меринов Арсен Арзуманович

Техник лаб. алгоритмов и технологий исследования дискретных структур (ЛАТИДС) Томского гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: merinovarsen@mail.ru

Шабля Юрий Васильевич

Канд. техн. наук, с.н.с. ЛАТИДС ТУСУРа
Эл. почта: syv@fb.tusur.ru

Ю.М. Козлова, А.М. Емельянов, И.С. Надеждин

Разработка и интеграция графопостроителя в программно-технический комплекс фильтрации зашумленных измерительных сигналов

Рассматривается разработка и интеграция модуля графопостроителя в программно-технический комплекс (ПТК) для фильтрации зашумленных измерительных сигналов. Описан процесс создания программного обеспечения на базе микрокомпьютера МВ77.07, которое использует искусственную нейронную сеть (ИНС) для подавления шумовой составляющей сигнала. Особое внимание уделено визуализации результатов фильтрации с использованием разработанного модуля графопостроителя, который отображает обработанные данные в реальном времени. Эксперимент подтвердил эффективность разработанного модуля графопостроителя для анализа и интерпретации результатов.

Ключевые слова: искусственная нейронная сеть, зашумленный измерительный сигнал, визуализация данных.

В условиях современного технологического прогресса задачи, связанные с обработкой и анализом измерительных данных, приобретают все большую актуальность. Измерительные сигналы, получаемые с различных сенсоров и датчиков, зачастую подвергаются воздействию внешних шумов и помех, что может существенно исказить результаты измерений и привести к ошибкам в интерпретации данных. На данный момент наиболее перспективным методом считается использование искусственных нейронных сетей (ИНС) для уменьшения шумов в измерительном сигнале [1].

Для обеспечения не только фильтрации, но и удобного анализа результатов необходимо внедрение инструментов визуализации данных. Целью данной работы является разработка и интеграция модуля графопостроителя в программно-технический комплекс (ПТК) фильтрации зашумленных измерительных сигналов.

Программно-технические комплексы (ПТК) для фильтрации зашумленных измерительных сигналов играют ключевую роль в автоматизированных системах контроля и управления, позволяя не только улучшать качество измерений, но и обеспечивать устойчивую работу систем в реальном времени. Разработка ПО для таких комплексов требует внедрения передовых методов цифровой обработки сигналов, таких как фильтрация при помощи ИНС.

В процессе разработки ПТК используется отечественный микрокомпьютер МВ77.07. Одной из особенностей этого микрокомпьютера является отсутствие поддержки вычислений с плавающей точкой на нейроядре, которое оптимизировано для выполнения нейровычислений. Для решения этой задачи был разработан специальный алгоритм квантизации, позволяющий эффективно проводить вычисления на нейроядре [2–4].

В качестве измерительного сигнала был выбран сигнал атмосферного давления, измеренный с помощью датчика BMP280.

При разработке и тестировании искусственной нейронной сети (ИНС) были созданы обучающие и тестовые выборки с добавлением белого шума –

стационарного шума с равномерно распределёнными спектральными составляющими по всему частотному диапазону. Белый шум добавлялся к синтетическим данным, имитирующим измерения атмосферного давления, чтобы максимально приблизить условия к реальным.

В качестве архитектуры ИНС выбрана рекуррентная многослойная сеть Элмана. Разработанная сеть включает 3 скрытых слоя, каждый из которых содержит 40 нейронов. Для обучения сети использовался метод оптимизации Левенберга–Марквардта с линейной функцией активации выходного слоя.

После завершения обучения искусственная нейронная сеть (ИНС) была протестирована на данных, включающих как синтетически зашумленные сигналы, так и реальные данные, полученные с датчика BMP280. Результаты фильтрации (в виде приведенного среднеквадратичного отклонения (СКО)) синтетически сгенерированного зашумленного сигнала с использованием ИНС, а также традиционного фильтра «скользящее среднее» с окном размером 3, представлены в таблице. Размер окна фильтра «скользящее среднее» был выбран таким образом, чтобы корректно сопоставить его с запаздыванием нейросетевого фильтра (2 значения).

Результат фильтрации синтетически сгенерированного зашумленного измерительного сигнала с помощью разработанной ИНС

	Приведенное СКО, %
Нейросетевой фильтр	0,4144
Фильтр «скользящее среднее»	0,8249

Результаты фильтрации зашумленного сигнала атмосферного давления с использованием ИНС, а также традиционного фильтра «скользящее среднее» с окном размером 3 представлены на рис. 1.

Модуль МВ77.07 не оснащён пользовательским интерфейсом, что исключает возможность прямого доступа к данным для их анализа или просмотра. Для эффективного использования данных, получаемых от модуля, необходимо передавать их на внешний интерфейс, где они могут быть отображены в удобной для пользователя форме.

Для решения этой задачи был выбран подход с использованием клиент-серверного приложения. Сначала измерительный сигнал, принятый от датчика давления по I²C, подвергается цифровой обработке при помощи ИНС. Затем выделяется принятый зашумленный сигнал и итоговый отфильтрованный в качестве результатов обработки. После обработки цифрового сигнала эти данные передаются в серверную часть проекта, которая отвечает за обработку запросов клиента по протоколу TCP/IP. Для обмена данными между компонентами системы используется механизм разделяемой памяти. После того как данные записаны в разделяемую память, они могут быть переданы на удаленную ЭВМ через TCP/IP-соединение для дальнейшей визуализации.

Существующее конфигурационное ПО для работы с модулями MB77.07 и MB121 было разработано для выполнения следующих задач: компиляция и загрузка исполняемых файлов «.abs» на модули, построение расчетных схем с использованием модулей и их нейросетевых ядер и взаимодействие с портами ввода-вывода модулей.

В новую версию программы была добавлена возможность визуализации расчетов через специально разработанный модуль графопостроителя. Этот модуль позволяет выводить результаты вычислений в графическом формате, что значительно облегчает анализ и интерпретацию данных с модулей MB77.07 и MB121. Графопостроитель принимает предварительно обработанные данные, переданные через TCP/IP с использованием разделяемой памяти, и отображает их в виде графиков. Благодаря исполь-

зованию разделяемой памяти обмен данными между компонентами системы осуществляется быстро и эффективно, без лишней нагрузки на процессор. ПО также поддерживает обновление данных в реальном времени, предоставляя актуальную информацию для анализа.

В рамках вычислительного эксперимента была выполнена визуализация процесса фильтрации зашумленного сигнала атмосферного давления с помощью разработанного программного обеспечения. Цель эксперимента заключалась в демонстрации работы модуля графопостроителя, отображающего результаты фильтрации.

Данные атмосферного давления, собранные с датчика BMP280, были переданы в программное обеспечение, где прошли фильтрацию с использованием искусственной нейронной сети. Затем результаты фильтрации были визуализированы через графопостроитель.

Результаты представлены на рис. 2.

График ясно демонстрирует, что фильтрация заметно уменьшает уровень шума в данных, при этом сохраняется общая динамика изменений атмосферного давления. Результаты эксперимента подтвердили эффективность разработанного программного обеспечения для фильтрации зашумленных сигналов. Модуль графопостроителя показал высокую точность визуализации и удобство при анализе полученных данных.

Исследование поддержано программой Национального исследовательского Томского политехнического университета (ПИИ-НИР-2024-005).

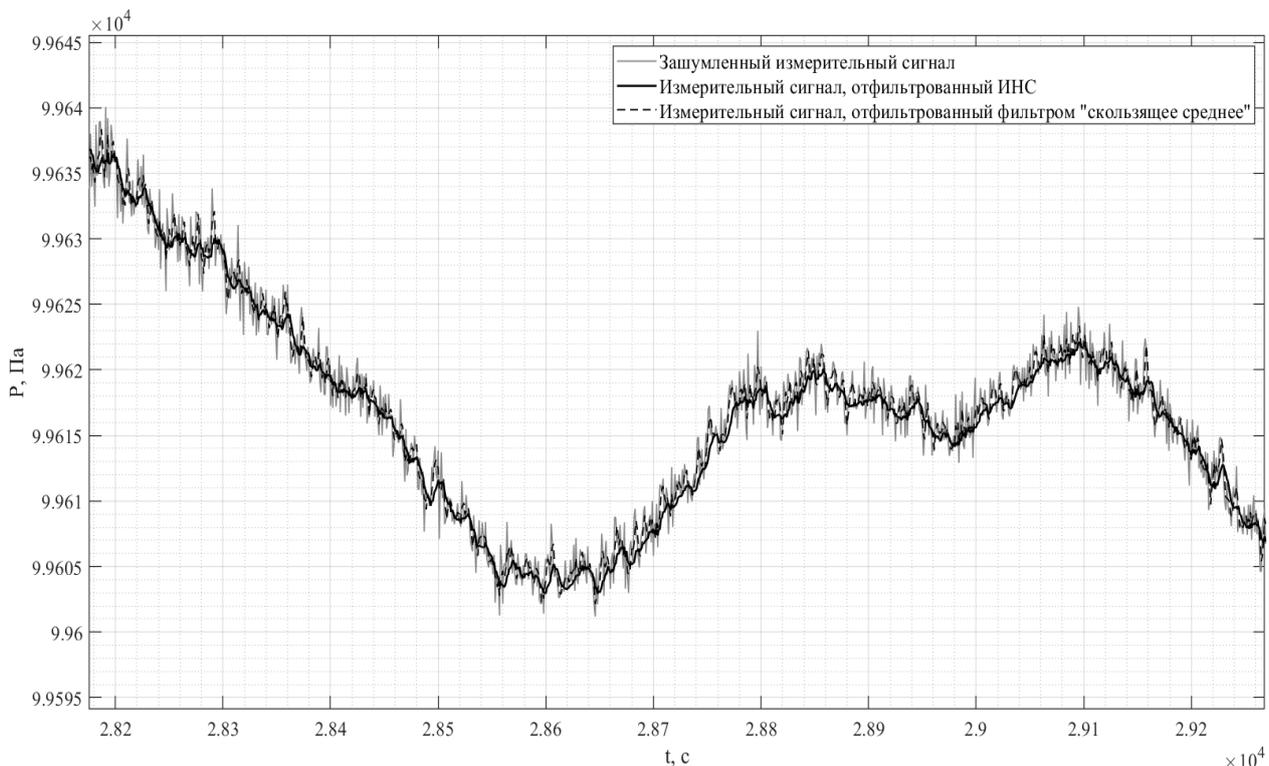


Рис. 1. Результат фильтрации зашумленного измерительного сигнала атмосферного давления с помощью разработанной ИНС

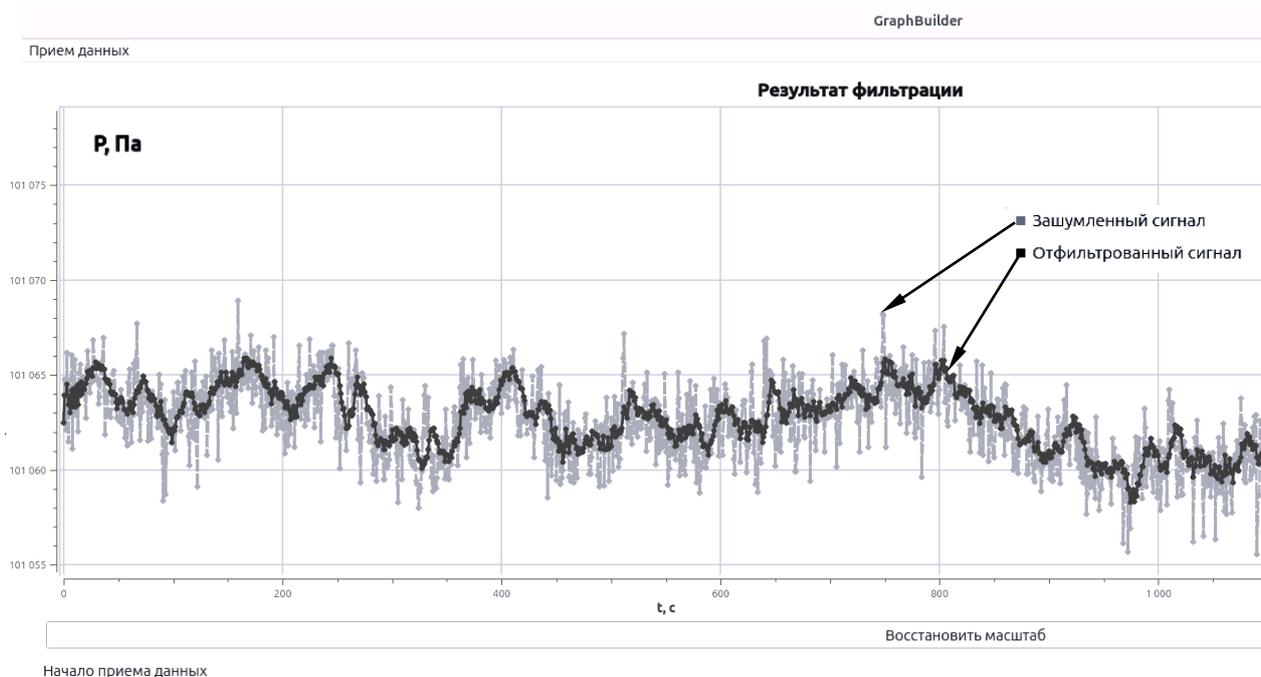


Рис. 2. Результаты фильтрации в рамках вычислительного эксперимента

Литература

1. Predicting oil flow rate through orifice plate with robust machine learning algorithms / A.R.B. Abad, P.S. Tehrani, M. Naveshki, H. Ghorbani, N. Mohamadian, S. Davoodi, S.K. Aghdam, J. Moghadasi, H. Saberi // Flow Measurement and Instrumentation. – 2021. – Vol. 81. – Article number: 102047.
2. Learning to Quantize Deep Networks by Optimizing Quantization Intervals with Task Loss / S. Jung, C. Son, S. Lee, J. Son, Y. Kwak, J.-J. Han, S.J. Hwang, C. Choi // IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. – 2019.
3. NITI: Training Integer Neural Networks Us-ing Integer-only Arithmetic / M. Wang, S. Rasoulinezhad, P. Leong, H.K.H. So // IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems. – 2022. – Vol. 33. – PP. 3249–3261.
4. Quantization and Training of Neural Networks for Efficient Integer-Arithmetic-Only Inference / B. Jacob,

S. Kligys, B. Chen, M. Zhu, M. Tang, A. Howard, H. Adam, D. Kalenichenko // IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. – 2018. – PP. 2704–2713.

Козлова Юлия Максимовна

Студентка отд. ядерно-топливного цикла (ОЯТЦ) инженерной школы ядерных технологий (ИЯТШ) Национального исследовательского Томского политехнического ун-та (НИ ТПУ)
Эл. почта: ymk5@tpu.ru

Емельянов Алексей Михайлович

Аспирант ОЯТЦ ИЯТШ НИ ТПУ
Эл. почта: ame8@tpu.ru

Наеждин Игорь Сергеевич

Канд. техн. наук, доцент ОЯТЦ ИЯТШ НИ ТПУ
Эл. почта: kun9@tpu.ru

А.М. Емельянов, Ю.М. Козлова, И.С. Надеждин

Синтез нейросетевого регулятора для автоматизированной системы управления каскадом центробежных экстракторов

Рассматривается синтез автоматизированной системы управления каскадом центробежных экстракторов с нейросетевым регулятором, обученным по методу обратного распространения ошибки через прямой нейроэмулятор с эталонной моделью. Проведена идентификация объекта управления, приведенное среднеквадратическое отклонение составляет 1,63 %. Показатели качества системы управления с нейрорегулятором превосходят систему управления с ПИД-регулятором.

Ключевые слова: автоматизированная система управления, экстракция, искусственная нейронная сеть, нейросетевой регулятор.

Современные технологические процессы невозможно представить без автоматизированных систем управления (САУ), поскольку их разработка и внедрение диктуются необходимостью повышения эффективности, безопасности и устойчивости. Это имеет особое значение для отраслей химической, атомной, нефтяной и газовой промышленности, где безопасность играет ключевую роль из-за рисков взрывов, пожаров, вредного воздействия на здоровье человека.

Одним из актуальных направлений в развитии управления и оптимизации технологических процессов многие ученые считают использование методов искусственного интеллекта. С развитием микрокомпьютерной техники нейроалгоритмы управления становятся все более востребованными. Регуляторы на основе искусственных нейронных сетей (ИНС) обладают способностью улучшать функционирование САУ, адаптироваться к изменяющимся возмущениям и повышать общую эффективность технологических процессов.

Нейросетевые регуляторы, подобно классическим ПИД-регуляторам, не должны вносить дополнительное запаздывание в САУ. Еще одним важным фактором является трудоемкость определения управляющего воздействия нейрорегулятором, она должна позволять реализовать нейрорегулятор на ПЛК или микрокомпьютере [1].

Целью данной работы является разработка автоматизированной системы управления каскадом центробежных экстракторов на базе нейросетевого регулятора для повышения качества стабилизации концентрации урана в экстракте.

В рамках работы [2] была разработана комбинированная модель процесса экстракции целевых компонентов с применением нейросетевых технологий. В работе [3] разработанная математическая модель была проверена на адекватность с помощью экспериментальных данных.

Для синтеза автоматизированной системы управления была проведена идентификация объекта управления. Для этого на ранее разработанной и верифицированной комбинированной математической модели процесса экстракции [2, 3] был проведен вычислительный эксперимент: управляющее

воздействие (расход водной фазы) было изменено в виде ступеньки. В результате вычислительного эксперимента была получена кривая разгона, по которой была определена передаточная функция объекта управления

$$W_{об}(s) = \frac{0,2958}{1077,0968s + 1}.$$

Приведенное среднеквадратическое отклонение идентификации составляет 1,63%.

В данной работе был разработан нейросетевой регулятор по методу обратного распространения ошибки через прямой нейроэмулятор с эталонной моделью. Нейроэмулятором является нейросеть, полностью повторяющая поведение обобщенного объекта управления. Схема обучения нейроэмулятора представлена на рис. 1, схема обучения нейрорегулятора представлена на рис. 2.

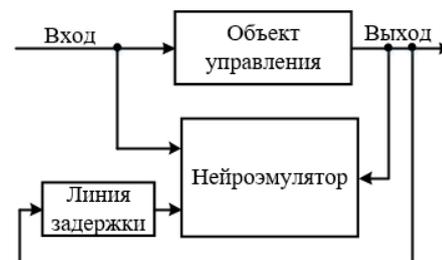


Рис. 1. Схема обучения нейроэмулятора



Рис. 2. Схема обучения нейрорегулятора

Структура разработанного нейрорегулятора представляет собой ИНС, состоящую из двух слоев с 60 и 40 нейронами соответственно, и представлена

на рис. 3. Разработанная ИНС имеет два сигнала обратной связи. Первый сигнал – обратная связь с нейрорегулятора, а именно управляющее воздействие. Вторым сигналом является обратная связь с объекта управления, измеряемая датчиком концентрации урана в экстракте [4].

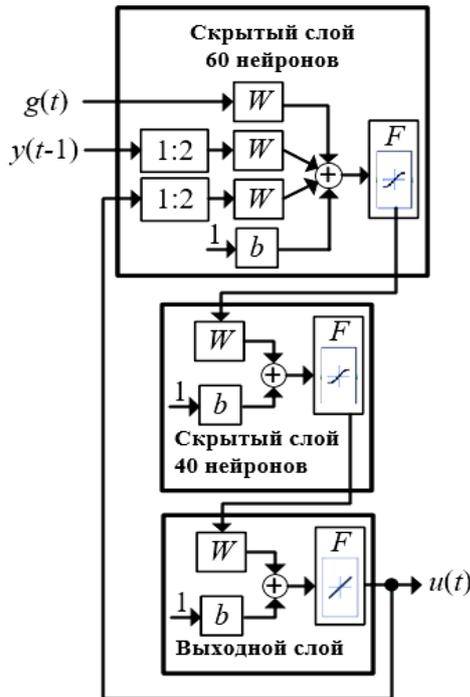


Рис. 3. Структурная схема нейрорегулятора

На рис. 4 представлена функциональная схема разработанной автоматизированной системы управления каскадом центробежных экстракторов с использованием нейросетевого регулятора, перистальтического насоса и датчика концентрации. Управляющей переменной является сигнал 4–20 мА, который поступает на вход перистальтического насоса. Выходной переменной является концентрация урана в экстракте [4].

В рамках исследования разработанной САУ с помощью компьютерного моделирования был проведен вычислительный эксперимент, в рамках которого задающее устройство вырабатывало случайный ступенчатый сигнал уставки. Изменение концентрации урана в экстракте для САУ с нейрорегулятором и САУ с ПИД-регулятором, параметры которого рассчитаны по методу оптимального модуля, представлены в относительных единицах на рис. 5.

В таблице представлены показатели качества для переходных процессов в рамках вычислительного эксперимента (см. рис. 5).

Для аппаратной реализации разработанного нейрорегулятора был выбран отечественный микрокомпьютер МВ 77.07 производства АО НТЦ «Модуль». Преимуществом МВ 77.07 является наличие двух вычислительных ядер, одно из которых АРМ архитектуры, а другое – NMC 3 архитектуры. Специализированное под нейровычисления ядро NMC 3 позволяет существенно увеличить быстродействие нейрорегулятора.

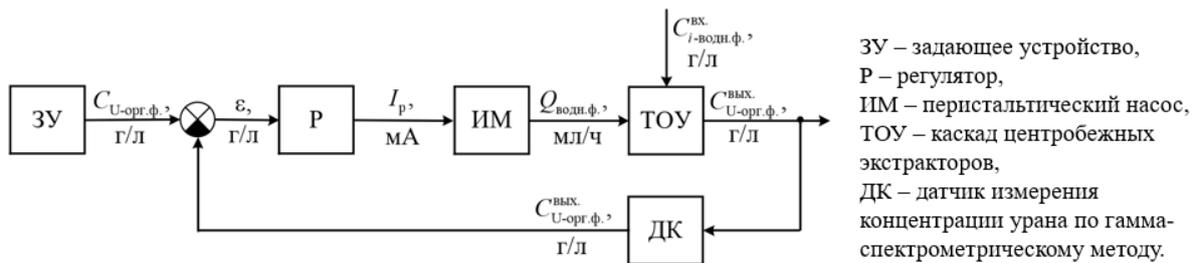


Рис. 4. Функциональная схема автоматизированной системы управления каскадом центробежных экстракторов

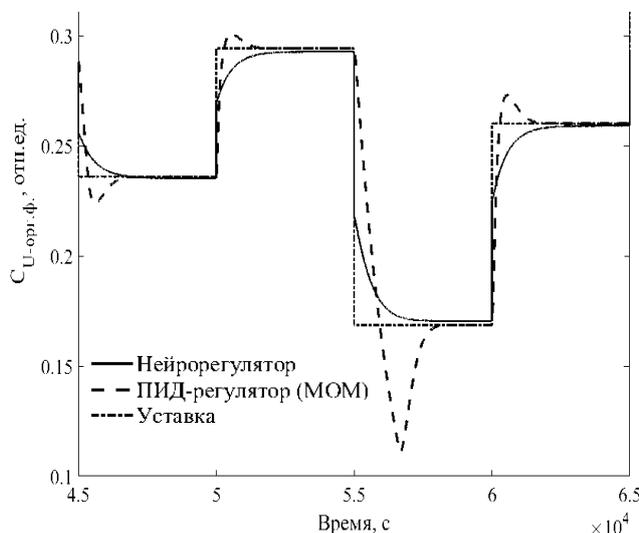


Рис. 5. Изменение концентрации урана в органической фазе

Главным недостатком МВ 77.07 является отсутствие вычислений чисел с плавающей точкой на NMC ядре. Для осуществления вычислений на NMC-ядре был разработан алгоритм квантизации / деквантизации данных до формата 16 бит, которые исполняются на АРМ-ядре. Максимальная относительная ошибка, вносимая квантизацией при реализации ИНС, не превышает 1%.

Показатели качества переходных процессов по управляющему воздействию

Степень	Регулятор	QIC	t _{рег.} с	σ, %
1	ПИД-регулятор (МОМ)	0,4147	653	22,84
	Нейрорегулятор	0,1154	346	0
2	ПИД-регулятор (МОМ)	0,2534	148	11,29
	Нейрорегулятор	0,1975	260	0
3	ПИД-регулятор (МОМ)	6,4860	2 464	45,78
	Нейрорегулятор	0,8442	984	0
4	ПИД-регулятор (МОМ)	0,7856	213	14,04
	Нейрорегулятор	0,3748	533	0

Для взаимодействия с задающим устройством и датчиком концентрации использовался интерфейс РС. Структура разработанного программного обес-

печения нейросетевого регулятора на модуле МВ 77.07 представлена на рис. 6.

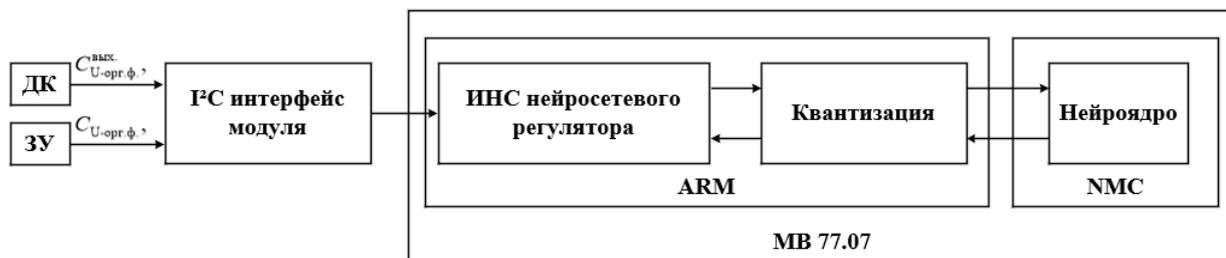


Рис. 6. Структура разработанного программного обеспечения нейросетевого регулятора на модуле МВ 77.07

Итогом проведенной работы была разработка автоматизированной системы управления каскадом центробежных экстракторов с нейросетевым регулятором, обученным по методу обратного распространения ошибки через прямой нейромодулятор с дополнительно внедрённой в схему эталонной моделью. Была проведена идентификация каскада центробежных экстракторов по управляющему воздействию в виде расхода водной фазы, приведенное среднее квадратическое отклонение составило 1,63%.

В результате проведенного вычислительного эксперимента САУ с разработанным нейрорегулятором имеет лучшие показатели качества, чем САУ с ПИД-регулятором, параметры которого рассчитаны по методу оптимального модуля (см. рис. 5 и таблицу).

Разработанный нейрорегулятор был реализован на микрокомпьютере МВ 77.07 с использованием специализированного для нейровычислений ядра. Максимальная относительная ошибка, вносимая квантизацией при реализации ИНС, не превышает 1%. Таким образом, разработанный нейрорегулятор готов к внедрению в автоматизированную систему управления каскадом центробежных экстракторов.

Исследование поддержано программой Национального исследовательского Томского политехнического университета (ПИШ-НИР-2024-005).

Литература

1. Емельянов А.М. Применение рекуррентной нейронной сети для управления типовым технологическим процессом / А.М. Емельянов, Ю.М. Козлова, И.С. Надеждин // Молодежь. Наука. Инновации. – 2024. – Т. 1. – С. 273–278.

2. Емельянов А.М. Разработка искусственной нейронной сети для комбинированной модели процесса экстракции урана / А.М. Емельянов, И.С. Надеждин, С.Н. Ливенцов // Атомная энергия. – 2023. – Т. 135, № 1. – С. 183–187.

3. Козлова Ю.М. Комбинированная модель процесса экстракционного аффинажа с применением нейросетевых технологий / Ю.М. Козлова, А.М. Емельянов, И.С. Надеждин // Сборник избранных статей Научной сессии ТУСУР. – Томск: В-Спектр (ИП В.М. Бочкарева), 2024. – Ч. 2. – С. 119–122.

4. Горюнов А.Г. Система автоматического управления каскадом центробежных экстракторов // Управление большими системами: сборник трудов. – 2012. – № 40. – С. 257–290.

Емельянов Алексей Михайлович

Аспирант отд. ядерно-топливного цикла (ОЯТЦ)
Инженерной школы ядерных технологий (ИЯТШ)
Национального исследовательского
Томского политехнического ун-та (НИ ТПУ)
Эл. почта: ame8@tpu.ru

Козлова Юлия Максимовна

Студентка ОЯТЦ ИЯТШ НИ ТПУ
Эл. почта: ymk5@tpu.ru

Надеждин Игорь Сергеевич

Канд. техн. наук, доцент ОЯТЦ ИЯТШ НИ ТПУ
Эл. почта: kun9@tpu.ru

УДК 004.78:005.96

А.С. Новикова

Внедрение искусственного интеллекта в процесс найма сотрудников

Мир постоянно развивается, и технологии не стоят на месте. Искусственный интеллект становится неотъемлемой частью жизни как отдельных людей, так и организаций. Бизнес-процессы теперь выполняются с помощью специальных приложений, которые позволяют снизить трудозатраты на поиск и подбор персонала. Эти приложения анализируют данные о кандидатах и формируют их профиль, что значительно упрощает процесс найма сотрудников.

Ключевые слова: искусственный интеллект, ATS, набор персонала, модель, дообучение модели, оценка кандидата.

Рост популярности нейронных сетей в различных сферах нашей деятельности становится очевиднее с каждым днем. Генерация текстов или изображений уже стала обыденностью, которая позволяет быстрее и эффективнее решать рутинные задачи.

Не остаются в стороне от этих технологий и специалисты по подбору персонала. Набор сотрудников – важная задача для любой организации. Уже давно в этой сфере используются различные технологии, основанные на вычислительной технике.

К таким технологиям относятся автоматизированные системы отслеживания кандидатов (ATS – Applicant Tracking System). Это программные приложения, которые активно применяются специалистами по подбору персонала для работы с резюме кандидатов. Они позволяют собирать, сортировать, хранить, обрабатывать и отслеживать данные о соискателях [1]. Такие приложения упрощают процессы рекрутинга, помогая управлять и автоматизировать процессы привлечения кандидатов на вакантные должности.

Кроме того, уже существуют решения, которые позволяют эффективнее использовать искусственный интеллект для подбора персонала. Они помогают находить подходящих кандидатов на вакантные должности более эффективно. Среди таких приложений можно выделить следующие:

- Hiretual – платформа, которая анализирует резюме и иные данные о кандидатах с помощью искусственного интеллекта [2].

- Pymetrics помогает в оценке навыков и личных качеств кандидата. Такое решение позволит HR-менеджеру решить, сможет ли кандидат работать с коллективом [3].

- Платформы HireVue и XORA AI позволяют анализировать видео с собеседований, составляя характеристику кандидата: его поведение, тональность, коммуникационные навыки и общий уровень подходящего поведения кандидата [4, 5].

- Онлайн-платформа Interviewing.io обеспечивает подготовку кандидатов к техническим собеседованиям. Платформа предлагает кандидатам решать задачи, связанные с программированием на разных языках. В это время искусственный интеллект будет анализировать производительность, решение и смекалку кандидата [6].

Talview – платформа автоматизации рекрутинга на базе искусственного интеллекта, обеспечивает полностью цифровой сквозной процесс найма. Она включает автоматизированные видеосопроводы, онлайн-оценки с удаленным прокторингом, подробные отчеты о поведении кандидатов и многое другое [7].

Такие приложения часто используют чат-боты, которые представляют собой программу для интерактивного, но непрямого общения работодателя с соискателями. Эти чат-боты работают на основе искусственного интеллекта, но формат их взаимодействия отличается от других систем с искусственным интеллектом. Чат-боты могут общаться с соискателями как в текстовом, так и в видеоформате. Задача чат-ботов – помочь работодателям выбрать подходящих кандидатов, анализируя предоставленную ими информацию. Они сообщают соискателям о принятом решении на основе полученных ответов.

Для имитации диалога между искусственным интеллектом и человеком посредством генерации текста используются несколько распространенных моделей:

- Seq2Seq (Sequence to Sequence). Модель используется для генерации ответов на вопросы путем анализа последовательностей.

- Transformer-based models (например, GPT или BERT). Эти модели способны генерировать более осмысленные и контекстно-зависимые ответы. Они подходят для создания обмена текстовыми сообщениями между пользователем и искусственным интеллектом [8].

- DeepSpeech. Использует RNN для распознавания речи и преобразования ее в текст. Данное решение можно использовать для получения устных ответов кандидатов в текстовом виде.

В то же время существуют модели, которые позволяют проверить смысловое совпадение двух текстов. К числу таких моделей можно отнести:

- Siamese Network – сеть, состоящую из пары нейронных сетей, которые имеют общие веса и предназначены для вычисления функций сходства с целью определения того, является ли пара данных непохожей или нет.

- Модели, основанные на BERT (Bidirectional Encoder Representations from Transformers). Такие

модели, как BERT или RoBERTa, можно использовать для оценки семантической близости двух текстов. BERT-модели способны учитывать контекст каждого слова в предложении, что позволяет точнее определить его значение [9].

- **ESIM (Enhanced LSTM for Natural Language Inference)**. Модель определяет логическое следование одного текста из другого. Она применяется в задачах, таких как определение перефразировки предложений, вопросно-ответные системы и другие задачи, где необходимо понять связь между текстами.

- **DeBERTa (Decoding-enhanced BERT with Disentangled Attention)**. Современная модель, которая показывает высокую точность в задачах понимания текстов, включая основание одного текста на другом.

При построении моделей важно учитывать требования задачи и особенности данных. Использование предобученных моделей, таких как BERT или GPT, существенно упрощает работу и повышает качество результатов, особенно когда данные ограничены.

Нахождение нужной модели – лишь один из этапов работы. В дальнейшем необходимо дообучить модель на конкретных примерах тем для IT-специальностей. Для этого можно использовать следующие подходы:

- **Предобработка данных** – необходимо очистить и нормализовать текст, например, удаляя лишние символы.

- **Обучение и настройка параметров** – подбор параметров сети, например, количества слоев и нейронов, а также скорости обучения.

- **Оценка с помощью метрик** – для оценки качества модели можно использовать метрики, такие как точность или полнота.

Каждый из этих подходов используется в зависимости от конкретной задачи и доступных данных.

Преимущества использования системы отбора и подбора персонала на основе искусственного интеллекта включают в себя: повышение эффективности и точности найма, расширение доступа к кандидатам, сокращение затрат, повышение результативности организации.

Однако, как и любая другая технология, эта система имеет и свои недостатки. Например, она может быть ограничена в сборе данных, алгоритмы могут быть предвзятыми, а также система может не соответствовать культуре организации.

Для создания решения, способного оценить знания и навыки кандидатов на конкретную должность в сфере IT, требуется дополнительное обучение моделей. В первую очередь, модели следует обучить на данных, содержащих терминологию различных направлений IT. Затем необходимо проверить текст, написанный кандидатом, на соответствие

смысловому содержанию вопроса, который был задан.

Чтобы достичь наилучших результатов, важно найти баланс между использованием цифровых инструментов и сохранением человеческого фактора. Также необходимо адаптировать решение под уникальные потребности и цели организации [10].

Литература

1. Новикова А.С. Способы получения и фильтрации резюме IT-специалистов для автоматизированной системы отслеживания кандидатов / А.С. Новикова, С.Л. Миньков // Сборник матер. XX Междунар. школы-конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Инноватика–2024». – Томск: 2024. – С. 563–566.

2. HireEZ: Sourcing and Recruitment CRM for Talent Acquisition [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://hireez.com/>, свободный (дата обращения: 10.09.2024).

3. Candidate Behavioral Talent Assessments - pumetrics [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.pumetrics.ai/candidates>, свободный (дата обращения: 10.09.2024).

4. HireVue – Video Interviews, Assessments, AI, and More [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.hirevue.com/>, свободный (дата обращения: 10.09.2024).

5. Home-XORA AI – Looking to improve hiring efficiency? [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://xora.com/>, свободный (дата обращения: 10.09.2024).

6. Anonymous mock interviews with engineers from Amazon, Google, Facebook, and other top companies [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://interviewing.io/>, свободный (дата обращения: 10.09.2024).

7. Gen AI-Powered Interviewing & Top-Rated Proctoring Platform / Talview [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.talview.com/en/>, свободный (дата обращения: 10.09.2024).

8. Transformers [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://huggingface.co/docs/transformers/index>, свободный (дата обращения: 11.09.2024).

9. Жусип М.Н. Сравнение чат-ботов с использованием трансформеров и нейросетей: исследование применения архитектур GPT и BERT / М.Н. Жусип, Д.О. Жаксыбаев // Междунар. науч. журнал «Вестник науки» (Уфа). – 2024. – Т. 2, № 9 (78). – С. 287–290.

10. Лымарева О.А. Совершенствование системы отбора и подбора персонала организаций (предприятий) на основе цифровизации / О.А. Лымарева, И.С. Панченко // Экономика и бизнес: теория и практика (Новосибирск). – 2024. – № 4-2 (110). – С. 114–117.

Новикова Анна Сергеевна

Магистрант каф. автоматизированных систем управления (АСУ) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: anna.novikova.2022@yandex.ru

М.Д. Пахмурин

Разработка информационной системы «Реестр карьеров»

Обществам «Роснефти», занимающимся добычей полезных ископаемых открытым способом, т.е. из карьеров, необходима система для мониторинга жизненного цикла карьера и отслеживание объемов добычи и потерь (данных по движениям запасов ОПИ), а также система, способная генерировать отчетность, для проверяющих органов. Для этих целей в ТомскНИПИнефть разрабатывается ИС «Реестр карьеров».

Ключевые слова: информационная система, проектирование.

Функциональность системы

Реестр карьеров – это модуль централизованной геоинформационной системы компании, представляющий собой веб-приложение, основными функциями которого являются:

1. Мониторинг полного жизненного цикла карьера от проектирования до сдачи.
2. Централизованное хранение атрибутивной и пространственной информации, а также её визуализация в картографическом портале ЦГИС.
3. Реализация части электронного документооборота и генерация отчетов.
4. Учет движения запасов ОПИ.
5. Оповещение пользователей о появлении важной информации в системе.

Предметная область

В этом разделе рассмотрена типовая структура (рис. 1) используемая добывающими обществами (ДО), с некоторыми отличиями.

Основной сущностью является карьер. С карьером связаны документы, комментарии пользователей и история пользователей.

Сам карьер бывает трёх видов, отличающихся по способу разработки: сухойойный, комбинированный и гидронамывной.

Сухойойный делится на участки, из которых ведётся добыча.

При разработке гидронамывного карьера формируются штабеля, которые в дальнейшем разбираются. Для оценки изменения штабеля используются съемки.

Комбинированный же имеет и участки, и штабеля.



Рис. 1. Схема предметной области

Интеграция с картографическим порталом

Файлы геометрии, загружаемые в реестр карьеров, можно просматривать на картографическом портале (рис. 2) вместе с другими пространственными данными общества. Картографический портал использует данные напрямую из БД реестра карьеров, это образует связанность по содержанию [1], но позволяет делегировать настройку используемых данных другой команде. И поскольку картографический портал не вносит изменения, а только получает данные, то это не несет серьезных проблем.

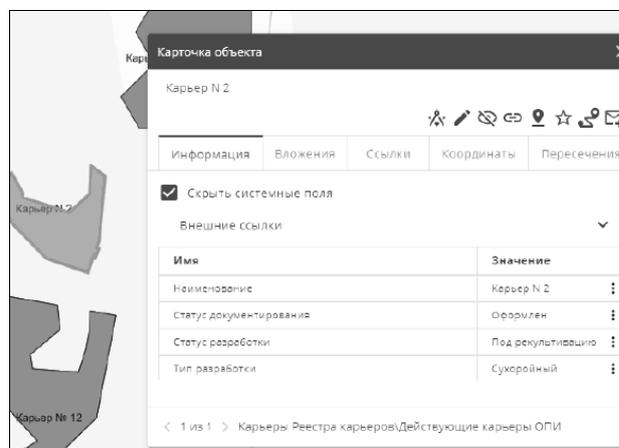


Рис. 2. Картографический портал

Единая система для всех заказчиков

У каждого добывающего общества есть свои уникальные потребности при использовании системы, поэтому для каждого из них необходима индивидуализированная версия системы.

Это может включать как простые изменения в параметрах формул, так и более сложные ситуации, например, один клиент вычисляет параметр *A* из данных *B*, в то время как другой клиент делает наоборот – вычисляет параметр *B* из данных *A*. Различия также могут касаться структуры предметной области.

Чтобы удовлетворить все эти потребности, возможна параллельная разработка нескольких версий проекта. Однако это может привести к необходимости дублирования блока общих компонентов системы в разных версиях. При изменениях в этих компонентах придется дублировать изменения между версиями и контролировать, чтобы никто не вносил изменения только в одну версию, чтобы избежать расхождения версий.

Также некоторым ДО может потребоваться функциональность из блока, которая не общая для всех, но уже реализована для другого.

Для решения этой проблемы было принято решение реализовывать одну версию системы с возможностью переключения компонентов, соответствующих конкретным потребностям клиента. Для переключения компонентов используется паттерн стратегии [2] в сочетании с инъекцией зависимостей [3], позволяя подставлять различающиеся компоненты через общие интерфейсы.

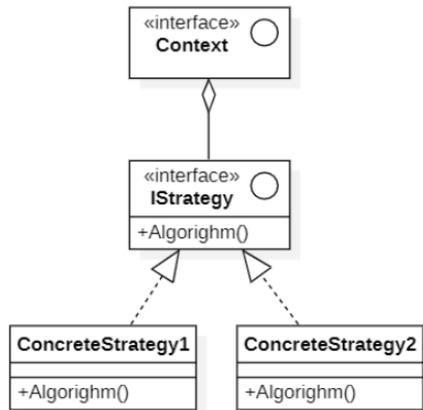


Рис. 3. Паттерн стратегии

Заключение

В данной работе была рассмотрена разработка автоматизированной информационной системы «Рестр карьеров». Разработанное программное обеспечение успешно внедрено в одном из добывающих обществ, и сейчас проводится работа по его доработке для других обществ. В дальнейшем планируется расширить функциональность системы и увеличить количество обществ, которые будут использовать эту систему.

Литература

1. ГОСТ Р ИСО/МЭК 15408-1-2012. Информационная технология. Методы обеспечения безопасности. Критерии оценки безопасности информационных технологий. – М.: Стандартинформ, 2012. – 12 с.
2. Стратегия [Электронный ресурс]: сайт METANIT. URL: <https://metanit.com/sharp/patterns/3.1.php> (дата обращения 10.09.2024).
3. Тепляков С.В. Паттерны внедрения зависимостей // RSDN Magazine. – 2012. – № 4. – С. 14–22.

Пахмурин Михаил Денисович

Студент каф. автоматизации обработки информации (АОИ) ТУСУРа
Эл. почта: mdpakhmurin@gmail.com

И.А. Лыков, Ф.В. Маташков, О.В. Петрова, М.А. Деев

Влияние высоты полёта беспилотника на итоговый результат создания ортофотомозаики в программном обеспечении Agisoft Metashape

При помощи приложения Agisoft Metashape построена ортомозаика местности из фотографий, сделанных на высоте 100, а также 250 м. Проведён сравнительный анализ полученных результатов.

Ключевые слова: БПЛА, лес, таксация, ортофотомозаика, сшивание фотографий, Agisoft Metashape Prof.

Лесная таксация – это процесс изучения свойств деревьев в лесном массиве. Наиболее точным способом проведения таксации в современном мире является глазомерно-измерительный способ, предполагающий получение параметров таксации при использовании специализированных приборов и предполагающий непосредственное участие человека. Несмотря на своё преимущество в виде высокой точности конечных измерений, у данного способа имеются свои недостатки, в том числе в малой эффективности при изучении труднодоступного участка.

Возможным решением данной проблемы является проведение лесотаксации при использовании фотографий, полученных с борта беспилотного летательного аппарата (далее – БПЛА). Именно о полученных таким способом фотографиях пойдёт речь в данной статье.

Процесс создания ортофотомозаики

Создание ортофотомозаики в Agisoft Metashape условно можно разделить на три главных этапа. В результате этих этапов пользователь получает построение модели, цифровую модель местности и ортофотоплан [1].

Первый этап является выравниванием. На этом этапе программа ищет общие точки снимков и относительно них определяет все параметры камер: ориентацию, внутреннюю геометрию. Результатом является облако связующих точек и расчёт карты глубины.

Второй этап занимается построением поверхности. Результатом является, к примеру, полигональная 3D-модель. Полученные данные используются на следующих этапах.

Последний этап подразумевает построение ортофотоплана. На данном этапе исходные снимки проецируются на поверхность, указанную пользователем используя рассчитанные ранее элементы внутреннего и внешнего ориентирования камеры.

Далее будет рассмотрен первый этап создания ортофотоплана, так как только на нём программа непосредственно анализирует фотографии. Третий этап в данном случае проецирует камеры на рельеф.

Создание облака связующих точек и карты глубины

Данный этап можно также разделить на подэтапы. Больше всего нас интересуют поиск характерных точек на фотографиях и поиск соответствий между этими точками. Agisoft Metashape ищет отличительные и уникальные элементы на изображениях

и опирается на них, когда выравнивает камеры [2]. Отсутствие уникальных элементов на двух фотографиях в области перекрытия ведёт к тому, что камеры не будут выравнены.

Построение плотного облака включает в себя выравнивание фотографий: процесс, определяющий в требуемой системе координат точки, а также элементы взаимного и внешнего ориентирования.

Далее построение плотного облака точек требует повторный поиск общих точек на фотографиях и определение их положения. Однако в результате этого действия будет сформирована намного более детальная точечная модель, что покрывает всю поверхность объекта и основывается на методах идентификации соответственных точек соседних снимков [3].

Обобщая, программа Agisoft Metashape, опираясь на найденные ключевые точки, выравнивает камеры, что предусматривает их местоположение и угол. Данный этап является определяющим для качества итогового ортофотоплана.

Выравнивание фотографий лесных массивов

Работая с изображениями лесных массивов, необходимо учитывать особенности и съёмки в данной местности.

Первой важной особенностью съёмки в лесу является высокая схожесть деревьев друг на друга. С высоты полёта БПЛА получается сделать снимки в основном крон, которые крайне похожи друг на друга. При работе с данными изображениями программа не сможет отличить одно дерево от другого, что приведёт к неправильной выборке пар камер.

Следующей особенностью является однотипность фотографий. Помимо крон деревьев, почва трудно видна и также довольно однотипна. Так как деревья покрывают изображение почти полностью, а при смене угла камеры земля может сильно скрыться, опираться на почву нельзя.

Ещё одной особенностью является чувствительность к погодным условиям. Если съёмки БПЛА проводятся при ветре, одно и то же дерево на двух разных фотографиях будет разным. Из-за этой особенности съёмки лесных массивов лучше всего проводить в безветренные дни.

Различие съёмки леса на разной высоте

При съёмке лесных массивов на разных высотах эффективность алгоритма может поменяться.

Высота влияет на уровень детализации крон деревьев и на охват лесного массива. Деревья на таких изображениях меньше подвержены влиянию погодных условий. Главным преимуществом является больший обхват, так как при нём можно увидеть рельеф и лестные участки цельными. Благодаря этому Agisoft Metashape может взять за опору какое-то скопление деревьев, неровность в рельефе и другие особенности лесного массива.

Из недостатков можно отметить то, что с такой высоты анализ самих деревьев становится затруднительным. Без нужного уровня качества изображения отличать вид деревьев и их состояние здоровья будет сложнее, что усложняет таксационные работы на данной ортофотомозаике.

Таким образом, увеличение высоты может сильно повысить качество сшивания фотографий в ортофотоплан, однако качество деревьев будет урезано.

Сравнение ортофотомозаик, сделанных на фотографиях 100 и 250 м

Проведём сравнение ортофотопланов, сделанных на высоте 100 и 250 м. Пример фотографии, сделанной на высоте 100 м, и итоговый ортофотоплан указаны соответственно на рис. 1 и 2.

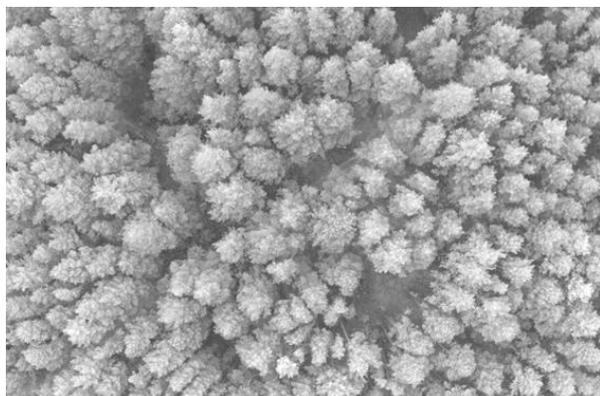


Рис. 1. Пример фотографии из первого набора изображений

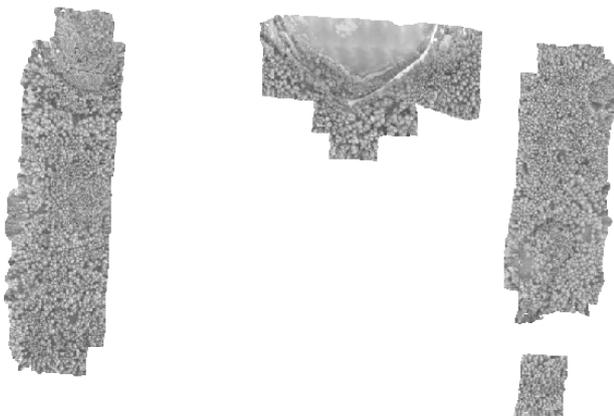


Рис. 2. Пример ортофотоплана, составленного из первого набора изображений

Примеры фотографий и ортофотоплана, сделанного на высоте 250 м, показаны соответственно на рис. 3 и 4.

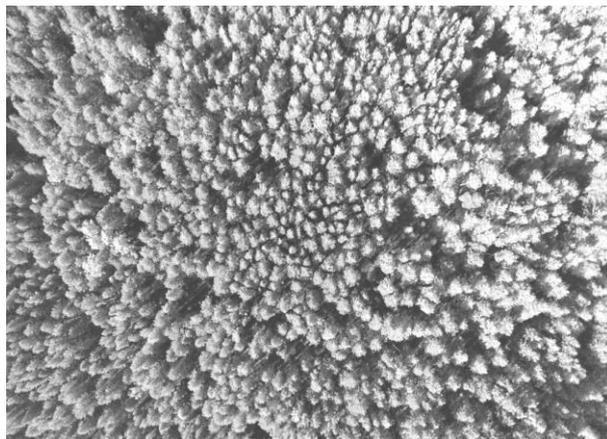


Рис. 3. Пример фотографии из второго набора изображений



Рис. 4. Итоговый ортофотоплан из второго набора изображений

Как мы можем видеть, эффективность работы Agisoft Metashape гораздо выше при работе с фотографиями, сделанными на высоте 250 м.

Работа выполняется в рамках проекта ГПО АСУ-2201 «Мониторинг территории по изображениям БПЛА», научным руководителем которого является профессор М.Ю. Катаев. Данный проект разрабатывается при сотрудничестве ТУСУР и ТомскНИПИнефть.

Литература

1. Руководство пользователя Agisoft Metashape Professional Edition, версия 2.0. – С. 47–69 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.agisoft.com/pdf/metashape-pro_2_0_ru.pdf, свободный (дата обращения: 08.03.2024).

2. Обработка материалов аэрофотосъемки в Agisoft PhotoScan Pro. – С. 12–13 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://download.geoscan.aero/public/Agisoft_PhotoScan_Pro.pdf, свободный (дата обращения: 15.03.2024).

3. Создание ортофотоплана в программе Agisoft Photoscan. – С. 13–14 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://cyberleninka.ru/article/n/sozдание-ortofotoplana-v-programme-agisoft-photoscan/viewer>, свободный (дата обращения: 18.03.2024).

Льков Иван Анатольевич

Студент Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: lykov_2002@mail.ru

Маташков Фома Викторович

Студент ТУСУРа
Эл. почта: matashkovv@gmail.com

Деев Максим Александрович

Студент ТУСУРа
Эл. почта: deevm007@gmail.com

Петрова Ольга Владиславовна

Студентка ТУСУРа
Эл. почта: olga-petrova-0303@mail.ru

А.Н. Казанцев, А.С. Васильев

Реализация веб-портала Центра космического мониторинга Земли ТУСУРа

Представлена реализация веб-сервиса центра космического мониторинга ТУСУРа. Проведен обзор проведенных работ и реализованных элементов сайта. Приведены средства разработки, использованные в процессе реализации.

Ключевые слова: Центр космического мониторинга Земли, веб-сервис, космос, сайт.

В ТУСУРе с 2011 г. существует Центр космического мониторинга Земли (ЦКМЗ) [1], деятельность которого направлена на получение, обработку и применение спутниковой информации в разных научных и практических направлениях (сельское и лесное хозяйство, работа МЧС и др.).

ЦКМЗ так же нацелен и на развитие и внедрение технологий приема и хранения данных дистанционного зондирования, их обработки и интерпретацию для информационного, прогностического и аналитического обеспечения проектов социально-экономического развития страны. Помимо этого, ЦКМЗ является площадкой для подготовки и обучения специалистов соответствующих областей.

В настоящее время информационная сфера нашей жизни увеличивает свое влияние на жизнь людей, миллиарды по всему миру используют интернет в своей повседневной жизни, получая информацию с множества различных интернет-ресурсов, таких как социальные сети, новостные сайты и т.д.

Для современных людей интернет-культура имеет все большее влияние на их жизнь и решения, поэтому необходимость цифрового присутствия для любого начинания совершенно очевидна, даже самые мелкие компании и проекты стараются создать свой собственный веб-сервис для удовлетворения своих собственных нужд, увеличения своей популярности, освещения своей деятельности и т.п.

Несмотря на очевидную полезность деятельности ЦКМЗ, она совершенно не освещена в интернете публично, на исправление чего и направлен наш веб-сервис. Подобное начинание поспособствует увеличению интереса в сфере космического мониторинга и привлечению новых молодых специалистов.

Средства разработки

Для разработки серверной части нашего веб-сервиса используется язык Python, а конкретно, написанный на нем фреймворк Django [2]. Он был выбран из-за своей гибкости, простоты и стандартизированной структуры, упрощающей разработку, а также множества встроенных систем, которые мы использовали при разработке. Хотя использование Python имеет свои минусы в виде более медленной работы, они компенсируются за счет простоты, удобства использования и мощного инструментария, что отражается и в Django. Для клиентской части веб-сервиса мы используем библиотеку JavaScript,

под названием React [3] из-за своей гибкости и читаемости кода. В паре с JavaScript мы используем язык для визуального оформления сайтов Cascading Style Sheets (CSS), для удобства создания различных повторяющихся элементов нашего сайта.

Для создания прототипов дизайна, реализованных вышеописанными средствами, мы использовали сервис Figma [4]. Причиной использования данного сервиса послужили простота использования и удобство совместной разработки дизайнов. Figma предоставляет мощный инструментарий разработки оформления для любого проекта. За счет отсутствия необходимости создавать прототип дизайна в коде, значительно ускоряется процесс разработки, а функция совместного использования упрощает работу в команде.

Реализация проекта

При создании нашего сайта мы использовали микросервисную архитектуру, представляющую собой подход к разработке, при котором приложение разделяется на несколько автономных микросервисов, обеспечивая приложению увеличенную масштабируемость, большую гибкость и удобство распределенной разработки.

Наш веб-сервис использует эту систему для удобства реализации каждого отдельного раздела сайта, позволяя программировать их параллельно, независимо друг о друга, а также при желании удобно добавлять новые разделы веб-сервиса.

На сайте реализован аккаунт администратора, при помощи которого он может совершает управленческие некоторыми частями сайта, описанными ниже. Для системы аккаунтов на сайте используется встроенная в Django система аутентификации, вход временно производится только со стороны сервера.

На данный момент на сайте был реализован микросервис главного раздела, содержащий базовую информацию о деятельности ЦКМЗ, и блок новостей, добавляемых администратором.

Для удобной навигации по сайту был создан микросервис оглавления, отображающийся на каждой странице.

Также был создан раздел литературы, которая может быть загружена на сайт администратором для распространения в образовательных целях и после чего свободно скачиваться любым пользователем сайта. Литература хранится на серверной части и отправляется пользователю при нажатии на название в списке.

На сайте наличествует микросервис раздела интерактивной модели солнечной системы (рис. 1), созданный с целью заинтересовать новых пользователей сайта в основной сфере деятельности ЦКМЗ, привлекая молодых специалистов к этой сфере деятельности с самого раннего возраста. Как было сказано выше, модель Солнечной системы интерактивна, для большей наглядности ее можно крутить, приближать, рассматривать и изучать. Этот раздел может дать молодым пользователям базовое представление о нашей Солнечной системе, в теории служа причиной повышения интереса в области космоса.

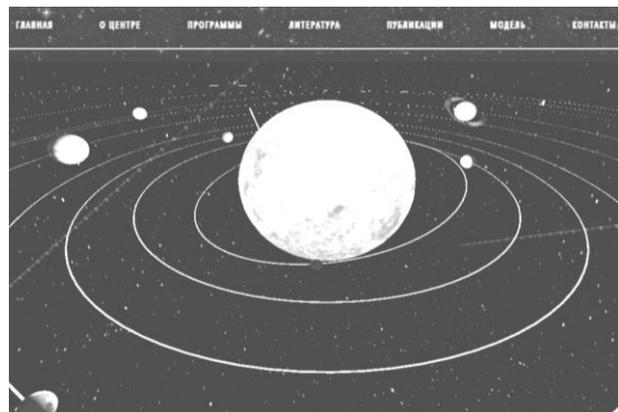


Рис. 1. Интерактивная модель Солнечной системы, представленная на сайте

Был создан микросервис публикаций, добавляющий возможность загрузки на сайт различных публикаций для просмотра пользователями. Каждый пользователь имеет возможность предложить публикацию при помощи соответствующей кнопки, переносившей пользователя на отдельную страницу загрузки статьи. Однако она не добавляется на сайт немедленно и требует рассмотрения администратором для отображения.

Этот раздел обладает страницами, где каждая страница содержит в себе некоторое количество частично отображенных публикаций. Для их полного просмотра можно использовать слайдер или нажать на название статьи, это перенесет пользователя на отдельную страницу, где будет отображена статья.

Загруженные пользователями статьи хранятся на серверной части веб-сервиса. Для базы данных, в которой модели Django, облегчающие работу с базами данных, позволяя вместо прямого взаимодействия с PostgreSQL использовать Python, хотя это и делает разработку менее гибкой, но взамен сильно упрощает процесс работы, а в этой конкретной ситуации уменьшение гибкости не имеет особого значения в связи с простотой базы данных.

По итогам работы у нас получилась гибкая система, которую легко улучшать и расширять (рис. 2).

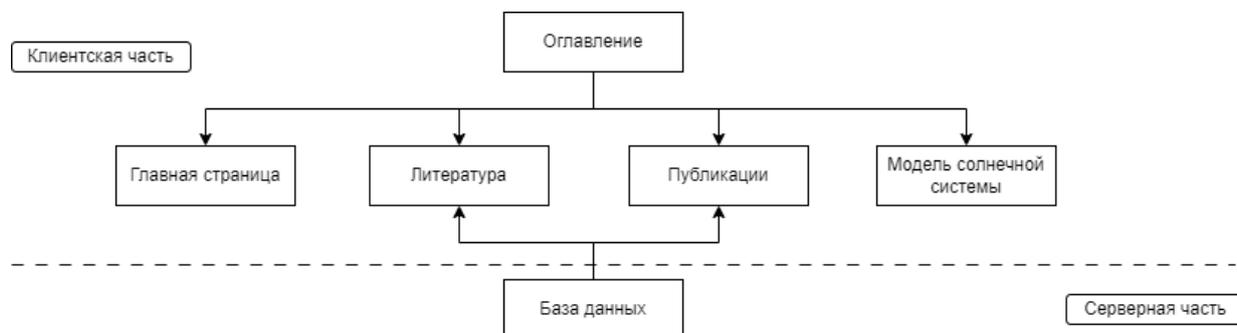


Рис. 2. Структура веб-сервиса

Заключение

В результате проделанной работы была выполнена большая часть запланированного, но все еще остается место для улучшений.

В дальнейшем мы хотим добавить в полноценную систему регистрацию пользователей на сайте, вместе с кабинетом администратора возможность прохождения тестов по материалам, выложенным в разделе публикаций, создание тэгов для выкладываемых там статей и поиска по ним и т.д.

Литература

1. Центр космического мониторинга Земли ТУСУРа [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://tusur.ru/ru/o-tusure/struktura-i-organy-upravleniya/departament-nauki-i-innovatsiy/nauchnoe-upravlenie/ckmz>, свободный (дата обращения: 03.09.2024).
2. Веб-фреймворк Django (Python) – MDN Web Docs [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://developer.mozilla.org/ru/docs/Learn/Server-side/Django>, свободный (дата обращения: 04.09.2024).

mozilla.org/ru/docs/Learn/Server-side/Django, свободный (дата обращения: 04.09.2024).

3. Библиотека React (Javascript) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://react.dev/>, свободный (дата обращения: 05.09.2024).

4. Сервис Figma [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.figma.com>, свободный (дата обращения: 05.09.2024).

Казанцев Андрей Николаевич

Студент каф. автоматизированных систем управления (АСУ) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: dd.docer@yandex.ru

Васильев Александр Сергеевич

Студент каф. АСУ ТУСУРа
Эл. почта: onikomata0@gmail.com

А.В. Власова, Е.И. Глазунова

Биометрическая идентификация как фактор развития деятельности аэропортов

Увеличение мирового пассажиропотока является одним из ключевых направлений развития современной авиационной индустрии. С каждым годом количество людей, предпочитающих использовать воздушный транспорт для путешествий или деловых целей, постоянно растет. Этот феномен ставит перед авиационными компаниями и аэропортами задачу не только справиться с растущим спросом, но и постоянно модернизировать свои технологии и инфраструктуру, чтобы обеспечить безопасность, комфорт и эффективность пассажирской авиации.

Ключевые слова: идентификация, биометрия, развитие аэропортов, цифровизация.

Объектом исследования в данной работе является аэропорт Толмачёво.

Предметом исследования является автоматизированная система паспортного контроля.

Цель данной работы заключается в повышении эффективности деятельности аэропорта путем внедрения автоматизированной системы паспортного контроля.

Увеличение мирового пассажиропотока обусловлено рядом факторов, которые взаимосвязаны и воздействуют на транспортную индустрию:

1. Экономический рост.
2. Глобализация.
3. Развитие авиационной индустрии.
4. Демографические изменения.

Рассмотрим пассажиропоток аэропортов России за последние 5 лет на рис. 1 [3].

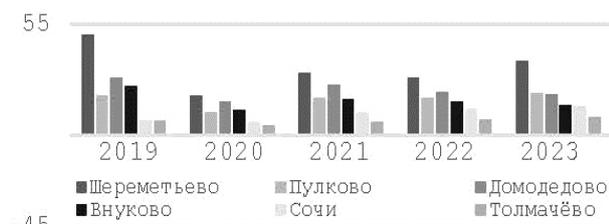


Рис. 1. Пассажиропоток ведущих аэропортов России за последние 5 лет (млн чел.)

Причины внедрения новых технологий:

1. Необходимо увеличивать скорость и качество обслуживания пассажиров.
2. Невозможно бесконечно увеличивать производственные фонды. Территория у нас ограничена, постоянно её расширять нет возможности.
3. Повышение авиационной безопасности.
4. Экономическая эффективность.

Рекомендации по внедрению современных систем паспортного контроля были предложены организацией IATA в программе One ID.

Инициатива IATA One ID направлена на упрощение поездок пассажиров за счет заблаговременного обмена информацией и бесконтактного процесса в аэропорту на основе биометрической идентификации. Удобство поездок может быть еще более улучшено с помощью технологии цифровой идентификации, позволяющей пассажирам быстро переме-

щаться через пункты соприкосновения в аэропорту, не предъявляя физических документов [6].

Автоматизированная система паспортного контроля (сокр. АСПК, англ. eGates) – это система, которая использует биометрические данные, хранящиеся в чипе биометрических паспортов, для идентификации пассажиров. Система считывает данные с чипа в паспорте и сравнивает их с фотографией или отпечатком пальца пассажира. Если данные совпадают, открывается физический барьер, и пассажир может пройти дальше. В случае несовпадения данных или сбоя системы пассажира встречает сотрудник паспортного контроля.

Рассмотрим несколько систем АСПК.

- SmartGate – это автоматизированная система самостоятельного пограничного контроля под управлением Пограничной службы Австралии и установленная на пунктах иммиграционного контроля в залах прибытия в восьми международных аэропортах Австралии. Используется с 2004 г. С помощью SmartGate владельцы электронных паспортов Австралии и некоторых других стран могут быстрее проходить иммиграционные процедуры, а также обеспечивать безопасность своих поездок, проводя проверку паспортного контроля в электронной форме.

- Global Entry – это программа таможенного и пограничного контроля Соединенных Штатов Америки (СВР), предназначенная для ускорения оформления предварительно одобренных пассажиров с низким уровнем риска при въезде в США. Используется с 2008 г. Путешественники должны заранее получить одобрение для участия в программе Global Entry. До регистрации все кандидаты проходят строгую проверку личных данных и личную беседу. Важно помнить, что участие в программе Global Entry не отменяет необходимости иметь паспорт или вездную визу.

Автоматическая система паспортного контроля «Сапсан» – это высокотехнологичный программно-аппаратный комплекс, основанный на российском программном обеспечении и отечественных компонентах. «Сапсан» является инициативной разработкой компании «ГазИнТех», осуществленной во многом благодаря поддержке международного аэропорта Шереметьево и Пограничной службы ФСБ России. Используется с 2021 г.

Система предназначена для полного автоматического паспортного контроля пассажиров, пересекающих Государственную границу Российской Федерации. Система может использоваться гражданами РФ старше 18 лет. Автоматизированная система паспортного контроля «Сапсан» распознает паспорта граждан Российской Федерации 75-й серии и выше, которые имеют биометрические метки [5]. Биометрическая идентификация позволяет пассажирам не доставать постоянно свои паспорта или посадочные талоны для предъявления сотрудникам аэропорта.

Подобный пункт контроля включает в себя цифровое считывающее устройство для паспортов, биометрическое оборудование и электронную систему пропуска. Перед началом контроля человеку необходимо предоставить свои биометрические данные либо заранее для общенациональной базы, либо непосредственно в аэропорту. Во время контроля система считывает биометрические данные пассажира и сравнивает их с информацией, указанной в представленном им документе.

Модернизированную систему миграционного контроля, включающую биометрическую идентификацию по лицу и сетчатке глаза, в конце 2020 г. ввели в эксплуатацию в международном аэропорту Дубая [1].

Рассмотрим, как внедрение АСПК повлияло на аэропорт Шереметьево.

Для того чтобы оценить, насколько сильно внедрение автоматизированной системы паспортного контроля повлияло на скорость пассажиропотока, необходимо провести анализ данных до и после внедрения системы. До внедрения среднее время прохождения паспортного контроля занимало 10–20 мин.

На международных воздушных линиях (МВЛ) в аэропорту Шереметьево в 2022 г. было обслужено 6 млн 395 тыс. пассажиров. Из них 500 тыс. путешественников воспользовались автоматизированной системой паспортного контроля «Сапсан» [2]. Из этого можно сделать вывод, что после внедрения АСПК «Сапсан» у 8% пассажиров данный процесс занимает 1 мин и меньше. У остальных 92% пассажиров среднее время обслуживания осталось 10–20 мин.

Ускорение обработки пассажиров в аэропорту значительно повлияло на следующие факторы:

1. Увеличение пропускной способности. Повышенная скорость обработки пассажиров позволяет аэропорту принимать больше рейсов и самолетов, что способствует расширению сети маршрутов и увеличению частоты рейсов.

2. Повышение безопасности полётов. Система предупреждает попытки несанкционированного пересечения линии контроля посредством использования системы интеллектуального видеонаблюдения. Исключается вероятность ошибки на основе человеческого фактора.

3. Повышение экономической эффективности. Повышение эффективности обработки пассажиров сокращает время простоя самолетов на земле,

уменьшая затраты на обслуживание и эксплуатацию воздушных судов. Это может привести к снижению стоимости билетов для пассажиров, тем самым увеличить привлекательность аэропорта для потенциальных клиентов.

4. Улучшение лояльности пассажиров. Быстрая и эффективная обработка пассажиров в аэропорту способствует созданию положительного опыта путешествия. Пассажиры меньше времени тратят на ожидание и процедуры регистрации, что делает путешествие более комфортным и приятным.

5. Увеличение доходов от неавиационной деятельности. Пассажир больше времени проводит в чистой зоне, и у него появляется больше возможностей воспользоваться услугами, предоставляемыми в этой зоне.

В качестве объекта исследования был выбран аэропорт Толмачёво.

Международный аэропорт Новосибирск (Толмачёво) им. А.И. Покрышкина (ИАТА: OVB, ИКАО: UNNT) – международный аэропорт, обслуживающий Новосибирск и Новосибирскую область, расположен в г. Обь Новосибирской области. Крупнейший за Уралом по пассажиропотоку. У данного аэропорта прослеживается увеличение пассажиропотока (рис. 3) и увеличение количества рейсов (рис. 4) на международные направления. Среднее время обслуживания пассажиров на международных рейсах, обеспечиваемое аэропортом Новосибирск (Толмачёво), занимает 2 ч (рис. 5).

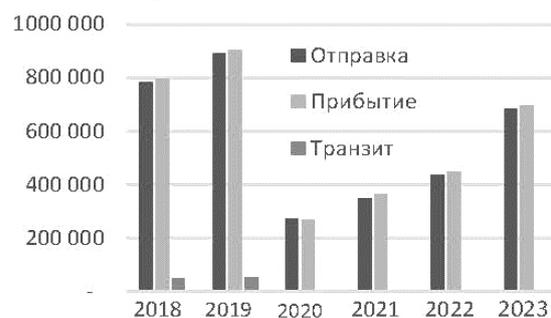


Рис. 2. Международный пассажиропоток аэропорта Толмачёво с 2018 по 2023 гг. (чел.)

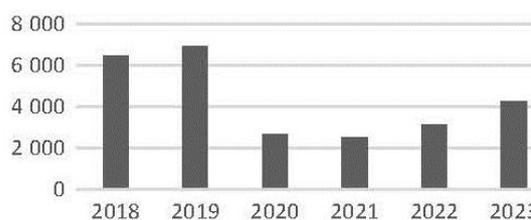


Рис. 3. Количество международных рейсов с 2018 по 2023 г. включительно (рейсы на отправку)



Рис. 4. Минимальное время обслуживания пассажиров на международных рейсах, обеспечиваемое аэропортом Новосибирск (Толмачёво)

Для того, чтобы внедрить автоматизированную систему паспортного контроля в аэропорт Толмачёво, необходимо выполнить несколько шагов:

1. Выбрать подходящую технологию. Имеется несколько технологий для автоматизации паспортного контроля, включая биометрическую идентификацию. Внедряя систему АСПК, следует сделать выбор в пользу отечественных разработок, так как программное обеспечение и все компоненты сделаны в России.

2. Планирование и проектирование. Разработка детального плана внедрения, включая расстановку оборудования, интеграцию с существующими системами безопасности, план обучения персонала.

3. Приобретение и установка оборудования.

4. Тестирование и настройки. После установки необходимо провести тестирование системы на соответствие требованиям безопасности и эффективности.

5. Обучение персонала. Подготовка персонала аэропорта к работе с новой автоматизированной системой и отработка внеплановых ситуаций.

6. Внедрение и осуществление перехода. После завершения всех предыдущих этапов система внедряется в работу, обеспечивается ее бесперебойная работа и осуществляется переход на новую систему паспортного контроля.

7. Поддержка и обслуживание. После внедрения необходимо обеспечить техническую поддержку системы, регулярное обслуживание и обновление программного обеспечения для обеспечения ее надежной и безопасной работы.

В результате проделанной работы получаем сокращение времени обработки пассажиров на 8%. При условии, если мы внедряем АСПК «Сапсан». Если вычесть эти проценты из двух часов, которые требовались аэропорту изначально, то мы получаем 1 ч 50 мин (см. рис. 5). Благодаря времени, которое освободили, аэропорт получает дополнительные ресурсы для внедрения новых слотов.

Рекомендуется внедрить АСПК в аэропорты с высокими показателями по пассажиропотоку, а также в те аэропорты, которым после открытия требуется повышение безопасности полётов, примеры таких аэропортов: Сочи, Внуково, Кольцово, Домодедово, Пулково, Симферополь.



Рис. 5. Минимальное время обслуживания пассажиров на международных рейсах после внедрения технологии АСПК

Литература

1. Официальный сайт аэропорта Дубай [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.dubaiairports.ae/> (дата обращения 09.01.2024).
2. Официальный сайт аэропорта «Шереметьево» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.svo.aero/ru/main> (дата обращения: 09.01.2024).
3. Официальный сайт ФАВТ [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://favt.gov.ru/> (дата обращения: 26.01.2024).
4. Презентация компании «ГазИнтех» на тему «Автоматическая система паспортного контроля. Современное автоматизированное решение без участия оператора». 2020 г.
5. Сайт компании «ГазИнтех» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://gazintech.ru/mpk.php> (дата обращения: 08.01.2024).
6. Официальный сайт IATA [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.iata.org/en/programs/passenger/one-id/> (дата обращения: 08.03.2024).

Власова Аруся Витальевна

Канд. техн. наук, доцент каф. организации перевозок на ВТ
ФГБОУ ВО МГТУ ГА
Эл. почта: a.vlasova@mstuca.aero

Глазунова Екатерина Ивановна

Студентка каф. технология транспортных процессов
ФГБОУ ВО МГТУ ГА
Эл. почта: eg20022208@gmail.com

М.Е. Захаров, Т.В. Ганджа, К.Е. Захаров

Компьютерное моделирование теплообменного аппарата атомных электростанций для оптимизации теплотехнических характеристик

Исследована актуальность применения компьютерного моделирования в области ядерной энергетики с фокусом на теплообменных аппаратах. Рассматриваются современный метод и технология компьютерного моделирования, используемая для создания виртуальных прототипов теплообменных аппаратов, их анализа и дальнейшей оптимизации технических параметров. Исследования и практические примеры, приведённые в статье, позволяют глубже понять роль компьютерного моделирования в повышении эффективности и безопасности работы теплообменных аппаратов на атомных электростанциях.

Ключевые слова: компьютерное моделирование, теплообменный аппарат, атомная электростанция (АЭС), система многоуровневого компьютерного моделирования, компьютерная модель.

С развитием современных технологий и постоянным усовершенствованием ядерной энергетики вопросы эффективности, надежности и безопасности работы атомных электростанций (АЭС) становятся все более актуальными. Одним из ключевых элементов, влияющих на работоспособность АЭС, является теплообменный аппарат, играющий важную роль в процессе отвода теплоты от реактора.

Компьютерное моделирование становится неотъемлемой частью проектирования, анализа и оптимизации теплообменных аппаратов для АЭС, поскольку позволяет, не прибегая к реальным испытаниям, протестировать оборудование в режиме симуляции на ПК.

Исследована актуальность применения компьютерного моделирования в области ядерной энергетики с фокусом на теплообменных аппаратах.

Подобные оптимизационные решения, как компьютерное моделирование и создание цифрового двойника, позволяют сократить время и затраты на исследования и разработку новых методов оптимизации. Создание цифрового двойника позволяет проводить более точные и детальные исследования технологических процессов. Это, в свою очередь, способствует разработке новых методов и технологий, которые могут быть применены в различных отраслях, таких как атомная промышленность, химическая промышленность, энергетика и пр.

В исследовании рассматриваются современный метод и технология компьютерного моделирования, используемая для создания виртуального прототипа теплообменного аппарата, его анализа и оптимизации. Представленные результаты и практические примеры позволяют глубже понять роль компьютерного моделирования в повышении эффективности и безопасности работы теплообменных аппаратов на атомных электростанциях.

Моделирование теплообменного аппарата

Теплообменный аппарат на атомной электростанции (АЭС) выполняет критически важные функции в процессе отвода тепла от реактора и преобразования тепловой энергии в электрическую. Основные задачи данного устройства включают:

отвод тепла из реактора, трансформацию тепловой энергии в электрическую, регулирование температурных режимов, охлаждение теплоносителя и повышение общей эффективности функционирования АЭС. Важность теплообменного аппарата заключается в его способности обеспечивать безопасность, стабильность и надежность работы ядерной установки.

Наиболее оптимальными конструктивными решениями для высокотемпературных промежуточных теплообменников являются прямотрубные и змеевиковые конфигурации. При этом следует отметить, что в случае змеевикового теплообменника возможно возникновение значительных потерь давления на стороне обогреваемой среды (в трубках), что может потребовать увеличения диаметра трубного пучка. Кроме того, предпочтение отдается кассетному варианту теплообменника, с достаточной степенью удовлетворяющему большинству предъявляемых требований [1].

На рис. 1 схематично представлено взаимодействие теплообменного аппарата с технологическими элементами АЭС с реактором на быстрых нейтронах.

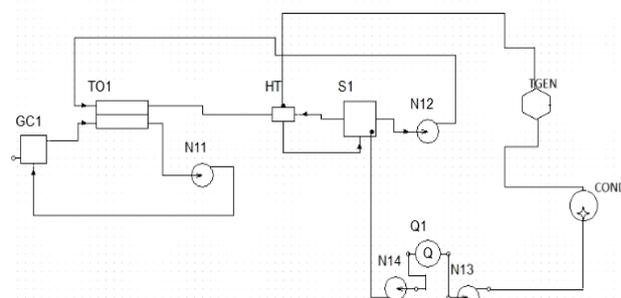


Рис. 1. Структурная схема АЭС с реактором на быстрых нейтронах

Структурная схема включает в себя следующие элементы:

- GC1 – реактор,
- TO1 – теплообменник,
- N11, N12, N13, N14 – насосы,
- Q1 – деаэратор,

- НТ – пароперегреватель,
- S1 – испаритель,
- TGEN – турбогенератор,
- COND – конденсатор.

Теплообменник является технологическим устройством, в котором происходит процесс теплообмена между двумя теплоносителями. В данном агрегате осуществляется перенос тепловой энергии от горячего теплоносителя к холодному через разделяющую их стенку.

Для обеспечения надёжности функционирования теплообменника важным аспектом является правильный выбор его конструктивной схемы. Анализ различных конструктивных решений показал, что для высокотемпературного газоохлаждаемого реактора атомной электростанции целесообразно использовать металлические теплообменники вертикального исполнения.

Моделирование теплообменного аппарата реализуется с помощью инструментальной системы многоуровневого компьютерного моделирования (СММ) MAPS. Она является единственным российским профессиональным инструментом компьютерного моделирования, способным конкурировать с зарубежными моделирующими комплексами, нацеленными на анализ динамических процессов в ХТС (химико-технологическая система) [2].

Среда моделирования MAPS разработана на кафедре компьютерных систем в управлении и проектировании (КСУП) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники.

После анализа технологической схемы узла теплообмена создаётся компьютерная модель теплообменника (рис. 2).

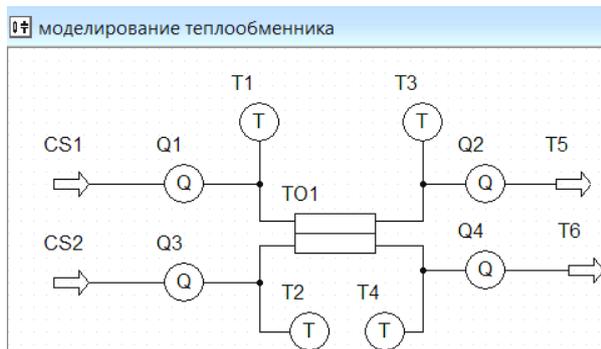


Рис. 2. Компьютерная модель теплообменника

В теплообменник TO1 поступают горячий теплоноситель (CS1) и холодная смесь (CS2). Осуществляется контроль расхода посредством расходомеров Q1 и Q3. Также фиксируются показания температуры с помощью датчиков температуры T1 и T2, установленных на входном трубопроводе, ведущем к аппарату. Аналогичные датчики устанавливаются на выходном трубопроводе: T5 и Q2 – для замера и анализа выхода горячего теплоносителя. T6 и Q4 – для замера холодной выходной смеси. Включение в схему датчиков позволяет адекватно описать и проанализировать моделируемый объект.

Компьютерная модель теплообменного аппарата является его виртуальным представлением – цифровым двойником, созданным с учётом требований к управляющей системе и описанным на основании математических методов.

На этапе проектирования в свойствах теплообменника прописываются его технические параметры (рис. 3) – длина, диаметр трубы и т.д. Их дальнейшие корректировки позволят подобрать оптимальные характеристики, которые, в свою очередь удовлетворяют технологическим требованиям, стоящим перед моделируемой системой.

Структура Компоненты Свойства

ТО1	
Имя Свойства	Значение
Название компонента	ТО1
Количество итераций	50
Файл базы данных	D:\Temp\
Шаг интегрирования	0.01
Коэффициент теплопередачи	95
Диаметр	15
Длина	2900

Рис. 3. Технические параметры теплообменного аппарата

Изменяя в процессе моделирования технические характеристики теплообменника, открывается возможность выбора оптимальных значений, оказывающих влияние на конструктив теплообменника, что в свою очередь, крайне важно для продления срока службы оборудования и безаварийности технологического процесса.

Например, уменьшение диаметра трубы теплообменника может способствовать увеличению удельной поверхности теплообмена, что, в свою очередь, может повысить коэффициент теплоотдачи. Это связано с увеличением площади контакта между теплоносителем и стенкой трубы, что способствует более эффективному теплообмену. Таким образом, в некоторых случаях уменьшение диаметра трубы теплообменника может способствовать улучшению теплопроводности и повышению эффективности процесса теплообмена.

Заключение

В результате проведенного исследования было установлено, что компьютерное моделирование теплообменников занимает ключевую позицию в оптимизации химико-технологических процессов АЭС. Приведённые примеры указывают, что модификации в геометрии теплообменника способны значительно улучшить коэффициенты теплообмена и создать оптимальные условия для протекания соответствующих процессов.

Оптимизация конструкции теплообменника на этапе проектирования, основанная на анализе полученных технологических данных, позволяет не только повысить эффективность технологических процессов, но и снизить риск коксообразования, минимизировать аварийные простои и повысить срок службы оборудования. Подобные результаты необ-

ходимы для устойчивого развития любого предприятия и позволят добиться экономической эффективности и безопасности.

Дальнейшие исследования в данной области могут способствовать развитию новых технологий и методов оптимизации технологических процессов.

Литература

1. Проектирование теплообменных аппаратов АЭС / Ф.М. Митенков, В.Ф. Головкин, П.А. Ушаков, Ю.С. Юрьев. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 296 с.
2. Дмитриев В.М. Среда многоуровневого компьютерного моделирования химико-технологических систем / В.М. Дмитриев, Т.В. Ганджа. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 2017. – 332 с.

Захаров Михаил Евгеньевич

Аспирант каф. компьютерных систем в управлении и проектировании (КСУП) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: epsn97@mail.ru

Ганджа Тарас Викторович

Д-р техн. наук, доцент каф. КСУП ТУСУРа
Эл. почта: gtv@main.tusur.ru

Захаров Кирилл Евгеньевич

Специалист инженерной школы ядерных технологий Национального исследовательского Томского политехнического университета (НИ ТПУ)
Эл. почта: kzaharov18@gmail.com

Х. Фам Чонг, А.М. Гунько, А.А. Шилин

Исследование связи показаний гироскопа с электромеханическими процессами бесколлекторного двигателя постоянного тока

Исследуется влияние помех, возникающих при переключении потокоцепления бесколлекторного двигателя постоянного тока (BLDC-мотора), на показания гироскопа квадрокоптера. Результаты моделирования переходного процесса момента двигателя свидетельствуют о присутствии колебательных процессов на показаниях гироскопа. Для проверки этой гипотезы были проведены эксперименты, которые подтвердили, что периодическая составляющая в спектре оказывает значительно большее влияние на показания гироскопа, чем гауссовский шум. В рамках данной работы был проведен анализ математической модели квадрокоптера с целью интеграции генератора сигнала, учитывающего процесс потокоцепления BLDC-моторов. Результаты моделирования работы квадрокоптера с учетом помех также были получены.

Ключевые слова: BLDC-мотор, спектральная составляющая, помехи, квадрокоптер.

В существующих математических моделях квадрокоптеров, представленных в статьях [1–3], переходные процессы (ПП) описываются либо как гладкие, либо с учетом гауссовского шума. Однако из-за высокой чувствительности и низкой стоимости датчиков измеренные показания гироскопа не всегда точны и содержат много шумов, не соответствующих гауссовскому распределению. Такая модель может быть неадекватной для описания реальных условий полета. В работе [4] были проведены эксперименты, в которых исследовались современные фильтры, включая фильтр Калмана. При этом на ПП присутствуют колебания, не свойственные гауссовскому шуму. Сама природа возникновения колебательных процессов не рассматривается.

В данной работе рассматривается предположение, что спектральные компоненты возникают при вибрациях в работе BLDC-мотора. Эти вибрации могут влиять на моменты и тягу квадрокоптера, что, в свою очередь, непосредственно отражается на показаниях гироскопа и акселерометра. Поэтому предлагается:

- построить математическую модель BLDC-мотора [5], основанную на уравнениях напряжения трёхфазной обмотки и электромагнитного момента, с целью исследования спектральной составляющей момента на валу двигателя;
- на основе результатов эксперимента провести анализ спектров показаний гироскопа и сравнить со спектром момента математической модели;
- по результатам анализа внести изменения в математическую модель коптера.

Построение моделирования модели

Модель BLDC-мотора рассматривается аналогично модели трёхфазной синхронной машины, при этом предполагается, что фазные напряжения двигателя являются прямоугольными [6]. Для анализа влияния частоты переключения фаз на ПП момента приведем некоторые выражения математической модели.

Фазные токи i_x , i_y , i_z представлены системой дифференциальных уравнений (ДУ):

$$\begin{cases} u_x = \dot{L}_S + \frac{di_x}{dt} + i_x R_S + e_x, \\ u_y = L_S + \frac{di_y}{dt} + i_y R_S + e_y, \\ u_z = L_S + \frac{di_z}{dt} + i_z R_S + e_z, \end{cases} \quad (1)$$

где u_x , u_y , u_z – фазные напряжения статора, R_S – активное сопротивление фазной обмотки, L_S – индуктивность статора, e_x , e_y , e_z – противоЭДС фаз статора.

При вращении BLDC-мотора электромагнитный момент по фазам может быть выражаться по формуле [7]

$$\mathbf{M}_\Phi = k_f \mathbf{i}_\Phi F(\theta_r), \quad (2)$$

где \mathbf{M}_Φ и \mathbf{i}_Φ – векторы, $F(\theta_r)$ – трапецидальная форма противоЭДС. Сумма моментов по 3-м фазам определяет частоту вращения через механические характеристики, такие как момент инерции M_L и внешняя нагрузка B согласно ДУ [8]

$$M_E = B\omega_r(t) + J \frac{d\omega_r(t)}{dt} + M_L. \quad (3)$$

На основе уравнений (1) и (2) структурную схему можно представить следующим образом:

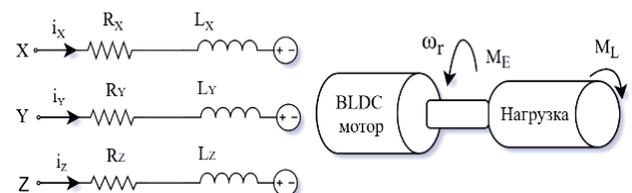


Рис. 1. Эквивалентная схема и механическая модель трёхфазной BLDC мотора

При моделировании быстрого пуска (рис. 2, а), когда частота переключения напряжений мгновенно меняется, видно, что математическое ожидание наведенного шума смещено относительно нуля. При этом скорость нарастания частоты ограничена сверху.

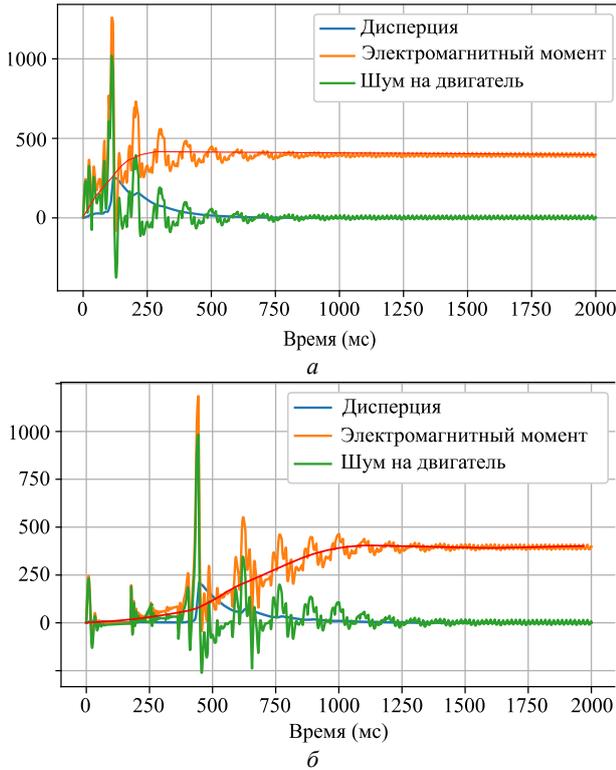


Рис. 2. Результат моделирования двигателя: при быстром пуске – а; при плавном пуске – б

Поскольку скорость нарастания частоты не может быть мгновенной, был рассмотрен переходный процесс с плавным пуском, обеспечивающим постепенное увеличение скорости. Это отражено в результатах моделирования, представленных на рис. 2, б, где можно отметить, что дисперсия шума ниже, чем при быстром пуске.

Математическое ожидание в установившемся режиме и в процессе нарастания скорости близко к нулю, что является критичным требованием при использовании фильтра Калмана. По результатам двух случаев можно увидеть две периодические составляющие спектра в процессе нарастания и одну, связанную с частотой переключения в установившемся режиме.

В модели квадрокоптера скорости вращения ротора пропорциональны создаваемым ими подъёмной силе F и крутящим моментам M_X, M_Y, M_Z , которые выражены системой уравнений [9, 10]:

$$\begin{cases} F = k(\omega_1^2 + \omega_2^2 + \omega_3^2 + \omega_4^2), \\ M_X = k(\omega_1^2 - \omega_3^2), \\ M_Y = k(\omega_2^2 - \omega_4^2), \\ M_Z = k(\omega_1^2 - \omega_2^2 + \omega_3^2 - \omega_4^2), \end{cases} \quad (4)$$

где k – коэффициент тяги, d – коэффициент сопротивления.

А моменты, в свою очередь, определяют ускорение по тангажу ϕ , крену θ , рысканию ψ , высоте z и их производные p, q, r , которые непосредственно измеряются гироскопом. Параметры $(I_{xx}, I_{yy}, I_{zz},$

$C_x, C_y, C_z)$ в выражении (4) представлены инерционными свойствами квадрокоптера. Полная модель по ускорению приведена в [11, 12].

$$\begin{cases} \dot{p} = \frac{(I_{xx} - I_{zz})qr - I_r q \omega_r - C_x p^2}{I_{xx}} + \frac{M_x}{I_{xx}}, \\ \dot{q} = \frac{(I_{zz} - I_{xx})qr - I_r q \omega_r - C_y p^2}{I_{yy}} + \frac{M_y}{I_{yy}}, \\ \dot{r} = \frac{(I_{xx} - I_{yy})qr - I_r q \omega_r - C_z p^2}{I_{zz}} + \frac{M_z}{I_{zz}}, \\ \ddot{z} = \frac{(\cos \phi \sin \theta)F - mg - A_Z \dot{z}}{m}, \end{cases} \quad (5)$$

На основе выражений (3) и (4) видно, что показания гироскопа непосредственно зависят от действующих крутящих моментов, а показания акселерометра определяются величиной силы тяги. Следовательно, во всех показаниях гироскопа должна быть спектральная составляющая из рис. 2.

Эксперимент, демонстрирующий влияние колебаний, вызванных процессами в BLDC-моторе, показан на рис. 3, где частота переключений управляющего напряжения явно выражена (рис. 4).



Рис. 3. Фотография установки

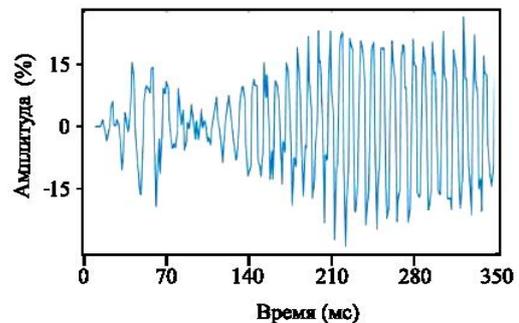


Рис. 4. ПП ускорения по тангажу

Относительно медленное изменение амплитуды, вероятно, связано с разницей частот на 4-х двигателях в виде биений, поскольку рассматривается ПП в установившемся режиме.

Ниже приведены сигнал гироскопа и его спектр, полученный с помощью преобразования Фурье на разных этапах пуска для быстрого пуска (рис. 5) и плавного пуска (рис. 6).

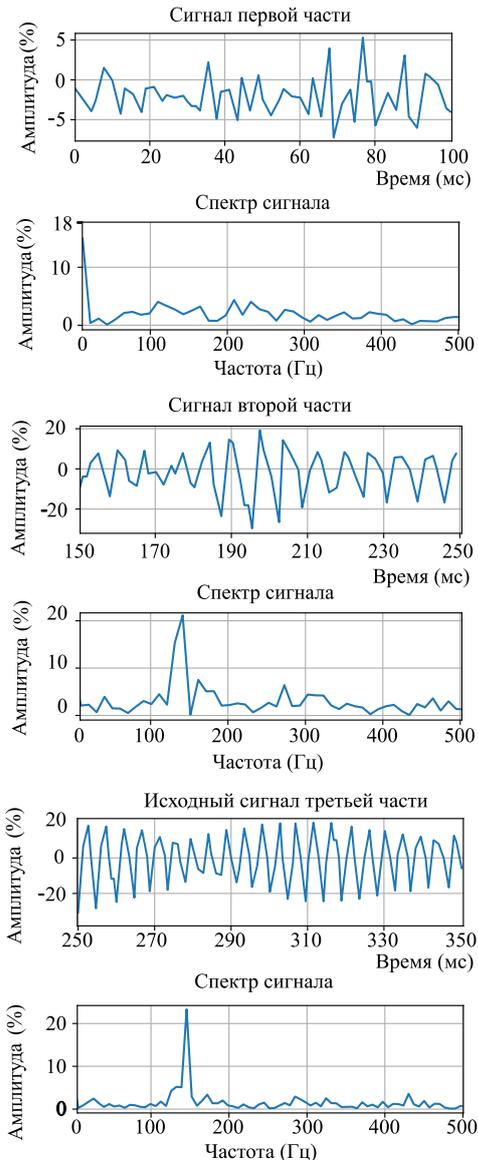


Рис. 5. Спектры по быстрому пуску

Отметим, что на установившемся этапе спектр содержит одну частоту, которая соответствует частоте переключения. Периодическая составляющая, которая имеется в процессе нарастания частоты по результатам моделирования в спектре, явно не выражена или, возможно, имеет меньшую амплитуду, чем у модели.

Также при плавном пуске математическое ожидание, близкое к нулю, подтверждается минимальными значениями спектра в окрестности нулевой частоты, в отличие от быстрого пуска, где спектр начинается с ненулевых значений.

При включении в математическую модель квадрокоптера периодической составляющей шума получены результаты моделирования, которые отличаются от опубликованных [13] и приведены на рис. 7, 8. Из результатов моделирования видно, что включение в модель периодического шума не нарушает устойчивости процесса, однако качество ПП чувствительно хуже.

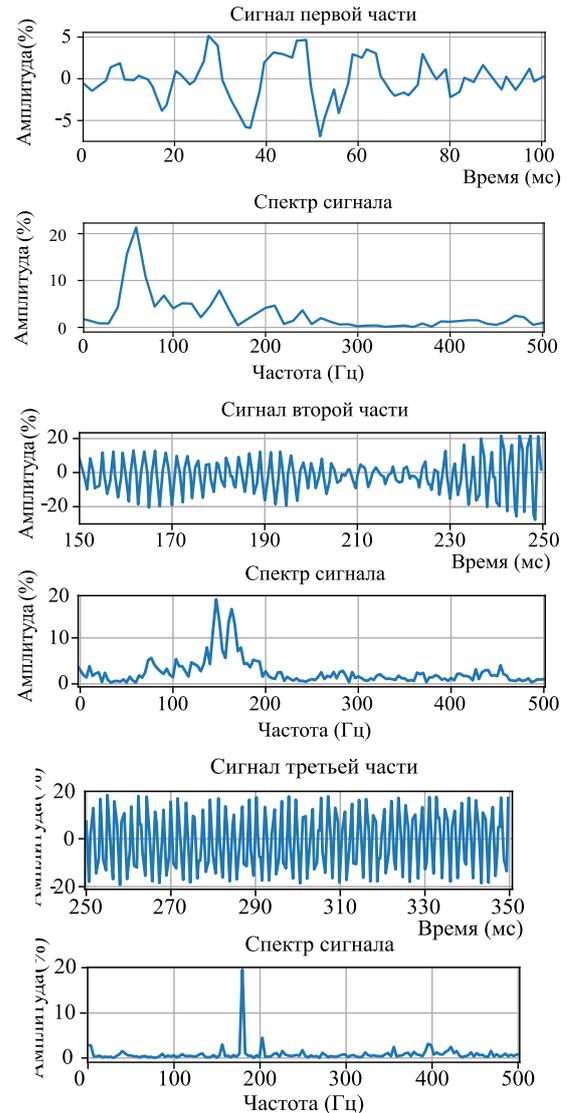


Рис. 6. Спектры по плавному пуску

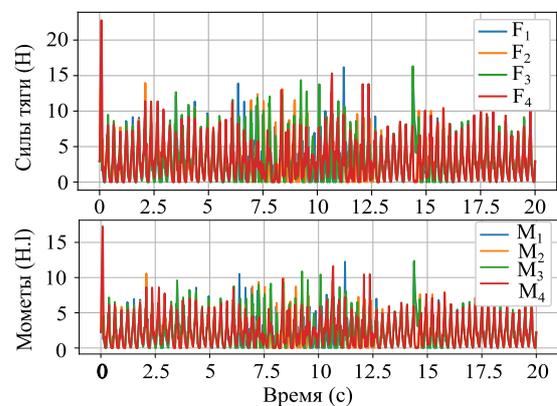


Рис. 7. Влияние шума на момент и силу тяги

Заключение

Проведены исследования влияния колебаний на работу датчика квадрокоптера, что позволило сделать несколько ключевых выводов.

Моменты переключения в BLDC-моторах выражены в виде помехи с двумя спектральными составляющими в ПП.

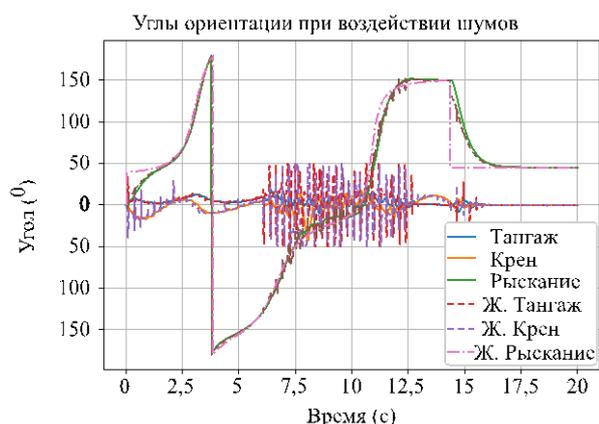


Рис. 8. Влияние шума на углы ориентации

Результаты эксперимента подтверждают наличие спектральной составляющей в показаниях гироскопа на основании спектрального анализа.

Включение периодических помех в модель квадрокоптера привело к ухудшению качества переходного процесса, но сделало модель более соответствующей реальным условиям эксплуатации.

Анализ исходных кодов показывает [14, 15], что в контурах управления эта проблема решается включением фильтров с достаточно большим временем инерции, что понижает быстродействие и маневренность квадрокоптера.

Литература

1. Shahida K. Chaudhary. Dynamic modeling and stabilization of quadrotor using PID controller / K. Shahida, M. Shahid, H. Chaudhary // International Conference on Advances in Computing, Communications and Informatics (ICACCI). – IEEE. – 2014.
2. Marco R. A comparative study for control of quadrotor UAVs / R. Marco, S. Primatesta, G. Guglieri // Applied Sciences. – 2023. – Vol. 13, No. 6. – P. 3464.
3. Белов Н.В. Построение математической модели управления высотой и углами движения БПЛА / Н.В. Белов, Б.Я. Буянов // Телекоммуникации и информационные технологии. – 2018. – № 5.1. – С. 100–111.
4. Oloo J.O. Design of Extended Kalman Filter Optimized Fuzzy PID Controller for a Quadcopter in the Event of One Rotor Failure // JKUAT-COETEC. – 2021.
5. Калачев Ю. SimInTech: моделирование в электроприводе. – Litres. – 2022.
6. Jeon Y.S. et al. A new simulation model of BLDC motor with real back EMF waveform // COMPEL–2000. 7th

Workshop on Computers in Power Electronics. Proceedings (Cat. No. 00TH8535). – IEEE. – 2000.

7. Bahari Norhazilina Binti et al. Modeling and simulation of torque hysteresis controller for brushless DC motor drives // 2012 IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications. – IEEE. – 2012.

8. Yamashita Rodrigo Y. et al. Comparison between two models of BLDC motor, simulation and data acquisition // Journal of the Brazilian Society of Mechanical Sciences and Engineering. – 2018. – Vol. 40. – PP. 1–11.

9. Nguyen Ngoc Phi et al. Adaptive sliding mode control for attitude and altitude system of a quadcopter UAV via neural network // IEEE Access. – 2021. – Vol. 9. – PP. 40076–40085.

10. Abdelhay Sabir, Alia Zakriti. Modeling of a quadcopter trajectory tracking system using PID controller // Procedia Manufacturing. – 2019. – Vol. 32. – PP. 564–571.

11. Hoffmann Frank. Attitude estimation and control of a quadcopter / Hoffmann Frank, Niklas Goddemeier, Torsten Bertram // 2010 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems. – IEEE. – 2010.

12. Лысухо Г.В. Квадрокоптер: динамика и управление / Г.В. Лысухо, А.Л. Масленников // Политехнический молодежный журнал МГТУ им. Н.Э. Баумана. – 2020. – № 5.

13. Quadcopter Simulation and Control. Dynamics generated with PyDy. – URL: https://github.com/bobzwik/Quadcopter_SimCon (дата обращения: 15.07.2024).

14. Калачев О. Как я разработал квадрокоптер на ESP32 с нуля // Хабр. – URL: <https://github.com/okalachev/flix> (дата обращения: 25.06.2024).

15. Open Source Autopilot For Drone Developers // PX4. – URL: <https://github.com/px4/p4-autopilot/> (дата обращения: 25.06.2024).

Фам Чонг Хай

Аспирант отд. электроэнергетики инженерной школы энергетики НИ ТПУ
Эл. почта: tronghai180598@gmail.com

Гуныко Антон Михайлович

Магистрант отд. электроэнергетики инженерной школы энергетики НИ ТПУ
Эл. почта: amg17@tpu.ru

Шилин Александр Анатольевич

Д-р техн. наук, доцент, проф. отд. электроэнергетики инженерной школы энергетики НИ ТПУ
Эл. почта: shilin@tpu.ru

А.В. Уфимцев, А.А. Филипас

SCADA-система автоматического управления насосами гидродинамической установки гидропневматической установки

Представлена система автоматического управления насосами гидродинамической установки. Важным этапом в реализации управления, мониторинга и анализа данных о параметрах протекающего в режиме реального времени технологического процесса во время проведения экспериментов или лабораторных работ на установке является разработка SCADA-системы. Функциональное оснащение разработанной модели установки в системе Simple SCADA полностью соответствует оснащению реальной установки в части датчиков, исполнительных устройств, трубопроводов, каналов проведения эксперимента, что позволяет реализовывать такие функции, как сбор данных, управление, мониторинг, анализ полученных данных.

Ключевые слова: SCADA, мониторинг, переменная, насос, OPC, трендовые группы, SFC.

В данной работе рассматривается автоматизация работы системы насосов с параллельным включением посредством разработки высокопроизводительного человеко-машинного интерфейса HMI в виде SCADA-системы. Преимущества реализации такого подхода к автоматизации системы очевидны:

- SCADA-системы собирают информацию о состоянии оборудования, параметрах производственных процессов и датчиках.

- Операторы могут наблюдать за технологическими процессами в реальном времени, отслеживать изменения и реагировать на них.

- SCADA-системы могут предоставлять возможность удаленного управления оборудованием и процессами.

- Собранные данные могут быть проанализированы для оптимизации производственных процессов и улучшения эффективности.

Описание функционирования системы

Данная SCADA-система (рис. 1) рассчитана на канал пуска наладки и съёма характеристик насосов, который является одним из множества каналов проведения эксперимента данной установки. Данный канал состоит из следующих элементов: резервуар 1 для хранения рабочей жидкости, которой в нашей системе является дистиллированная вода; трубопроводы пуска наладки 2, 3; ручные клапаны 4, 5; помповые насосы 6, 7, осуществляющие перекачку рабочей жидкости по всей системе трубопроводов; электромагнитные клапаны 8, 9, регулирующие с помощью собственного параметра открытия задвижки процент проходного сечения потока дистиллированной воды; расходомеры 10, 11, предназначенные для измерения объёмного расхода потока жидкости, проходящего через проходное сечение трубопровода; электромагнитный клапан 12, который установлен в трубопровод отвода воздуха 13.

Данный трубопровод позволяет удалять излишки воздуха в системе, которые являются аналогом «газовой шапки», а также проводить работы по измерению характеристик насосов без прокачки рабочей жидкости по большей части системы трубопроводов, что экономит время проведения эксперимента, а также снижает объём задействованной рабочей жидкости.

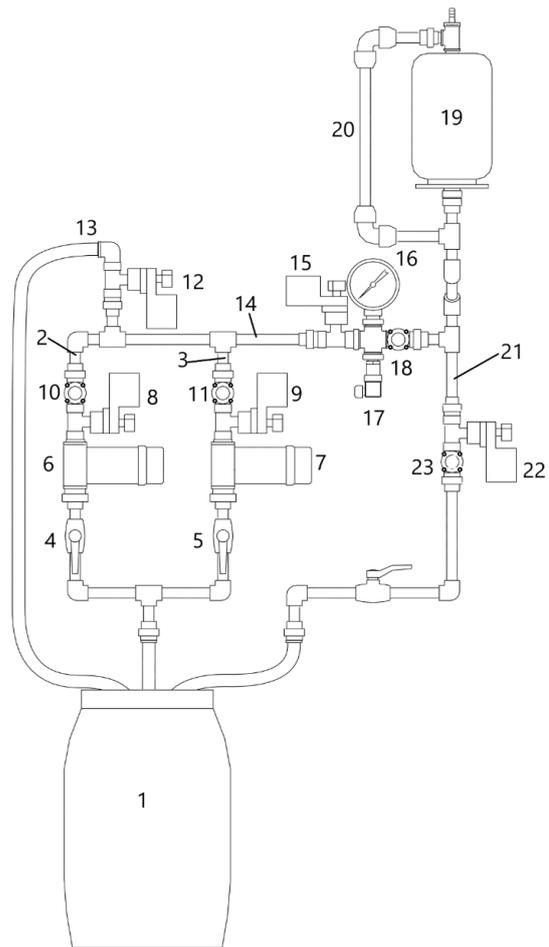


Рис. 1. Схема составных элементов исследуемого канала проведения экспериментов установки

Далее на участке основного трубопровода 14 установлена крестовина, содержащая следующие датчики и исполнительные устройства – электромагнитный клапан 15, манометр 16, преобразователь давления 17, расходомер 18. Данные устройства позволяют отслеживать такие параметры потока рабочей жидкости, как скорость потока жидкости, объёмный расход давления, причём последний параметр можно определить как «по месту» с помощью манометра, так и в дистанционном режиме с помощью преобразователя давления, отправляющие

показания на ПЛК. Далее закачиваемая жидкость поступает в гидроаккумулятор 19, который выступает в роли резервуара накопления дистиллированной воды, оснащенного байпасной трубкой 20, являющейся визуальным средством показания уровня рабочей жидкости в гидроаккумуляторе.

Гидроаккумулятор 20 также имеет возможность имитировать такой реальный технологический процесс, как утечки на участке трубопровода, и делает это благодаря трубопроводу отвода жидкости из гидроаккумулятора 21 под действием силы гидростатического давления. Электромагнитный клапан 22, вмонтированный в данный трубопровод и задающий по вышеописанному принципу процент проходного сечения потока рабочей жидкости, а также установленный в данный трубопровод точно таким же образом расходомер 23.

Однако возможности программного пакета позволяют контролировать нам объём перекачиваемой рабочей жидкости по системе и отображать его на экране визуализации. Мы можем контролировать данный параметр для сливного бака системы, куда поступает утечка жидкости из основного канала проведения эксперимента, а также гидроаккумуляторов и насосов. Помимо этого, ещё одним ключевым параметром является степень открытия проходного сечения регулирующего электромагнитного клапана для контроля потока жидкости.

В нашей программе значение данного параметра имеет плавно регулируемый диапазон от 0 до 1, где 0 – соответствует полностью закрытому клапану, а 1 – полностью открытому клапану. Также данный параметр отображается и на показаниях расходомеров. Благодаря такому сочетанию переменных, отображающих значения параметров технологического процесса, мы можем контролировать и регулировать состояние системы, режимы экспериментов основного канала (рис. 2).

Для реализации работы, разработанной SCADA-системой в динамике каждому исполнительному устройству, соответствует определенная переменная, обосновывающая его работу на математическом уровне. Осуществление математических и логических принципов работы данных переменных было

реализовано с помощью программы Codesys. Схема работы переменных была выполнена на языке SFC (язык последовательных функциональных схем). С помощью OPC UA сервера данные алгоритмы были перенесены с программы Codesys в SCADA-систему.

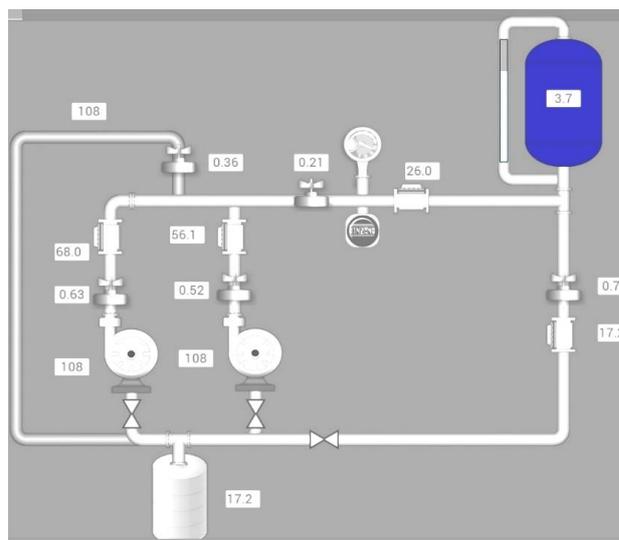


Рис. 2. Визуализация SCADA-системы гидравлической части стенда

OPC UA (Unified Architecture) – это современный стандарт, который описывает передачу данных в промышленных сетях. Он обеспечивает защищенную и надежную коммуникацию между устройствами, являясь при этом независимым от платформы и аппаратного комплекса. Это позволяет обеспечить обмен данными между устройствами с разными операционными системами.

Схема работы переменных была выполнена на языке SFC и представлена на рис. 3.

Начнём описание работы кода, написанного на языке SFC, с блока bak, который отвечает за моделирование работы сливного бака, являющегося первоначальным местом хранения рабочей жидкости. Изначально значение данной переменной составляет 30, что соответствует объёму жидкости в литрах, который содержится в баке.

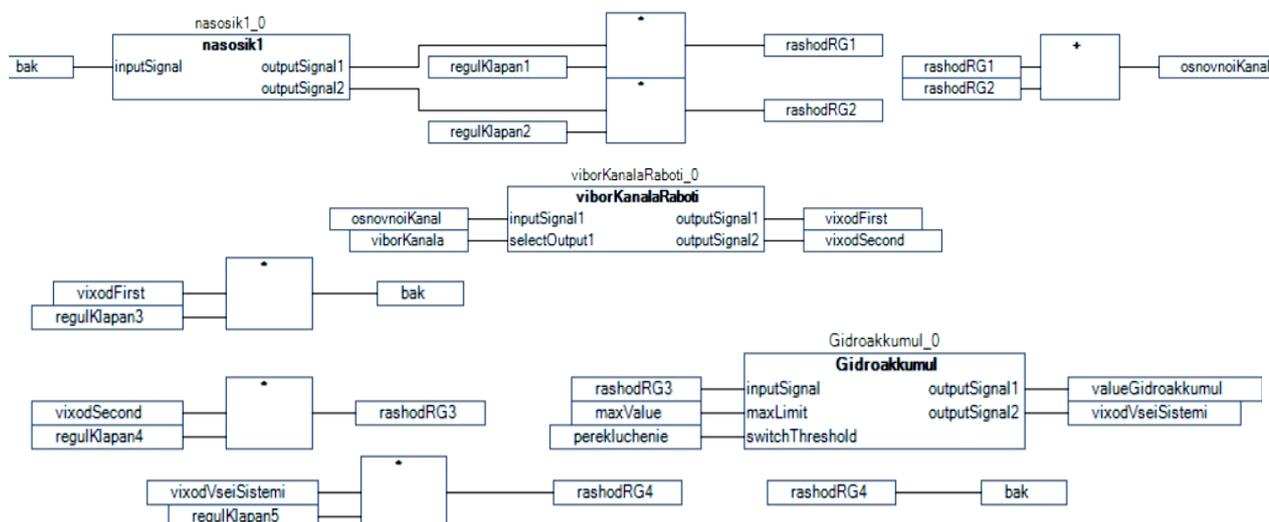


Рис. 3. Код для реализации работы переменных гидравлической части установки на языке SFC

После запуска объем начинает убывать в соответствии с работой переменной *nasosik1*, которая отвечает за работу помповых насосов, выкачивающих жидкость из бака. Выходные сигналы данного блока *outputSignal1* и *outputSignal2* соответствуют работе первого и второго насоса соответственно.

Далее объем расхода перекачиваемой насосами рабочей жидкости определяется переменной регулирующего клапана *regulKlapan1* и *regulKlapan2* соответственно для каждого из насосов, путём умножения значения потока объёмного потока жидкости на коэффициент открытия клапана от 0 до 1. Полученное значение расхода записывается в расходомер, представленный блоком *rashodRG1* для трубопровода с первым насосом и *rashodRG2* для трубопровода со вторым насосом.

Полученные значения обоих трубопроводов суммируются и переходят в основной трубопровод системы, представленный переменной *osnovnoiKanal*. Далее в блоке *viborKanalaRaboti* происходит логический выбор трубопровода, по которому будет протекать рабочая жидкость системы. За логический выбор отвечает входной сигнал данного блока *selectOutput1* и благодаря ему формирует выходной сигнал *outputSignal1*, который переходит в переменную *vihodFirst* отвечающую за трубопровод отвода воздуха, а также формирует выходной сигнал *outputSignal2*, который переходит в переменную *vihodSecond*, отвечающую за участок основного канала трубопровода.

Переменная *vihodFirst* переходит в блок *bak* с параметром объёмного расхода, определяемого произведением *vihodFirst* и *regulKlapan3* в блоке умножения. В то время как переменная *vihodSecond* по такому же принципу в блоке умножения взаимодействует с переменной *regulKlapan4*, а их произведение записывается в *rashodRG3*.

Далее это значение вместе с *maxValue*, соответствующим максимально допустимому объёму жидкости, который способен содержать гидроаккумулятор – 5 л, а также параметром *perekluchenie*, который отвечает за логический выбор дальнейшего направления движения рабочей жидкости, переходит в блок гидроаккумулятора системы *Gidroakkumul*. В данном блоке входной сигнал *inputSignal* соответствует переменной *rashodRG3*, сигнал *maxLimit* соответствует *maxValue*, а входной сигнал *switchThreshold*, в свою очередь, – *perekluchenie*. Выходные сигналы блока *Gidroakkumul* *outputSignal1*, *outputSignal2* записываются в переменные *valueGidroakkumul* и *vihodVseiSistemi* соответственно.

Переменная *vihodVseiSistemi* отвечает за трубопровод отвода жидкости из гидроаккумулятора. Переменные *vihodVseiSistemi* и *regulKlapan5* путем их произведения в блоке умножения, где *regulKlapan5* обозначает регулирующий клапан с коэффициентом открытия от 0 до 1, где ноль соответствует полностью закрытому клапану, а единица полностью открытому, переходят в блок *rashodRG4*.

Далее расход, зафиксированный в блоке *rashodRG4*, по своей сути является конечным объёмом

рабочей жидкости, прошедшей через трубопровод отвода обратно в сливной бак, что реализовано посредством записи значения переменной *rashodRG4* в переменную *bak*.

Заключение

В ходе выполнения данной исследовательской работы была спроектирована система автоматического управления двумя помповыми насосами в разных режимах работы с параллельным включением. Была спроектирована SCADA-система для визуализации и повышения качества управления технологическим процессом, а также заложена логика выполнения операций. Все логические операции для промышленного контроллера были прописаны на блочном языке программирования SFC. Данное техническое решение позволяет контролировать объём перекачиваемой рабочей жидкости по системе и другие параметры работы системы в режиме реального времени, а отображать его на экране визуализации, что позволяет говорить о наличии у данной автоматизированной системы высокопроизводительного человеко-машинного интерфейса.

Литература

1. Кускарбекова С.И. Автоматизация группы питательных насосов в транспортабельной котельной установке / С.И. Кускарбекова, Н.М. Максимов // Вестник Южно-Уральского гос. уни-та. – Сер.: Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника, 2023. – URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/avtomatizatsiya-gruppy-pitatelnyh-nasosov-v-transportabelnoy-kotelnoy-ustanovke> (дата обращения: 15.07.2024).
2. Бамбетова К.В. Расчёт совместной работы насосов при параллельном их подключении // Вопросы науки и образования. – 2021. – URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/raschet-sovmestnoy-raboty-nasosov-pri-parallelnom-ih-podklyuchenii-1> (дата обращения: 12.08.2024).
3. Тимохин Ю.В. Расчёт режимных параметров параллельно работающих центробежных насосов на трубопроводы с различными геометрическими высотами подъёма / Ю.В. Тимохин, Т.Н. Паламарчук // Сборник науч. трудов Донецкого ин-та железнодорожного транспорта. – 2024 – URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/raschet-rezhimnyh-parametrov-parallelno-rabotayuschih-tsentrobeznyh-nasosov-na-truboprovody-s-razlichnymi-geometricheskimi> (дата обращения: 27.08.2024).
4. Ткачёв Н.В. Автоматизация поддержания давления в поливной системе с ПЛК на базе SCADA-систем // Вестник науки. – 2023. – URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/avtomatizatsiya-podderzhaniya-davleniya-v-polivnoy-sisteme-s-plk-na-baze-scada-sistem> (дата обращения: 03.09.2024).

Уфимцев Андрей Владимирович

Студент отд. автоматизации и робототехники инженерной школы информационных технологий и робототехники Национального исследовательского Томского политехнического университета (ОАР ИШИТР НИ ТПУ) Эл. почта: avu34@tpu.ru

Филипас Александр Александрович

Канд. техн. наук, доцент, зав. ОАР ИШИТР НИ ТПУ Эл. почта: filipas@tpu.ru

А.С. Попова, Л.Ю. Шарина, В.М. Саклаков

Влияние спектрального состава излучения на рост микрозелени

Описан эксперимент по выращиванию пяти сортов микрозелени в капсулах роста с различными типами светового излучения. По результатам выращивания для всех популяций растений была проведена оптическая диагностика и в результате анализа выделены изменения в процессах вегетации.

Ключевые слова: коэффициент использования светового потока, полезный световой поток, облучательные приборы, оптическая диагностика, вегетационные процессы, микрозелень.

Микрозелень – это молодые побеги различных растений, которые собираются на ранней стадии роста, обычно в процессе развития первых настоящих листьев. Эти ростки содержат высокую концентрацию витаминов, минералов и антиоксидантов, концентрация питательных веществ может превышать показатели зрелых растений до 40 раз. Вследствие этого в последние годы как в России, так и за рубежом активно растет спрос на разные сорта микрозелени. В бизнес-секторе рынок фрагментировался на техаутсорсинговые фермы и фермы при заведениях общественного питания. Последние часто используют такие фермы как дополнительный маркетинговый инструмент. При этом производители в процессе выращивания ориентируются прежде всего на вкусовые характеристики и внешний вид растения. Оценки же средне- и долгосрочного влияния факторов внешней среды на вегетационные процессы проводятся в ограниченном масштабе и только крупными игроками [1–4].

Одним из важнейших факторов, определяющих характеристики вегетационных процессов и в конечном счете качество готовой продукции, является потребляемое растениями световое излучение [5, 6]. Процесс выращивания чаще всего не предполагает подбор спектров светового излучения, оптимальных для процессов развития конкретных сортов. В результате из-за спектральных особенностей листья могут отражать до 35% фотонного потока [7]. Здесь помимо формирующихся энергопотерь, приводящих к увеличению себестоимости производства, происходит снижение потребительских свойств. Решением данной проблемной ситуации будет исследование вегетационных процессов конкретных сортов растений и рекомендации по оптимизации процесса выращивания. При этом необходимо понимать, что даже для семян одной партии результат выращивания различается при минимальном изменении внешних условий.

Для проведения эксперимента в качестве сортов для выращивания выбраны горох сортов «Фиолетовый сахар» и «Сенатор», руккола, подсолнечник сорта «Лакомка», и базилик сорта «муглянка». Для растений были сконструированы четыре капсулы роста со светоотражающими поверхностями и собраны осветительные приборы, содержащие следующие типы светодиодных лент:

1. Белые 2 700 К.
2. Белые 2 700 К и 4 000 К в соотношении 3:2.

3. Белые 2 700 К и красные – 660 нм, 3:2.
4. Красные – 660 нм.

Всего было осуществлено две высадки для двух сортов гороха, рукколы и подсолнечника – срок выращивания по две недели. Также для базилика была осуществлена одна высадка – срок выращивания около пяти месяцев. На рис. 1 представлены базилик в начальной стадии роста, а также горох, подсолнечник и руккола в финальной стадии роста незадолго до фиксации их вегетационных показателей методом оптической диагностики. На рис. 2 представлен базилик в финальной стадии роста.



Рис. 1. Капсула роста с белыми светодиодными лентами на 2 700 и 4 000 К



Рис. 2 Результат выращивания базилика в капсуле роста со светодиодными лентами на 2 700 К

Были рассчитаны 38 индексов вегетации, разбитых на 4 кластера: индексы содержания воды, эффективности использования света, индекс зелености и индекс содержания вещества. Для получения спек-

тров пропускания, поглощения и отражения использовался спектрометр CI-710s Spectra Vue.

В таблице приведен пример усредненных пропорций коэффициентов спектров пропускания, поглощения и отражения по четырем видам светового облучения для гороха сорта «Фиолетовый сахар». Первое число характеризует значение коэффициента в начале каждого из обозначенных диапазонов измерений, второе – в конце диапазона измерений.

Процентное отношение спектров пропускания, поглощения и отражения для гороха

Длина волны, нм	Пропускание	Поглощение	Отражение
400–430	18–5	60–75	15–10
430–470	5–2	70–80	10
470–500	2–10	80–70	8–9
500–540	10–25	70–50	13–22
540–590	25–20	50–60	22–15
590–620	20–13	60–65	12–10
620–700	13–3	65–75	10–8
700+	30–60	20	53–60

Наблюдается больший или меньший интерес растений к излучению на определенных длинах волн. При этом в таблице четко видны три кластера отторжения растениями светового излучения:

1. В первом оно отражается и пропускается примерно в равных долях – на длинах волн 400–430, 470–590, 620–700 нм.

2. Во втором пропускание и отражение имеют существенную разницу – на длинах волн 430–470, 590–620 нм.

3. И наконец, в третьем – на длинах волн в 700 нм и более, т.е. при переходе из красной зоны в инфракрасную наблюдается самый низкий коэффициент поглощения и самые высокие коэффициенты отражения и пропускания.

Анализ индексов вегетации показал следующее:

1. Горох в капсуле со светодиодами на 2 700 К показал лучшие результаты по хлорофиллу А и В, содержанию каротиноидов, а также самым высоким содержанием воды.

2. Растения в капсуле со светодиодами на 2 700 и 4 000 К демонстрируют самый высокий уровень стресса (индексы стресса Картера и первый индекс Лихтеналера), самое низкое содержание флавоноидов и при этом наибольший уровень зелености. С другой стороны, один из индексов эффективности использования света – индекс структурно-нечувствительного пигмента (SIPI) – имеет высший показатель.

3. Растения в капсулах с белыми светодиодами на 2 700 К и красными светодиодами не показали лидирующих результатов.

4. Горох в капсулах с красными светодиодами показал наибольшее содержание антоцианов, второе

место по содержанию хлорофилла. Также наблюдались лидирующие позиции по трем индексам красной кромки Вогельманна (VREI 1, 2 и 3).

Аналогичные расчеты проводились для остальных популяций растений. По полученным данным составлены рекомендации по облучению микрозелени.

Литература

1. A simple, cost-effective and optimized protocol for collecting root exudates from soil grown plants / S. Döllab, H. Kollerab, M. Nicole // Rhizosphere. – June 2024. – Vol. 30. – P. 100899. DOI: 10.1016/j.rhisph.2024.100899.

2. Cree-driven community-partnered research on coastal ecosystem change in subarctic Canada: a multiple knowledge approach // Arctic Science. – 27 September 2024. [Electronic resource]. Available at: sciencedirect.com/org/science/article/pii/S2368746024000292. DOI 10.1139/as-2023-0061.

3. Close-range hyperspectral imaging of whole plants for digital phenotyping: Recent applications and illumination correction approaches / P. Mishra, S. Lohumi, H. A. Khan, A. Nordon // Computers and Electronics in Agriculture. – November 2020. – Vol. 176. – P. 105780. DOI: 10.1016/j.compag.2020.105780.

4. Analysis of plant physiological responses based on leaf color changes through the development and application of a wireless plant sensor / K. Kohzuma, K. Miyamoto // Sensing and Bio-Sensing Research. – December 2024. – Vol. 46. – P. 100688. DOI: 10.1016/j.sbsr.2024.100688.

5. New high-power horticulture LED from ams OSRAM achieves industry-leading energy efficiency [Электронный ресурс]. – Режим доступа: ams-osram.com/news/press-releases/osconiq-p3737-high-power-led, свободный (дата обращения: 19.09.2024).

6. Han T. Photomorphogenesis of wheat sprouts with LED irradiation of different intensities / T. Han, T. Astafurova, S. Tura-nov, A. Burenina, A. Butenkova, E. Surnina et al. // Lighting Research & Technology. – 2020. – Vol. 52, Iss. 5. – PP. 583–594. DOI:10.1177/1477153519894716

7. Влияние оптического излучения на рост перца в условиях светокультуры / В.А. Колесникова, Г.А. Хандогин, К.А. Шипеев и др. // Электронные средства и системы управления: матер. докладов междунар. науч.-практ. конф. – 2023. – № 1-1. – С. 270–272.

Попова Антонина Сергеевна

Студент отд. управления бизнесом и инновациями НИ ТПУ
Эл. почта: aps96@tpu.ru

Шарина Лилия Юристановна

Студентка отд. управления бизнесом и инновациями НИ ТПУ
Эл. почта: lys10@tpu.ru

Саклаков Василий Михайлович

Ст. преп. отд. информационных технологий НИ ТПУ
Эл. почта: saklavas@tpu.ru

СОДЕРЖАНИЕ

Секция 2

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

*Председатели – Мещеряков Александр Алексеевич, зав. каф. РТС, доцент, к.т.н.;
Аникин Алексей Сергеевич, доцент каф. РТС, к.т.н.*

А.П. Преображенский, Т.В. Аветисян, Р.П. Корчагин Применение методов машинного обучения для прогнозирования характеристик рассеяния электродинамических объектов	13
К.А. Батенков Нормирование параметров фазовых флуктуаций в цифровых системах передачи.....	16
Е.В. Ломаков, Е.В. Рогожников, А.С. Бокушин, Н.Г. Калашникова Измерение высокочастотного импеданса электрической сети переменного тока	18
О.П. Мелентьева, В.Д. Бархатова, М.И. Воротников, Ю.А. Хотненко Разработка технологии изготовления бескорпусных светодиодов	22
А.М. Коновалов, Е.И. Тренкаль, Ш.Д. Ахмедов Система мониторинга нарушений ритма сердца у больных раннего послеоперационного периода в сердечно-сосудистой хирургии	24
В.И. Кошелев, Н.Х. Чинь Оценка модулирующей частоты импульсного сигнала с неэквидистантным периодом следования методом многоканальной фильтрации.....	26
М.А. Ромашенко, Р.С. Сухомлинов, Д.В. Васильченко, Д.А. Пухов Среда имитационного моделирования для исследования систем связи на основе модуляции LoRa.....	30
В.Т. Дмитриев, Ву Хоанг Шон Сравнение эффективности первичных кодеков речевых сигналов на основе модификации алгоритма Хургина–Яковлева	33
К.Н. Рошин, С.С. Журавлев, А.А. Савин, Е.В. Андронов Особенности формирования полигармонического сигнала векторным генератором сигналов	36
А.А. Савинова Кибербезопасность в устройствах интернета вещей: защита данных и проблемы устойчивости.....	40
А.А. Савинова Повышение эффективности производства и разработки устройств с использованием модульной системы сборки: преимущества перед традиционным подходом с отдельными компонентами.....	43
А.А. Савинова Оценка эффективности радиопrotocolов в IoT и готовность к внедрению в России	45
И.В. Зелинский, Е.И. Тренкаль, Ш.Д. Ахмедов Система мониторинга позиционирования пациента и передачи данных ЭКГ с использованием технологии LoRa	48

Секция 3

НАНОЭЛЕКТРОНИКА СВЧ. ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ,
АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ И СИСТЕМ

*Председатели – Бабак Леонид Иванович, проф. каф. КСУП, д.т.н.;
Черкашин Михаил Владимирович, доцент каф. КСУП, к.т.н.*

М.В. Черкашин Визуальное проектирование линейного усилителя СВЧ с учетом заданного уровня выходной мощности.....	53
М.В. Черкашин Разработка трансимпедансного усилителя на основе 0,5 мкм GaAs-pHEMT-технологии	57
А.С. Синюкин, М.А. Денисенко, А.С. Исаева Проектирование цифровых интегральных схем в САПР Kowcheg на основе поведенческих описаний аппаратуры	60
А.В. Помазанов, А.А. Коколов Разработка SPDT-коммутатора поглощающего типа со встроенным драйвером управления для S-диапазона на основе 0,5 мкм GaAs-pHEMT-технологии	64

А.В. Помазанов, А.А. Коколов Разработка 6-разрядного дискретного фазовращателя со встроенным драйвером управления для S-диапазона на основе 0,5 мкм GaAs-pHEMT-технологии.....	68
А.В. Помазанов, А.А. Коколов Разработка 6-битного фазовращателя S-диапазона на основе 180 нм КМОП-технологии	73
А.С. Коряковцев, А.А. Коколов, Л.И. Бабак GaAs-трансимпедансный усилитель для оптических систем связи до 5 Гбит/с.....	77
А.С. Коряковцев, А.А. Коколов, Д. Ходжиков GaAs МИС МШУ диапазона частот 2,7–3,2 ГГц для систем наземной и спутниковой связи	81
Е.А. Шутов, А.А. Коколов МИС цифрового перестраиваемого 5-битного аттенюатора на основе 0,5 мкм GaAs-pHEMT-технологии	85

Секция 4**НАНОТЕХНОЛОГИИ В ЭЛЕКТРОНИКЕ***Председатель – Троян Павел Ефимович, зав. каф. ФЭ, проф., д.т.н.*

С.А. Айрих, М.В. Ашмарина, Р.М. Гадиров Создание подложек из пористого анодированного оксида алюминия для ДНК-синтеза.....	91
Т.А. Левина, Я.М. Клочков, Д.А. Клочкова, А.П. Адылина Энергетическая активность природных нанодфектов в арсениде галлия	95
В.А. Сокуренок Исследование влияния внешнего напряжения на величину низкочастотного шума типа 1/f для резистивных компонентов	99
А.С. Терехова Фазовый состав и электропроводность наноразмерных пленок ИТО	102
Ю.В. Карпачёва, Ю.В. Сахаров Разработка технологического процесса получения тонкой пленки диоксида кремния плазмохимическим осаждением для защитного слоя светодиодов на основе нитрида галлия.....	104

Секция 5**АНТЕННЫ И МИКРОВОЛНОВЫЕ УСТРОЙСТВА***Председатель – Сычев Александр Николаевич, проф. каф. КСУП, д.т.н.*

В.В. Фисанов Поверхностные волны на границе магнитоплазмы и вакуума или антивакуума.....	109
В.Г. Овчинников, И.Д. Артемьев Метод синтеза диаграммы направленности антенной решетки на основе экспериментальных измерений	113
Б.А. Беляев, С.А. Ходенков, О.С. Никитинский, О.В. Дианова Микрополосковый диплексер со смежными полосами пропускания	116

Секция 6**ПРИБОРЫ И МЕТОДЫ КОНТРОЛЯ***Председатели – Филатов Александр Владимирович, проф. каф. ТОР, д.т.н.;
Бомбизов Александр Александрович, доцент каф. КУДР, начальник СКБ «Смена»*

Н.С. Труфанова, С.А. Артищев Исследование частотных характеристик направленного ответвителя, изготовленного по аддитивной технологии	119
А.А. Артюшин, А.М. Телегин Обзор перспективных методов измерения поверхностного потенциала космического аппарата	121
С.Г. Еханин, И.А. Павлова, Е.В. Парахина Исследование эффективности светодиодных кристаллов на основе InGaN/GaN фотолюминесцентным методом.....	124

С.Г. Еханин, С.А. Санько, И.А. Павлова Проблемы диагностики квантовых ям в современных светодиодных гетероструктурах	126
К.Д. Иконникова, О.Ю. Завьялова, С.Ю. Боязитов Модельное исследование физических характеристик устройства защиты от перенапряжения в КАС системы электроснабжения космического аппарата	129
А.Э. Видрицкий, В.Л. Ланин, А.Н. Фундаренко Исследование тепловых полей в системе «кристалл–корпус» электронного модуля приемника ИК-излучения	131
А.С. Меркулова, Н.С. Нефедов, Н.С. Труфанова, С.А. Артищев Разработка и изготовление многослойного фильтра нижних частот методом принтерной печати	134
М.А. Ромащенко, Д.А. Чученков, Д.В. Васильченко, С.Н. Паршин Модернизация оптического инспекционного микроскопа для задач автоматизированного контроля топологии микроэлектронных изделий	137
Д.С. Коптев, Ю.В. Шуклина Исследование влияния фактора общей вибрации на качество оценки физиологических показателей пилота в процессе выполнения профессиональной деятельности	140
С.Г. Еханин, А.А. Швадленко Исследование эффективности дезактивации кристаллов КСl под действием лазерного излучения.....	144
Н.С. Труфанова, С.А. Артищев, Э.Р. Рагимов Исследование возможности применения ферритовых паст для изготовления СВЧ-устройств.....	147
Е.В. Виноградова, М.А. Юдин Идентификация электрически активных дефектов полупроводниковых КМОП-интегральных схем путем определения параметров глубоких центров.....	150
М.В. Давыдов Аппаратно-программный комплекс для испытания элементов микро-, опто- и наноэлектроники.....	153

Секция 7

НЕЛИНЕЙНАЯ ОПТИКА

Председатель – Шандаров Станислав Михайлович, проф. каф. ЭП, д.ф.-м.н.

Д.М. Чубаров, Ю.А. Алтухов, В.О. Долгирев, С.Н. Шарангович Исследование дифракционных характеристик многослойных неоднородных голографических ФПМ-ЖК дифракционных структур при считывании световой волной с линейной и круговой поляризацией	159
И.В. Кузнецов, А. Мырзахметов, А.С. Перин Численное моделирование кольцевых резонаторов для оценки величины оптических потерь в волноводах на основе SiN.....	162
А.С. Мырзахметов, И.В. Кузнецов, А.С. Перин, Д.М. Моховиков Исследование зависимости добротности микрокольцевого резонатора от параметров осаждения тонких пленок нитрида кремния.....	166

Секция 8

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Председатель – Семенов Валерий Дмитриевич, проф., зам. зав. каф. ПрЭ по НР, к.т.н.

К.А. Ахтырский, В.А. Кабиров, В.Д. Семенов Реализация протокола РТР на микроконтроллере для синхронизации устройств в составе цифровой подстанции.....	173
К.Ж. Калжанов, В.В. Белоцерковский, В.Д. Семенов Имитационная модель преобразователя для системы генерации энергии турбодетандерной установкой	177
А.А. Подоров, М.В. Позднов, А.К. Кудинов, Е.С. Глибин Структурная проработка системы питания сейсмического источника с линейным приводом.....	182
М.А. Иноземцев Разработка и моделирование измерительной схемы для расчета комплексных напряжений в трехфазных сетях с изолированной нейтралью	184
Н.А. Висков, К. Пономарев Тестер для проверки шлейфов с IDC-соединениями	188

А.В. Прядилов, Е.С. Глибин, Л.И. Буйлов, К.Х. Узбеков Система питания индукционно-динамического привода для импульсных сейсмоисточников	191
В.М. Стяжков, С.А. Рябков, В.Н. Башкиров Устройство коммутации электропитания, управляемое при помощи беспроводных каналов связи	193
А.П. Безменников, В.И. Апасов, Н.А. Савочкин Драйвер управления МОП-транзистором с гальваническим разделением входного и выходного сигнала	195
К.А. Редлих, В.Д. Семёнов Имитационная модель ячейки мостового преобразователя напряжения модульного типа	197

Секция 9**ПЛАЗМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА***Председатель – Окс Ефим Михайлович, зав. каф. физики, проф., д.т.н.*

Г.А. Касьянов, А.С. Климов, А.А. Лыман, А.Е. Петров Поверхностная модификация керамики из диоксида циркония узкосфокусированным электронным пучком в форвакуумной области давлений	203
А.А. Лыман, А.В. Казаков, Г.А. Касьянов, Н.А. Панченко Обработка стеклянных подложек импульсным форвакуумным плазменным источником электронов	206
А.К. Нестеренко, Т.О. Клишкин, А.А. Сальников Получение однородных по толщине YSZ покрытий на протяженных образцах форвакуумным источником электронов	209
Л.Ж. Нгон А Кики, Ф.А. Суховольский, В.А. Бурдовицин Разряд в полой катод, стимулированный электронным пучком	212
А.В. Казаков, Н.А. Панченко, А.С. Попова Влияние протяженности ускоряющего промежутка на эмиссию электронов в форвакуумном плазменном импульсном источнике электронов	215
Э. Дагри, А.С. Климов Влияние тока вспомогательных катодов на параметры разряда форвакуумного плазменного электронного источника	219

Секция 10**ОРГАНИЧЕСКАЯ И НЕОРГАНИЧЕСКАЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВАЯ СВЕТОТЕХНИКА***Председатель – Туев Василий Иванович, зав. каф. РЭТЭМ, проф., д.т.н.*

Н.В. Амбарникова Создание светодиода с использованием люминофора YAG:Ce, полученного методом радиационного синтеза	225
В.Н. Давыдов, О.Ф. Задорожный, М.В. Давыдов Интенсивность излучения квантовых ям комбинированного профиля на основе барьера InGaN/GaN	228
А.В. Ермолаев, В.И. Туев, К.Н. Афонин, В.С. Солдаткин Многослойная заливка компаундами с разной теплопроводностью	231
К.Д. Иконникова, О.Ю. Завьялова, С.Ю. Боязитов, Т.Т. Газизов Автоматизированное проектирование устройства защиты КАС от перенапряжения в системе электроснабжения космического аппарата	234
К.А. Карпенко Разработка зубной щетки с функцией фотодинамической терапии	236
В.А. Колесникова Эффективный способ освещения земляники	238
В.Н. Давыдов, В.А. Сафонова, Ю.В. Сахаров Электрофизические свойства поликристаллического CdSe	240
В.Н. Давыдов, В.А. Сафонова, Ю.В. Сахаров Релаксационные свойства поликристаллического CdSe	243
М.А. Афанасьев, Р.Г. Герасимов, В.С. Солдаткин Влияние газового наполнения светодиодного светильника промышленного на температуру люминофорной композиции светодиодной матрицы	246

Е.Е. Тимофеева, С.Б. Туранов Осветительное устройство для снижения эмоциональной усталости	249
В.Д. Войцеховский Создание идеального микроклимата при помощи светодиодного светильника с ИК-обогревателем на рабочем месте	251
Д.А. Жаворонков Математическое моделирование устройства для распыления токопроводящей аэрозольной смеси	253
В.С. Безруков, А.В. Швец, Д.О. Иванилов Расчёт и программа подтверждения надёжности источников питания	256

Секция 11**РОБОТОТЕХНИКА И МЕХАТРОНИКА**

*Председатели – Шурьгин Юрий Алексеевич, директор департамента управления
и стратегического развития ТУСУРа, проф., зав. каф. КСУП, д.т.н.;
Коцубинский Владислав Петрович, доцент каф. КСУП, к.т.н.*

М.В. Фатеев, И. Куасси, П. Задэ, Ю.О. Лобода Управление DARwin Op с помощью нейроинтерфейса.....	263
--	-----

Секция 12**АВТОМАТИЗАЦИЯ И ОПТИМИЗАЦИЯ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ**

Председатель – Кориков Анатолий Михайлович, проф. каф. АСУ, д.т.н.

Д.А. Агафонов, Р.В. Баранов, А.Р. Мальцев Система для поиска свалок на изображениях, полученных с беспилотных летательных аппаратов	269
О.А. Дмитриев Программа PLL SVP как вспомогательный инструмент при проведении поверки по компакт-приверу с использованием модуля ФАПЧ	272
А.С. Деревщиков, Д.А. Филиппов, В.В. Дунаевский Краткий обзор популярных программ для обработки изображений, полученных с БПЛА	275
И.С. Федорцов, А.Е. Тихонов, Е.А. Прец, Д.А. Ермаков EasyReport – веб-сервис для оформления учебных документов	277
А.А. Маковеев, М.И. Сафонов, А.Г. Ковалёв, К.А. Федченко Парсинг – искусство извлечения данных	281
В.Е. Бажинов, А.М. Фролов Визуализация изменения состояния водных объектов земной поверхности по спутниковым снимкам	285
М.Ю. Переселяк, С.А. Гайворонский, И.В. Хожаев Синтез робастного ПИД-регулятора системы обезвешивания с интервальными параметрами и аффинной неопределенностью коэффициентов характеристического полинома	288
А.Б. Гомбоин Механизмы и алгоритмы параллельной обработки данных в мобильных приложениях на Flutter.....	291
Р.В. Горбунов, Г.Б. Будаев, Г.А. Палкин Алгоритм интерфейса 4–20 мА в системе управления отоплением	294
С.А. Хоменкова Реализация алгоритма обработки данных электрокардиограммы	296
И.В. Калиткин, Е.А. Мурзин, Н.С. Репьюк Моделирование программного комплекса для изучения параметров речевого сигнала	298
А.Е. Карелин, Н.Ю. Семенов, А.И. Черников Прототип автоматизированной системы тестирования оптических диффузных датчиков.....	301
Л.Р. Кошелев, С.М. Алфёров Программа для визуального подбора параметров корректирующего звена в линейных динамических системах.....	304
М.А. Чебыкин, Н.Д. Замараев, А.И. Кушнеревич, А.Б. Кураков Анализ фронтальной проекции человека: ключевые метрики и их применение в информационной системе	307

С.З. Май, Ф.Д. Нгуен	
Разработка программы для аппроксимации функции передачи, описывающей буксируемые кабелем подводные аппараты, на основе метода реальной интерполяции	309
М.А. Деев, О.В. Петрова, И.А. Лыков, Ф.В. Маташков	
Описание возможностей геоинформационной системы QGIS для выполнения задач лесной таксации по изображениям, полученным с БПЛА	313
А.А. Меринов, Ю.В. Шаблия	
Автоматизация кодирования изображений с помощью метода комбинаторной генерации на основе деревьев И/ИЛИ	315
Ю.М. Козлова, А.М. Емельянов, И.С. Надеждин	
Разработка и интеграция графопостроителя в программно-технический комплекс фильтрации зашумленных измерительных сигналов	317
А.М. Емельянов, Ю.М. Козлова, И.С. Надеждин	
Синтез нейросетевого регулятора для автоматизированной системы управления каскадом центробежных экстракторов	320
А.С. Новикова	
Внедрение искусственного интеллекта в процесс найма сотрудников	323
М.Д. Пахмурин	
Разработка информационной системы «Реестр карьеров»	325
И.А. Лыков, Ф.В. Маташков, О.В. Петрова, М.А. Деев	
Влияние высоты полёта беспилотника на итоговый результат создания ортофотомозаики в программном обеспечении Agisoft Metashape	327
А.Н. Казанцев, А.С. Васильев	
Реализация веб-портала Центра космического мониторинга Земли ТУСУРа	330
А.В. Власова, Е.И. Глазунова	
Биометрическая идентификация как фактор развития деятельности аэропортов	332
М.Е. Захаров, Т.В. Ганджа, К.Е. Захаров	
Компьютерное моделирование теплообменного аппарата атомных электростанций для оптимизации теплотехнических характеристик	335
Х. Фам Чонг, А.М. Гунько, А.А. Шилин	
Исследование связи показаний гироскопа с электромеханическими процессами бесколлекторного двигателя постоянного тока	338
А.В. Уфимцев, А.А. Филипас	
SCADA-система автоматического управления насосами гидропневматической установки	342
А.С. Попова, Л.Ю. Шарина, В.М. Саклаков	
Влияние спектрального состава излучения на рост микровзелени	345

Научное издание

ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

XX Международная научно-практическая конференция

20–22 ноября 2024 г.

Материалы докладов

В двух частях

Часть 1

Electronic Devices and Control Systems
XVIII International Scientific-practical Conference
November 20–22, 2024
Part 1

Верстка В.М. Бочкаревой
Корректор В.Г. Лихачева

Сдано на верстку 10.10.2024. Подписано к печати 15.11.2024.
Формат 60×84¹/₁₆. Печать трафаретная. Печ. л. 22,1
Тираж 100 экз. Заказ 8.

Издано ТУСУР (заказчик)
г. Томск, пр. Ленина, 40, к. 205, ГК, т. (382-2) 70-15-24
Тираж отпечатан в издательстве ТУСУРа
(для нужд всех структурных подразделений университета и авторов)

Ред.-изд. подготовка оригинал-макета в эл. виде
В-Спектр (ИП Бочкарева В.М., исполнитель)
ИНН 701701817754
634055, г. Томск, пр. Академический, 13-24,
тел. 8-905-089-92-40, эл. почта: bvm-1@list.ru