

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

XIX Международная научно-практическая конференция

ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

Материалы докладов

г. Томск

15–17 ноября 2023 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

XIX Международная научно-практическая конференция

15–17 ноября 2023 г.

Материалы докладов

В двух частях

Часть 1

В-Спектр
Томск – 2023

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

Э 45 **Электронные средства и системы управления:** материалы докладов XIX Международной научно-практической конференции (15–17 ноября 2023 г.): в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр (ИП Бочкарева В.М.), 2023. – 306 с.

Electronic Devices and Control Systems: XIX International Scientific-practical Conference (November 15–17, 2023). – Part 1. – Tomsk: V-Spektr (IE Bochkareva V.M.), 2023. – 306 p.

ISBN 978-5-902958-17-8
ISBN 978-5-902958-18-5 (Ч. 1)
ISBN 978-5-902958-19-2 (Ч. 2)

Часть 1 – 2–12 секции.
Часть 2 – 13–22 секции.

Сборник содержит материалы докладов, представленных на XIX Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления» (г. Томск, 15–17 ноября 2023 г.), по следующим направлениям: радиотехнические и телекоммуникационные системы; нанoeлектроника СВЧ, интеллектуальные системы проектирования, автоматизация проектирования электронных устройств и систем; космические радиоэлектронные устройства; 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; электромагнитная совместимость; автоматизация и оптимизация систем управления и обработки информации; информационная безопасность; информационные технологии в управлении и принятии решений; информационные технологии в обучении; видеоинформационные технологии и цифровое телевидение; цифровая связь и вейвлет-фрактальная обработка сигналов и изображений; вычислительный интеллект и машинное обучение; робототехника и мехатроника; проектирование и разработка веб-систем и мобильных приложений.

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:

АО «НИИПП»



Томское региональное отделение
ООО «Союз машиностроителей России»



Спонсор конференции:

ООО «500M TEX»

50ohm Technologies

ISBN 978-5-902958-17-8
ISBN 978-5-902958-18-5 (Ч. 1)

© ТУСУР, 2023

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

«Сохраняя традиционные направления, мы не стоим на месте, постоянно развиваемся, продолжаем работать с арсенидом галлия, производя интегральные схемы, отрабатываем нитрид-галлиевую и фосфид-индиевую технологию. Позиции НИИПП в этом вопросе на российском и даже мировом рынке на хорошем уровне».
Евгений Монастырев

О предприятии

Акционерное общество «Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов» (АО «НИИПП») – одно из ведущих предприятий Госкорпорации «Ростех» (объединяет важнейшие высокотехнологичные предприятия российской промышленности), один из лидеров в области разработки и создания СВЧ-изделий и оптоэлектронных приборов ИК- и видимого диапазонов. В институте налажен полный цикл от разработки до выпуска готовых изделий. Предприятие производит продукцию для ВПК и радиоэлектронную продукцию гражданского назначения (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 г. Томска: Томским государственным университетом систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР), Томским политехническим университетом (ТПУ), Томским государственным университетом (ТГУ), Сибирским государственным медицинским университетом (СибГМУ). Одним из девизов и принципов работы НИИПП всегда был и остается «Достижение науки – в производство».

В 2022 г. у АО «НИИПП» появилась вторая «площадка» по производству металлокерамических изделий, которая расположена в Великом Новгороде.

Научно-производственный потенциал АО «НИИПП»

(4 доктора наук, 5 аспирантов, 23 кандидата технических наук, 462 конструктора и технолога)

СВЧ-электроника. Одним из главных направлений разработок на предприятии было и остается 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, дециметрового и гектометрового диапазонов длин волн. Смесительно-детекторные диоды для ГИС мм 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.

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.

Производство гражданского назначения

АО «НИИПП» активно развивает производство гражданской продукции, доля которой составляет около 30%.

Лидирующее направление – **производство светотехнической продукции** (светодиодные светильники и лампы, более 100 наименований, более 25 патентов и авторских свидетельств в области разработки и конструирования светотехники). 2023 год дал старт апробации инвестпроекта, реализуемого АО «НИИПП» и субсидируемого Министерством промышленности и торговли РФ, – система удаленного мониторинга и управления навигационными огнями.

В 2022 г. АО «НИИПП» представило уникальный для российского рынка продукт – **зондовые станции** собственного производства, предназначенные для измерений в области СВЧ-электроники (измерения можно выполнять и на других материалах). В 2022–2023 гг. выполнены поставки ручных зондовых станций Omega Air-150 COAX на ведущие российские предприятия радиоэлектронной промышленности, в измерительные центры и научные лаборатории; заключены контракты на поставку полуавтоматических зондовых станций Terra-200 COAX; предприятие готово также выполнять поставки программно-аппаратных комплексов (ПАК) для измерения параметров монолитных интегральных схем на неразделенных полупроводниковых пластинах.

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 «Сибиреум» (в разных исполнениях, в том числе аппарат «Электрон»), 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 медицинского контроля состояния здоровья производственного персонала, в том числе предсменного / послесменного состояния водителей.

Генеральный директор – Монастырев Евгений Александрович

СПОНСОР КОНФЕРЕНЦИИ – ООО «50ОМ ТЕХНОЛОДЖИЗ»

50ohm Technologies

ООО «50ом Технолоджиз»
info@50ohm.tech
<https://50ohm.tech/ru>
634045, г. Томск

Тел.: +7-923-408-0408
Факс: 50ohmTechRus
 company/50ohm-technologies-llc

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 измерений устройств электроники и радиоэлектроники;
- базы данных результатов измерений и их автоматическая обработка;
- автоматизация проектирования СВЧ-устройств;
- построение моделей электронных компонентов;
- подготовка научно-технической документации.

Компания обладает компетенциями в использовании методов искусственного интеллекта и экспертных систем. Внедрение данных технологий на предприятие позволяет перейти на качественно новый уровень и автоматизировать наиболее рутинные этапы бизнес-процессов.

50ohm Technologies 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.

Компания обладает значительным опытом построения моделей пассивных и активных СВЧ-компонентов. 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.

Наиболее сложным этапом в процессе проектирования СВЧ-устройства является получение схемотехнического и топологического решений. За годы научной работы коллектив получил успешный опыт разработки и использования программных модулей САПР, основанных на методах искусственного интеллекта. Такие программы позволяют получить целый набор решений, из которых разработчик может выбрать наиболее подходящее для дальнейшей реализации. Также компания занимается автоматизацией проектных операций в популярных коммерческих САПР СВЧ-устройств и интеграцией между ними.

Директор ООО «50ом Технолоджиз» – Калентьев Алексей Анатольевич

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 621.396.62

Чан Хыу Нгхи

Сравнительный анализ алгоритмов распознавания типа внутриимпульсной модуляции сигналов с использованием спектрального анализа на основе БПФ

Выполнен сравнительный анализ алгоритмов распознавания типа модуляции сигналов с использованием спектрального анализа на основе быстрого преобразования Фурье в интересах средств радиомониторинга. Указаны преимущества и недостатки рассмотренных алгоритмов.

Ключевые слова: распознавание типа внутриимпульсной модуляции, радиомониторинг, спектральный анализ, БПФ.

Средства радиомониторинга используются для контроля и анализа угроз штатному функционированию радиоэлектронных средств [1, 2]. При этом автоматическое распознавание типа внутриимпульсной модуляции сигналов является промежуточным этапом между перехватом сигнала и определением типа и режима работы источника радиоизлучения [3, 4].

Для распознавания типа внутриимпульсной модуляции сигналов используют различные подходы, основанные на анализе во временной, частотной или частотно-временной областях [5–10]. На практике широкое применение получили алгоритмы с использованием спектрального анализа на основе быстрого преобразования Фурье (БПФ) [11–15]. Основной целью спектрального анализа на основе БПФ является использование спектральных характеристик принимаемого сигнала в качестве признаков распознавания в частотной или частотно-временной области.

Использование спектральных характеристик сигнала в частотной области с помощью преобразования Фурье (ПФ) в качестве признака распознавания представлено в [12–15], а в частотно-временной области с помощью оконного преобразования Фурье (ОПФ) – в [11]. Математическое описание ПФ сигнала $x(t)$ представляют в виде [16]

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \exp(-i\omega t) dt, \quad (1)$$

где ω – угловая частота, t – время. ПФ использует комплексные синусоиды в качестве базисных функций для преобразования сигнала из временной области в частотную. Поэтому с помощью ПФ можно отразить частотные составляющие исследуемого сигнала и путем анализа множества окон наблюдения определить его параметры.

Для улучшения выделения частотных свойств сигнала в конкретном временном интервале применяется оконное взвешивание. ОПФ имеет следующее математическое описание [17]:

$$X_{WF}(\omega, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} w(t-\tau) x(t) \exp(-i\omega t) dt, \quad (2)$$

где $w(t-\tau)$ – взвешивающее окно, сдвинутое на время τ во временной шкале. Функция окна заклю-

чается в выделении участка сигнала конечной длины таким образом, чтобы спектральные характеристики выделенного участка можно было считать стационарными в течение всего временного окна.

Преимуществом алгоритмов с использованием спектрального анализа на основе БПФ является относительная простота технической реализации [18, 19]. Кроме того, в настоящее время существуют различные способы реализации высокоскоростного блока БПФ на коммерчески доступных программируемых логических интегральных схемах [20]. Поэтому при создании новых средств радиомониторинга одной из основных задач является анализ существующих алгоритмов распознавания типа сигналов с использованием спектрального анализа на основе БПФ с целью разработки на их основе комбинированного алгоритма распознавания, а также соответствующей ему аппаратно-программной реализации. Следовательно, задача сравнительного анализа существующих алгоритмов распознавания типа внутриимпульсной модуляции сигналов с использованием спектрального анализа на основе БПФ является актуальной.

Цель работы – сравнительный анализ алгоритмов распознавания типа модуляции сигналов с использованием спектрального анализа на основе БПФ.

Алгоритмы распознавания типа внутриимпульсной модуляции сигналов

Алгоритм распознавания сигналов с цифровой модуляцией (рис. 1), основанный на анализе амплитудной и фазовой спектрограммы принимаемого сигнала, позволяет распознавать сигналы с двоичной фазовой манипуляцией (BPSK); квадратурной фазовой манипуляцией (QPSK); частотной манипуляцией (FSK); частотной манипуляцией с минимальным сдвигом (MSK); квадратурной амплитудной модуляцией (16QAM) [11].

Данный алгоритм использует три признака распознавания.

1. Количество несущих частот n .
2. Расстояние между несущими частотами d .
3. Количество разностей фаз m .

Алгоритм распознавания сигналов с аналоговой и цифровой модуляцией (рис. 2), основанный на иерархическом дереве решений, позволяет распо-

знавать сигналы с BPSK; QPSK; амплитудной модуляцией (AM); амплитудной модуляцией с двумя боковыми полосами (DSB); амплитудной модуляцией с нижней боковой полосой (LSB); амплитудной моду-

ляцией с верхней боковой полосой (USB); двоичной амплитудной манипуляцией (2ASK); частотной модуляцией (FM) и двоичной частотной манипуляцией (2FSK) [12].

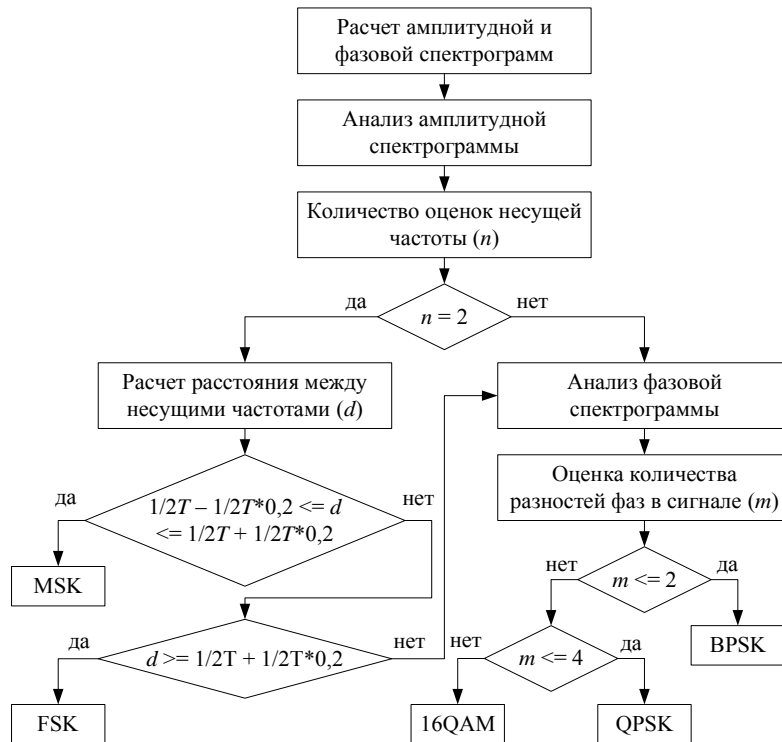


Рис. 1. Алгоритм распознавания сигналов с цифровой модуляцией

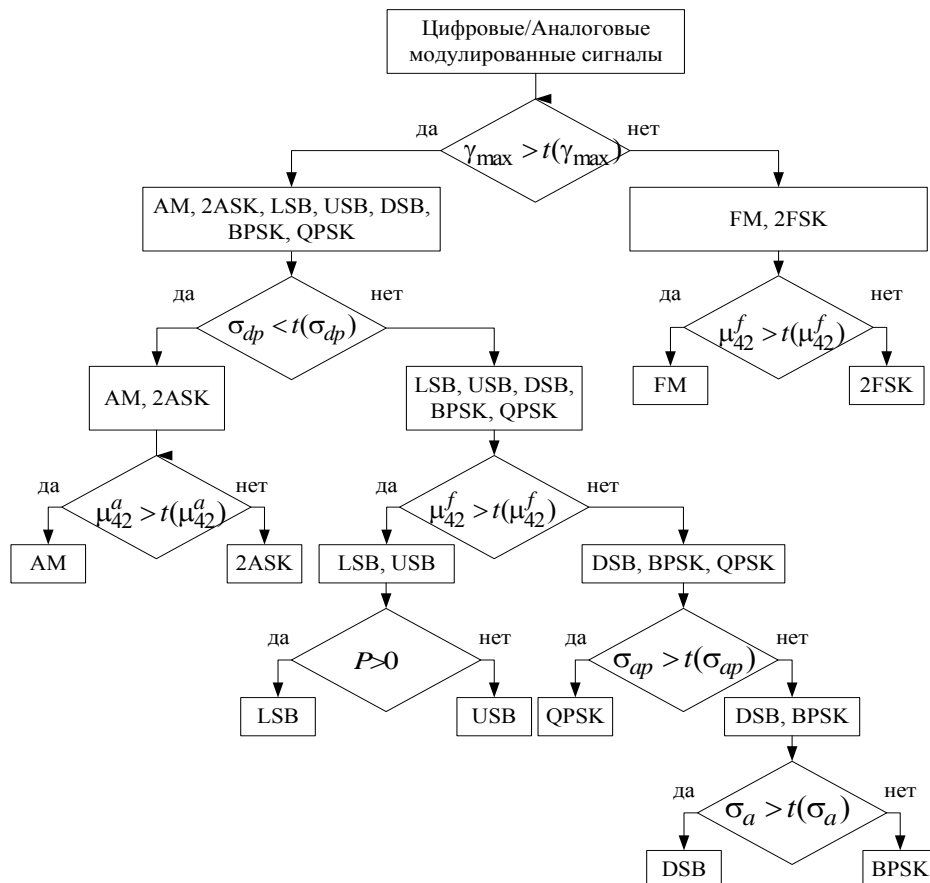


Рис. 2. Алгоритм распознавания сигналов с аналоговой и цифровой модуляцией

В данном алгоритме используется семь признаков распознавания:

1. Максимальное значение спектральной плотности мощности нормально-центральной мгновенной амплитуды сигнала γ_{\max} .
2. Среднеквадратическое отклонение нелинейной составляющей прямой мгновенной фазы σ_{dp} .
3. Среднеквадратическое отклонение значения нормально-центрированной мгновенной амплитуды μ_{42}^a .
4. Среднеквадратическое отклонение значения нормально-центрированной мгновенной частоты μ_{42}^f .
5. Оценка симметрии спектра вокруг несущей частоты P .
6. Среднеквадратическое отклонение абсолютного значения нелинейной составляющей мгновенной фазы σ_{ap} .
7. Стандартное отклонение нормированной центрированной постоянной амплитуды в неслабых интервалах сигнального сегмента σ_a .

Алгоритм идентификации сигналов с фазовой манипуляцией (рис. 3), основанный на анализе спектров четных степеней, позволяет распознавать сигналы с BPSK; QPSK; дифференциальной квадратурной фазовой манипуляцией (DQPSK); четырехпозиционной фазовой модуляцией со сдвигом квадратур (OQPSK); восьмеричной фазовой манипуляцией (8PSK); дифференциальной восьмеричной фазовой манипуляцией (D8PSK) [13].

Алгоритмом используется шесть признаков распознавания:

1. Количество гармоник в спектре второй степени.
2. Количество гармоник в спектре четвертой степени.
3. Количество гармоник в спектре восьмой степени.
4. Значение максимума дисперсии нормированного спектра второй степени.
5. Значение максимума дисперсии нормированного спектра четвертой степени.
6. Значение максимума дисперсии нормированного спектра восьмой степени.

Алгоритм распознавания сигналов с цифровой модуляцией (рис. 4), основанный на оценке спек-

тральной плотности мощности нормированной центрированной мгновенной амплитуды сигнала, его спектральном и мгновенном фазовом анализе, позволяет распознавать сигналы с BPSK, QPSK; 8PSK; MSK; 2ASK; 2FSK; квадратурной частотной манипуляцией (4FSK); 16-позиционной квадратурной амплитудной модуляцией (16QAM); квадратурной частотной манипуляцией (4FSK) [14].

Данный алгоритм использует четыре признака распознавания:

1. Максимальное значение спектральной плотности мощности нормированной центрированной мгновенной амплитуды сигнала γ_{\max} .
2. Количество фаз m .
3. Количество несущих частот n .
4. Среднее значение нормированного абсолютного центрированного мгновенного фазового отклонения m_{pd} .

Алгоритм распознавания типа сигналов с автокорреляционной обработкой (рис. 5), основанный на выделении низкочастотной составляющей и высокочастотной составляющей на разностной частоте после перемножения принятого сигнала и с его задержанной копией, позволяет распознавать немодулированный радиоимпульс (SP), сигналы с линейной частотной модуляцией (LFM) и BPSK [15].

Данный алгоритм использует четыре признака распознавания:

1. Наличие или отсутствие низкочастотной составляющей спектра результирующего сигнала после перемножения с его задержанной копией.
2. Наличие или отсутствие высокочастотной составляющей спектра результирующего сигнала после перемножения с его задержанной копией.
3. Наличие или отсутствие низкочастотной составляющей спектра сигнала на удвоенной частоте после перемножения с его задержанной копией.
4. Наличие или отсутствие высокочастотной составляющей спектра сигнала на удвоенной частоте после перемножения с его задержанной копией.

В таблице показано сравнение основных показателей рассмотренных выше алгоритмов распознавания типа внутриимпульсной модуляции сигналов.

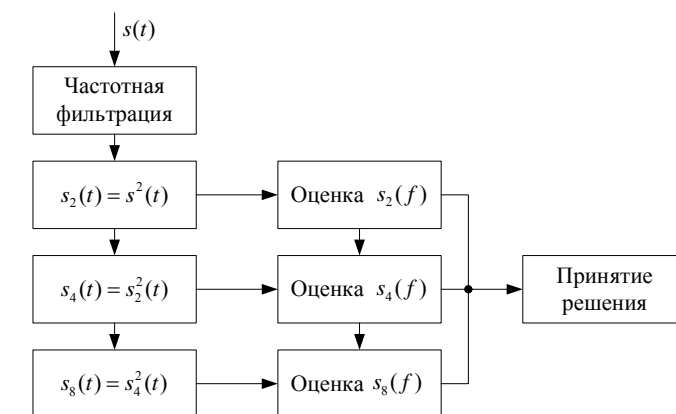


Рис. 3. Алгоритм идентификации сигналов с фазовой манипуляцией

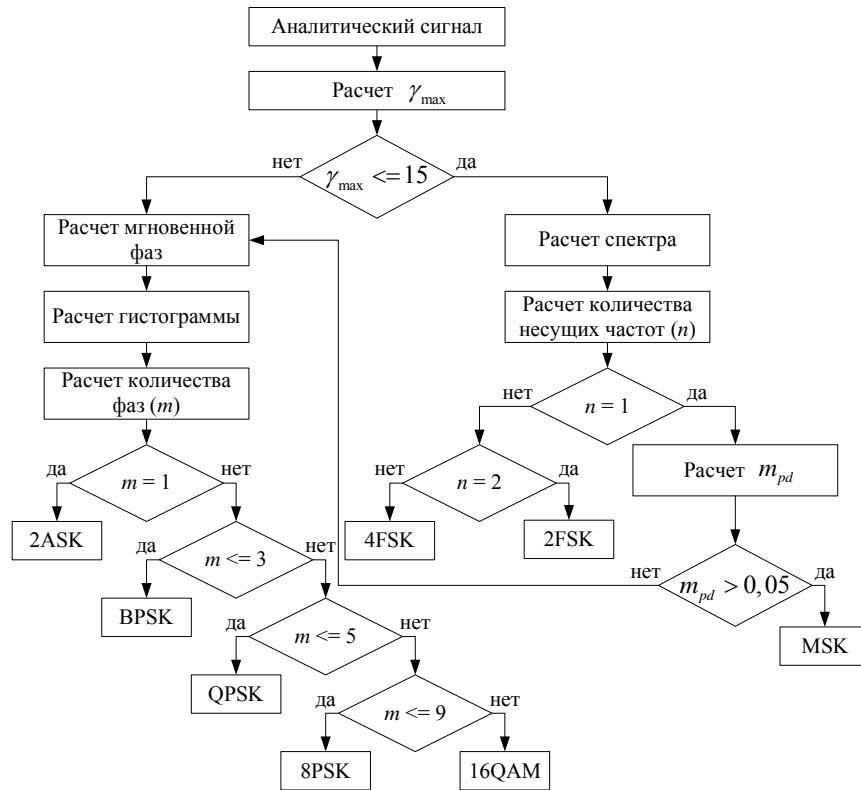


Рис. 4. Алгоритм распознавания сигналов с цифровой модуляцией

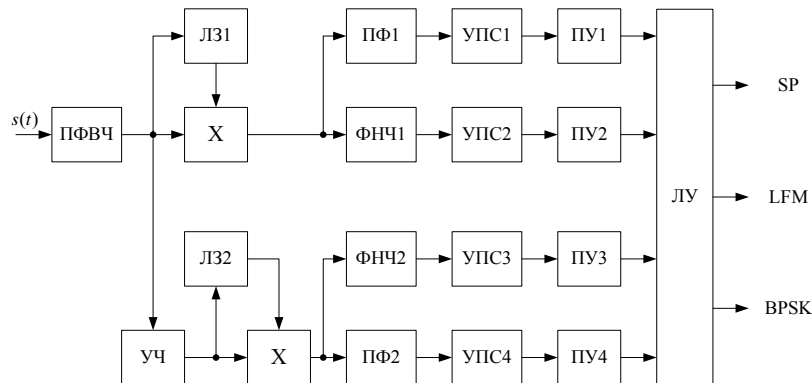


Рис. 5. Алгоритм распознавания типа сигналов с автокорреляционной обработкой

Сравнение основных показателей алгоритмов с использованием спектрального анализа на основе БПФ

Алгоритм	Количество признаков распознавания	Типы внутриимпульсной модуляции	Вероятность правильного распознавания, не менее – %	Требуемое ОСШ, не менее – дБ
[11]	3	BPSK, QPSK, FSK, MSK, 16QAM	90	13
[12]	7	BPSK, QPSK, AM, DSB, LSB, USB, 2ASK, FM, 2FSK	95	10
[13]	6	BPSK, QPSK, DQPSK, OQPSK, 8PSK, D8PSK	99	16
[14]	4	BPSK, QPSK, 8PSK, MSK, 2FSK, 4FSK, 2ASK, 16QAM	95	5
[15]	4	SP, LFM, BPSK	99	0

Выводы

Из таблицы можно сделать следующие выводы:

1. Алгоритм [12] имеет преимущество над алгоритмами [11, 13–15] по количеству распознаваемых типов внутриимпульсной модуляции сигналов. Однако данный алгоритм требует наибольшего количества признаков распознавания.

2. Алгоритм [15] имеет преимущество над алгоритмами [11–14] по требуемому входному ОСШ для обеспечения эффективного распознавания. Однако данный алгоритм позволяет распознать ограниченное количество типов внутриимпульсной модуляции.

Полученные в ходе проведенного сравнительного анализа результаты будут в дальнейшем использованы при моделировании работы рассмотренных способов, в результате чего будет выполнен отбор способов для создания на их основе комбинированного алгоритма распознавания. Комбинированный алгоритм позволит выполнять распознавание и

оценку параметров сигналов в зависимости от типа источников радиоизлучений, типа излучаемых им сигналов и ОСШ.

Литература

1. Radio monitoring: Problems, Methods and Equipment. Lecture notes in electrical engineering / A. Rembovsky, A. Ashikhmin, V. Kozmin, S. Smolskiy. – Springer, 2009. – 530 p.
2. Подстригаев А.С. Программно-определяемые средства широкополосного анализа сигналов на основе технологии субдискретизации / А.С. Подстригаев, А.В. Смоляков, В.П. Лихачев. – СПб.: СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2021. – 184 с.
3. Аджемов С.С. Распознавание видов цифровой модуляции сигналов в системах когнитивного радио / С.С. Аджемов, Д.С. Чиров, М.В. Терешонок. – М.: МТУСИ, 2018. – 220 с.
4. Study of Detection Characteristics in Recognition of Simple Radio Pulses and Signals with LFM and PSK in the Autocorrelation Receiver / N.T. Nhan, A.S. Podstrigaev, V.P. Likhachev, A.A. Veselkov, V.V. Davydov, N.S. Myazin, S.S. Makeev // Lecture Notes in Computer Science. – 2020. – Vol. 12525. – PP. 415–423.
5. Дворников С.В. Метод формирования признаков для распознавания радиосигналов с близкой частотно-временной структурой / С.В. Дворников, С.С. Дворников, М.А. Коноплев // Цифровая обработка сигналов. – 2011. – № 1. – С. 24–27.
6. Лихачев В.П. Характеристики обнаружения линейно-частотно-модулированных, фазо-кодо-манипулированных и простых радиоимпульсов в автокорреляционном приемнике / В.П. Лихачев, А.А. Веселков, Ч.Н. Нгуен // Радиотехника. – 2018. – № 8. – С. 71–76.
7. Андреев В.Г. Параметрический спектральный анализ кусочно-стационарных радиотехнических сигналов с учетом воздействия шума на корреляционные свойства / В.Г. Андреев, В.А. Чан // Цифровая обработка сигналов. – 2023. – № 1. – С. 22–26.
8. Нгуен Ч.Н. Математическая модель алгоритма распознавания типа модуляции сигнала в автокорреляционном приемнике средств радиотехнического мониторинга / Ч.Н. Нгуен, А.С. Подстригаев, И.Е. Леонов // Труды МАИ. – 2020. – № 113. – С. 11.
9. Лихачев В.П. Экспериментальная апробация алгоритма определения частотно-временных параметров ЛЧМ-сигналов / В.П. Лихачев, В.В. Семенов, А.А. Веселков // Телекоммуникации. – 2016. – № 5. – С. 2–7.
10. Смоляков А.В. Экспериментальное исследование точности определения частотно-временных параметров импульса в цифровом приемнике с субдискретизацией при односигнальном воздействии / А.В. Смоляков, А.С. Подстригаев // Труды МАИ. – 2021. – № 121.
11. Kubankova A. Design and analysis of new digital modulation classification method // WSEAS Transactions on Communications. – 2009. – Vol. 8, No. 7. – PP. 628–637.
12. Yang J. Modified automatic modulation recognition algorithm / J. Yang, X. Wang, H. Wu // 2009 5th International conference on wireless communications, networking and mobile computing. – 2009. – PP. 1–4.
13. Завадский А.Л. Идентификация вида модуляции фазоманипулированных сигналов на основе анализа структуры спектра четных степеней / А.Л. Завадский, П.А. Казак, С.М. Каданцев // Цифровая обработка сигналов. – 2019. – № 1. – С. 20–25.
14. Kubankova A. Digital modulation recognition based on feature, spectrum and phase analysis and its testing with disturbed signals / A. Kubankova, D. Kubanek // 34th International Conference on TSP. – 2011. – PP. 448–451.
15. Нхан Н.Ч. Экспериментальная проверка алгоритма распознавания типа сигнала в автокорреляционном приемнике / Н.Ч. Нхан, А.С. Подстригаев // Вестник Рязанского гос. радиотехнического ун-та. – 2022. – № 80. – С. 46–52.
16. Кошелева Д.Д. Преобразование Фурье и быстрое преобразование Фурье / Д.Д. Кошелева, А.В. Доронина // Инновации. Наука. Образование. – 2021. – № 38. – С. 626–632.
17. Гришенцев А.Ю. Цифровые системы широкополосной связи. – Ч. 2: Оконные и вейвлет-функции и преобразования / А.Ю. Гришенцев, А.Г. Коробейников, С.А. Арустамов. – СПб.: Университет ИТМО, 2019. – 42 с.
18. An overview of feature-based methods for digital modulation classification / A. Hazza, M. Shoaib, S.A. Alshebeili, A. Fahad // 2013 1st international conference on communications, signal processing, and their applications (ICCSPA). – 2013. – PP. 1–6.
19. Sejdić E. Time–frequency feature representation using energy concentration: An overview of recent advances / E. Sejdić, I. Djurović, J. Jiang // Digital signal processing. – 2009. – Vol. 19, No. 1. – PP. 153–183.
20. Шалагин С.В. Распределённое вычисление быстрого преобразования Фурье в архитектуре FPGA // Вестник технологического университета. – 2019. – Т. 22, № 2. – С. 155–158.

Чан Хыу Нгхи

Аспирант каф. радиоэлектронных средств (РЭС)
Санкт-Петербургского государственного электротехнического ун-та «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
(СПбГЭТУ «ЛЭТИ»)
Эл. почта: huunghiht@gmail.com

А.С. Максютин, Д.С. Казайкин, Д.В. Дымов

Разработка программного обеспечения для сетевого анализатора каналов SpaceWire

Для технологии SpaceWire разработан ряд сетевых анализаторов, отличающихся своими характеристиками и функционалом. В рамках данной статьи представлена разработка программного обеспечения, обеспечивающего совершенствование функционала одного из таких анализаторов – Multi-link SpaceWire Recorder, для дальнейшего использования в более крупной разработке – стенде комплексных испытаний бортовых сетей SpaceWire.

Ключевые слова: сетевые анализаторы, программное обеспечение, бортовая сеть, космические аппараты, SpaceWire.

CSpaceWire – это технология для построения распределенных гетерогенных бортовых систем аэрокосмического назначения [1]. Получив широкое распространение на космических аппаратах (КА) ведущих мировых космических агентств, SpaceWire постепенно внедряется на перспективных отечественных КА. В связи с этим актуальной задачей является разработка контрольно-проверочной аппаратуры, так как любая новая продукция космической отрасли нуждается в верификации и отработке [2]. Для решения данной задачи на предприятии АО «РЕШЕТНЁВ» осуществляется разработка стенда комплексных испытаний бортовых сетей SpaceWire. Функционал испытательного стенда включает:

1. Анализ фрагментов сети SpaceWire с точки зрения сетевых характеристик.
2. Испытания бортовой аппаратуры, имеющей в своем составе интерфейс SpaceWire, на соответствие требованиям стандарта.

Для решения первой задачи предлагается использование средств аппаратно-программного моделирования, благодаря которым может быть построен фрагмент бортовой сети SpaceWire с гибкой настройкой параметров имитаторов узлов, осуществляющих информационное взаимодействие, что описано в предыдущих работах [3]. В рамках данной статьи освещается подход к анализу сетевых характеристик обозначенного информационного взаимодействия.

Анализаторы сетевых характеристик

Из теории компьютерных сетей известно, что одним из наиболее распространенных способов анализа сетевых характеристик является использование специализированных устройств – анализаторов, функционал которых должен включать в себя:

1. Получение копии каждого пакета, проходящего по некоторому выделенному для анализа участку сети.
2. Присваивание метки времени для каждой полученной копии пакета.
3. Отбрасывание неинтересных для наблюдения копий пакетов.
4. Вывод информации о полученных копиях пакетов [4].

На сегодняшний день на рынке испытательного оборудования SpaceWire существует несколько об-

разцов анализаторов, позволяющих выполнять обозначенный функционал.

1. SpaceWire Link Analyser Mk3 компании STAR-Dundee [5].

2. Multi-link SpaceWire Recorder компании 4Links [6].

3. iSAFT SpaceWire Front-End / Link Analyser компании Teletel [7].

Для того чтобы выявить наиболее предпочтительное техническое решение, т.е. анализатор для использования в испытательном стенде, было проведено их сравнение на основании матрицы принятия решений, основными критериями которой были ранее обозначенные общие требования к функционалу анализаторов и типовые характеристики анализаторов SpaceWire, такие как количество портов, точность записи событий и пр. По результатам сравнения был выбран образец компании 4Links – Multi-link SpaceWire Recorder (далее – MSR). Среди ключевых достоинств оборудования можно выделить большое количество портов (8), а также наилучшую среди представленных образцов точность записи событий (2 нс), что является одним из ключевых факторов в случае проведения испытаний работы фрагмента сети SpaceWire с информационным взаимодействием на скоростях, близких к предельным (400 Мбит/с).

Подключение данного оборудования осуществляется вразрыв соединения между 2 устройствами SpaceWire для обеспечения возможности записи всей проходящей по данному соединению информации. Схема подключения представлена на рис. 1.

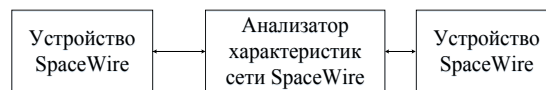


Рис. 1. Схема подключения анализатора SpaceWire

Следует отметить, что при работе анализатора в составе испытательного стенда нет необходимости подключать его в абсолютно каждый канал фрагмента сети SpaceWire. Следует выбирать точки подключения, представляющие наибольший интерес для анализа. В связи с этим подключение предлагается осуществлять на выходах 2 различных имитаторов узлов, как представлено на рис. 4, таким обра-

зом позволяя записывать весь информационный обмен между ними для последующего анализа.

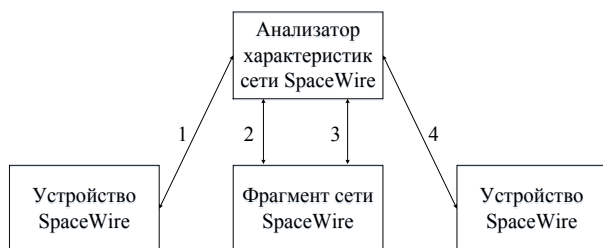


Рис. 2. Схема подключения анализатора SpaceWire
в составе испытательного стенда

После проверки работы MSR было выявлено, что данное оборудование имеет недостатки реализации программного обеспечения (ПО). Осуществив запись информационного взаимодействия между двумя узлами, MSR выдает информацию о данном взаимодействии в виде текстового файла, в котором фигурируют лишь записанные данные пакетов и временные метки. При этом отсутствует какая-либо возможность фильтрации. Пример информации из файла, сгенерированной в процессе работы MSR, представлен на рис. 3.

ns		Flow Activity	
2005448252713 ns		1-->2	Data 00000 02 55 01 6C 00 FE 00 01 00 00 00 10 80 00
AA BB CC DD EE FF AA BB CC DD EE	FF AA BB CC DD EE FF AA BB CC DD EE	FF AA BB CC DD EE	FF AA BB CC DD EE FF AA BB CC DD EE
EE FF AA BB CC DD EE FF AA BB CC DD EE	FF AA BB CC DD EE	FF AA BB CC DD EE	FF AA BB CC DD EE FF AA BB CC DD EE
CC DD EE FF AA BB CC DD EE FF AA BB CC DD EE	FF AA BB CC DD EE	FF AA BB CC DD EE	FF AA BB CC DD EE FF AA BB CC DD EE
AA BB CC DD EE FF AA BB CC DD EE	FF AA BB CC DD EE	FF 20	
2005448259613 ns (SOP + 6,900us)		1-->2	EOP
2005448253603 ns		3-->4	Data 00000 55 01 6C 00 FE 00 01 00 00 10 80 00 00
BB CC DD EE FF AA BB CC DD EE FF AA BB CC DD EE	FF AA BB CC DD EE	FF AA BB CC DD EE	FF AA BB CC DD EE FF AA BB CC DD EE
FF AA BB CC DD EE FF AA BB CC DD EE	FF AA BB CC DD EE	FF AA BB CC DD EE	FF AA BB CC DD EE FF AA BB CC DD EE
DD EE FF AA BB CC DD EE FF AA BB CC DD EE	FF AA BB CC DD EE	FF AA BB CC DD EE	FF AA BB CC DD EE FF AA BB CC DD EE
BB CC DD EE FF AA BB CC DD EE	FF AA BB CC DD EE	FF 20	
2005448267304 ns (SOP + 13,701us)		3-->4	EOP
2013824448660 ns		1-->2	Data 00000 05 02 55 01 6C 00 FE 00 02 00 00 10 80 10
F1 AA BB CC DD EE FF AA BB CC DD EE	FF AA BB CC DD EE	FF AA BB CC DD EE	FF AA BB CC DD EE FF AA BB CC DD EE
DD EE FF AA BB CC DD EE FF AA BB CC DD EE	FF AA BB CC DD EE	FF AA BB CC DD EE	FF AA BB CC DD EE FF AA BB CC DD EE
2013824450653 ns		3-->4	Data 00000 55 01 6C 00 FE 00 02 00 00 10 80 00 00
BB CC DD EE FF AA BB CC DD EE FF AA BB CC DD EE	FF AA BB CC DD EE	FF AA BB CC DD EE	FF AA BB CC DD EE FF AA BB CC DD EE
FF AA BB CC DD EE FF AA BB CC DD EE	FF AA BB CC DD EE	FF AA BB CC DD EE	FF AA BB CC DD EE FF AA BB CC DD EE
2013824460205 ns (SOP + 9,952us)		3-->4	EOP

Рис. 3. Пример информации из файла, сгенерированного в процессе работы MSR

Разработка ПО

В связи с обозначенной ситуацией было принято решение о разработке ПО, позволяющего дополнять функционал MSR следующими возможностями:

1. Однозначная идентификация одних и тех же пакетов, проходящих в двух точках канала:
 - определение используемого при передаче данных транспортного протокола (RMAP [8] и СТП-ИСС [9]);
 - определение логических адресов узлов назначения и источника;
 - определение идентификаторов транзакции.
2. Определение числа байт путевых адресов в заголовках пакетов.
3. Определение заданного набора сетевых характеристик:
 - задержки передачи данных;
 - скорость передачи данных;
 - вероятность доставки данных без искажений.
4. Представление информации об информационном взаимодействии в графическом приложении.
5. Построение графиков зависимостей сетевых характеристик.

Решение данных задач проводилось при помощи обработки исходного текстового файла средствами языка программирования Python с использованием библиотеки для разработки графических приложений PySimpleGUI, а также библиотеки для построения графиков Mathplotlib:

1. Однозначная идентификация одних и тех же пакетов, проходящих в двух точках канала, проводилась при помощи определения 3 параметров:

- определение используемого при передаче данных транспортного протокола (RMAP и СТП-ИСС). Проводится за счет распознавания поля идентификатора транспортного протокола в структуре пакета;

- определение логических адресов узлов назначения и источника. Проводится за счет распознавания полей логического адреса узла назначения и логического адреса узла источника в структуре пакета. Положение полей определяется транспортным протоколом;

- определение идентификаторов транзакции. Проводится за счет распознавания либо поля идентификатора транзакции в случае транспортного протокола RMAP либо полей идентификатора приложения и идентификационного номера сообщения / команды управления транспортного протокола СТП-ИСС в структуре пакета.

2. Определение числа байт путевых адресов в заголовках пакетов проводится исходя из подсчета разности суммарного количества байт пакета в двух точках канала.

3. Определение заданного набора сетевых характеристик проводилось в зависимости от значений меток времени, а также полученных данных:

– задержка передачи данных определяется как разница 2 временных меток – для первого байта пакета, отправленного узлом-отправителем, и для символа конца пакета, принятого узлом-получателем;

– скорость передачи данных определяется как частное от длины передаваемого пакета и задержки передачи данных [10];

– вероятность доставки данных без искажений определяется для всех пакетов, пересланных в ходе осуществления информационного взаимодействия (за исключением пакетов транспортного протокола СТП-ИСС с сервисом гарантированной доставки данных), как частное от числа корректно переданных пакетов (корректность передачи пакета определяется сопоставлением всех его полей за исключением полей путевого адреса в двух точках сети) и числа всех переданных пакетов [11].

4. Представление информации об информационном взаимодействии в графическом приложении осуществляется при помощи средств библиотеки Python – PySimpleGUI, в результате чего вся проанализированная информация выводится в формате, удобном для восприятия оператором, проводящим испытания.

5. Построение графиков зависимостей сетевых характеристик осуществляется при помощи средств

библиотеки Python – MathPlotLib, благодаря чему достигается лучший уровень визуализации информационного взаимодействия в процессе испытаний.

Экспериментальная отработка

Для проверки корректности работы разработанного ПО был проведен тестовый запуск информационного взаимодействия и его последующий анализ. Для осуществления данной процедуры было собрано рабочее место (РМ), состоящее из следующего оборудования:

1. Персональный компьютер (ПК).

2. Интерфейсный мост SpaceWire-USB Brick Mk2 [12].

3. 12-портовый маршрутизирующий коммутатор SpaceWire на базе микросхемы контроллера сетевого информационно-управляющего интерфейса [13].

4. MSR.

Структурная схема РМ представлена на рис. 4.

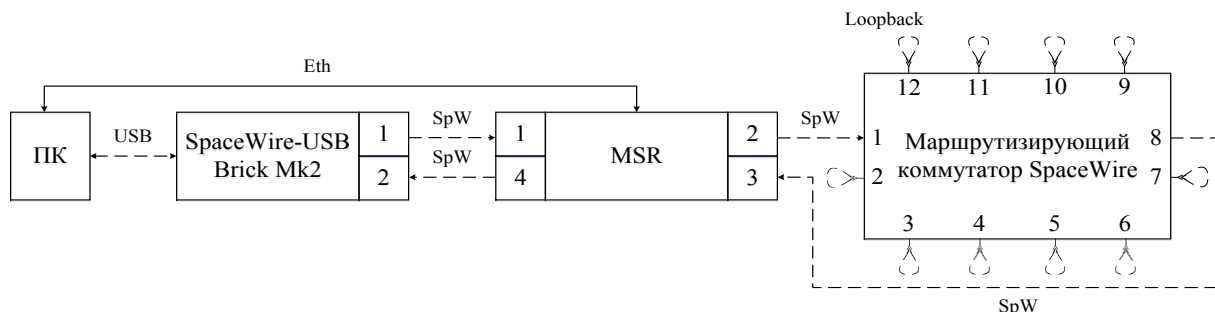


Рис. 4. Структурная схема РМ тестового запуска информационного взаимодействия для проверки корректности работы ПО анализа сетевых характеристик

Информационное взаимодействие, осуществляемое средствами данного РМ, предлагается рассмотреть на примере передачи одного пакета SpaceWire:

1. На первом этапе на ПК генерируется пакет SpaceWire с заголовком транспортного протокола. Данный пакет отправляется при помощи SpaceWire-USB Brick Mk2 с первого порта по каналу SpaceWire.

2. На втором этапе пакет приходит на MSR, где фиксируются его данные и временные метки: время прихода первого байта и время прихода символа конца пакета.

3. На третьем этапе пакет приходит на маршрутизирующий коммутатор, который в данном эксперименте имитирует фрагмент сети и вносит задержки. На свободные порты маршрутизирующего коммутатора установлены loopback-кабели, чтобы в зависимости от количества удаляемых байт заголовка пакета, соответствующих этим портам, увеличивалась бы задержка передачи пакета ввиду нескольких последовательных обработок одного и того же пакета маршрутизирующим коммутатором. В конечном итоге пакет уходит с маршрутизирующего коммутатора.

4. На четвертом этапе пакет приходит на MSR, где аналогично второму этапу фиксируется информация о данном пакете.

5. На пятом этапе пакет приходит обратно на SpaceWire-USB Brick Mk2.

После осуществления передачи заданного на этапе конфигурации числа пакетов тест завершается и MSR формирует текстовый файл, вид которого был представлен ранее на рис. 3. Данный файл разбирается при помощи средств разработанного ПО анализа сетевых характеристик. Пример результатов разбора представлен на рис. 5.

Info	Graph
Информация об информационном обмене:	
Общее количество пакетов (узел A):	178
Количество пакетов транспортного протокола RMAP (узел A):	94
Количество пакетов транспортного протокола СТП-ИСС (узел A):	84
Средняя длина пакетов (узел A):	378 байт
Средняя задержка передачи пакетов (узел A):	42 мкс
Средняя скорость передачи пакетов (узел A):	69 Мбит/с
Вероятность доставки данных без искажений (узел A):	1
Детализация пакетов (узел A):	16 пакет
Общее количество пакетов (узел B):	
Количество пакетов транспортного протокола RMAP (узел B):	
Количество пакетов транспортного протокола СТП-ИСС (узел B):	
Средняя длина пакетов (узел B):	
Средняя задержка передачи пакетов (узел B):	
Средняя скорость передачи пакетов (узел B):	
Вероятность доставки данных без искажений (узел B):	
Детализация пакетов (узел B):	
Пакет № 16	
Транспортный протокол: RMAP	
Идентификатор транзакции: 0007	
Время отправки: 2440479114507 нс	
Время приема: 2440479159893 нс	
Длина пакета: 410 байт	
Задержка передачи: 45386 нс	
Скорость передачи: 71 Мбит/с	
Ошибки при передаче: отсутствуют	
Количество удаленных байт заголовка: 3	
Символ конца пакета: EOP	
Данные: 07 05 02 FE 01 64 00 00 07 00 00 00 10 C0 00 01 86 8A A8 8C AF 4F 7 C0 55 E4 DA 52 94 B6 FD 53 A3 3D 4E 6E 45 C3 23 DD 29 99 E3 9F 8B 7 DC EB DF F7 9 9 DE 1B 83 6B 11 E3 1B 93 D3 D8 1B 1C 69 44 8 D7 6F A3 44 36 B 2 11 7C FF E8 94 97 87 3D 55 1E 6 CA 99 2E 1E 5E B8 83 A3 6 39 F8 A1 41 F7 45 BA D6 6A D3 79 5C F 8A B5 15 3F 5B 85 3 72 66 10 30 19 EC 7 50 4F E7 26 EB A8 2E 3B 42 20 34 85 D6 4F 15 3E EB A9 11 7 28 FF D 36 82 DD 42 D6 E0 E5 60 AD 4C 95 3E 85 D5 D8 52 24 EE 39 A5 FD B7 D 58 C0 DA D2 AB E0 E8 8A 2B A8 DF A8 9F A0 3A 88 1D 51 A0 B0 43 A8 E9 AD D 60 4C 89 A1 7 F4 DF 33 35 A9 AF 93 C1 5 46 AB 13 4B 9 A2 7A 93 77 40 76 80 86 AF EB C3 AA CD 16 95 99 CE 80 B1 E4 A4 8E 82 35 E B3 6D 34 D8 A1 7A 20 6D 36 80 4 BE 35 68 8C 44 2C E4 43 5D 7A 90 A6 1A 7D 93 6A FE E3 66 93 93 BE F4 60 14 5A 6B 2B A5 E8 E3 9 EA CF 4E 36 EB CA 6A 38 36 66 87 45 99 47 C1 1E FE 75 58 BD 88 E4 EE 11 61 ED D3 12 17 BD 2C 30 6C D7 D2 5C F 4B 3A 52 76 1D B3 0 61 BD 19 A1 1 E1 A7 F1 BB 41 90 3F 20 82 3A 52 B2 D9 91 C6 EA 20	

Рис. 5. Окно анализа сетевых характеристик

Также по полученным из файла, сформированного MSR данным, строятся графики зависимостей характеристик сети от различных факторов. На рис. 6 в качестве демонстрации возможностей разработанного ПО представлен пример графика зависимости характеристики задержки пере-

дачи данных от длины данных пакетов при различных значениях количества байт путей адресов в заголовках пакетов.

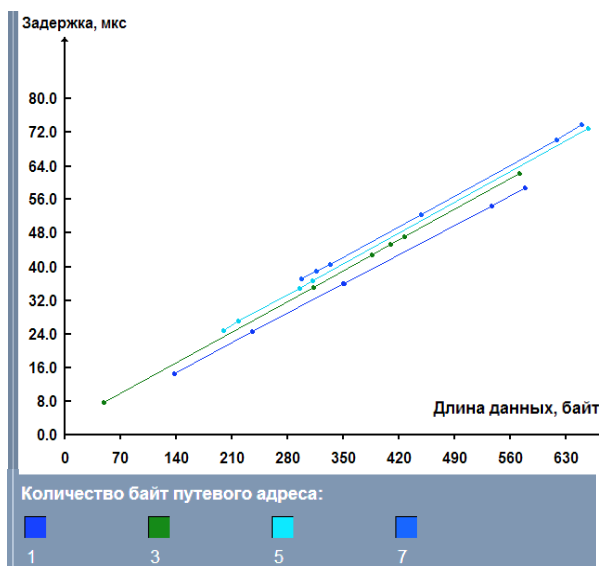


Рис. 6. Окно построения графиков сетевых характеристик

Выводы

Таким образом, в ходе решения поставленной задачи было разработано ПО, позволяющее усовершенствовать функционал наиболее предпочтительного для использования в составе испытательного стенда анализатора. Разработанное ПО позволило фильтровать пакеты по ряду признаков, осуществлять расчет ключевых сетевых характеристик, а также отображать результаты анализа с использованием графического интерфейса с возможностью построения графиков, что в значительной мере упрощает работу оператора, проводящего испытания.

Литература

1. Шейнин Ю.Е. Технология SpaceWire для параллельных систем и бортовых распределительных комплексов / Ю.Е. Шейнин, Т.В. Солохина, Я.Я. Петричкович // *Электроника: наука, технология, бизнес*. – 2007. – № 1. – С. 38–49.
2. Голубев Е.Н. Развитие и совершенствование методики стендовых испытаний бортового комплекса управления космического аппарата / Е.Н. Голубев, А.О. Николаев // *Вестник Сибирского гос. ун-та им. акад. М.Ф. Решетнева*. – 2013. – № 2. – С. 128–132.
3. Максютин А.С. Разработка программно-аппаратных имитаторов трафика SpaceWire для испытаний бортовой аппаратуры космических аппаратов / А.С. Максютин, Д.С. Казайкин, Д.В. Дымов // *Решетневские чтения: матер. междунар. науч. конф.* – Красноярск: СибГУ, 2022. – Т. 1. – С. 361–363.
4. Хогдалл Дж. С. Анализ и диагностика компьютерных сетей. – М.: Изд-во «Лори», 2001. – 26 с.
5. STAR-Dundee: официальный сайт. – URL: <https://www.star-dundee.com/> (дата обращения: 02.08.2023).
6. 4Links: официальный сайт. – URL: <https://www.4links.co.uk/index.php> (дата обращения: 02.08.2023).
7. Teletel: официальный сайт. – URL: <https://www.teletel.eu/> (дата обращения: 02.08.2023).
8. ECSS-E-ST-50-52C. Space engineering. SpaceWire – Remote memory access protocol. ECSS Secretariat. ESA-ESTEC Requirements & Standards. Division Noordwijk, The Netherlands.
9. Разработка, анализ и проектирование транспортного протокола СТП-ИСС для бортовых космических сетей SpaceWire / Ю.Е. Шейнин, В.Л. Оленев, И.Я. Лавровская, Д.В. Дымов, С.Г. Кочура // *Исследования наукограда*. – 2014. – № 1-2. – С. 21–30.
10. ГОСТ 17567–79. Передача данных. Термины и определения. Введ. 1980-07-01. – М.: Гос. комитет СССР по стандартам, 1979. – 43 с.
11. Олифер В.Г. Компьютерные сети: принципы, технологии, протоколы: учебник для вузов / В.Г. Олифер, Н.А. Олифер. – 4-е изд. – СПб.: Питер, 2010. – 162 с.
12. SpaceWire Brick Mk2. – URL: <https://manualzz.com/doc/35312064/spacewire-brick-mk2---star> (дата обращения: 08.08.2023).
13. Микросхемы контроллера сетевого информационно-управляющего интерфейса 1931BK024, 1931BK024A, 1931KX014. – URL: <https://mikron.ru/products/high-relic/Interface-chips/spacewire/product/1931vk024-1931vk024a-1931kh014/?lang=ru> (дата обращения: 09.08.2023).

Максютин Андрей Сергеевич

Аспирант каф. информационно-управляющих систем (ИУС) Сибирского государственного университета (СибГУ), инж.-конструктор отд. системного проектирования сложной функциональной электронной компонентной базы, бортовой аппаратуры и систем космических аппаратов АО «РЕШЕТНЕВ»
Эл. почта: maksyutinas@iss-reshetnev.ru

Казайкин Дмитрий Семенович

Начальник лаб. отд. системного проектирования сложной функциональной электронной компонентной базы, бортовой аппаратуры и систем космических аппаратов АО «РЕШЕТНЕВ»
Эл. почта: s6202@iss-reshetnev.ru

Дымов Дмитрий Валерьевич

Начальник отд. системного проектирования сложной функциональной электронной компонентной базы, бортовой аппаратуры и систем космических аппаратов АО «РЕШЕТНЕВ»
Эл. почта: dymov@iss-reshetnev.ru

Т.Н. Пушкарёв

Идентификация беспилотных летательных аппаратов

В настоящее время беспилотные летательные аппараты (БПЛА) активно применяются в военных действиях. Применение противником БПЛА создает реальную военную и террористическую угрозу как для личного состава, так и для объектов критически важной инфраструктуры. Уровень этой угрозы с каждым днем становится все более высоким, что обусловлено всеобщей доступностью технологий производства и применения БПЛА. БПЛА можно заметить на радарх, но нельзя определить – «свой» или «чужой». Таким образом, идентификация БПЛА является чрезвычайно важной задачей.

Ключевые слова: беспилотный летательный аппарат, идентификация БПЛА, бортовой ответчик, защищенный канал передачи данных, отечественная элементная база.

В настоящее время существует множество физических каналов обнаружения БПЛА. К ним можно отнести такие, как каналы радиотехнической разведки, радиотехнический канал, инфракрасный, оптический и акустический. Каждый физический канал обнаружения БПЛА имеет ряд как преимуществ, так и недостатков, но в той или иной мере позволяет обнаружить БПЛА. С применением комплексирования каналов обнаружения БПЛА вероятность их обнаружения повышается [1–3].

С применением данных каналов обнаружения БПЛА у оператора на дисплее отображается информация о наличии БПЛА в вверенной ему зоне ответственности воздушного пространства, но идентифицировать «свой» или «чужой» не предоставляется возможным [4].

Проведенный анализ литературы [5] показал, что на сегодняшний день БПЛА имеет большое разнообразие как по конструктивному исполнению, так и по массогабаритным показателям. Таким образом, достоверно идентифицировать летящий БПЛА по тактико-техническим характеристикам и внешним признакам не представляется возможным.

Вышеописанные обстоятельства затрудняют работу системы воздушной обороны и как следствие могут снижать её эффективность. Для устранения текущей ситуации необходимо внедрение на БПЛА механизма идентификации на основе бортового ответчика по аналогии с пилотируемыми воздушными судами гражданской и военной авиации.

Описание существующего подхода для идентификации летательных аппаратов

Подход, реализуемый в гражданской авиации, предполагает применение системы автоматического зависимого наблюдения радиовещательного типа (далее – АЗН-В). АЗН-В-технология позволяет летательному аппарату определять свои координаты при помощи спутников, а затем транслировать эту и прочую информацию в эфир в широкополосном диапазоне для других летательных аппаратов и служб организации воздушного движения (ОрВД). Также система позволяет принимать и обрабатывать сигнал от других летательных аппаратов.

На российском рынке есть технические решения, реализующие функцию АЗН-В Out, которые разработаны специально для БПЛА [6].

АЗН-В для БПЛА предназначено для передачи сигнала. Обработка сигнала осуществляется оператором. АЗН-В для БПЛА обеспечивает формирование и передачу расширенных сквиттеров формата DF=18, содержащих следующую информацию:

- местоположение воздушного судна;
- опознавательный индекс и категория воздушного судна;
- статус аварийной обстановки;
- эксплуатационный статус.

Анализ недостатков существующих реализаций АЗН-В в целях идентификации беспилотных летательных аппаратов

Вышеописанные подходы, используемые для гражданской авиации, и оборудование БПЛА имеют ряд недостатков, которые могут уменьшить эффективность БПЛА, применяемого в боевых операциях, а именно:

- информация передается в нешифрованном виде, что позволяет любому оператору считывать и записывать передаваемую информацию, в том числе опознавательный индекс и координаты летательного аппарата;
- наличие возможности подмены опознавательного индекса БПЛА, транслируемого системой АЗН-В, для прохождения систем обороны;
- наличие возможности обработки входных данных от других АЗН-В может быть использовано для реализации спуфинга и других видов атак. В значительной степени это связано с широким распространением таких дешевых мощных устройств, как средства радиосвязи с программируемыми параметрами (SDR) [7].

Требования к системе идентификации беспилотных летательных аппаратов

Для реализации эффективной системы идентификации БПЛА, свободной от вышеописанных недостатков, необходимо, чтобы она соответствовала следующим требованиям:

- система должна реализовывать только функцию АЗН-В Out, т.е. не обрабатывать сигнал от других БПЛА;
- блок информации, передаваемый системой идентификации, должен быть защищен от подделки;
- блок информации, передаваемый системой идентификации, должен быть зашифрован для скрытия передаваемых данных;

- устройство, реализующее систему идентификации, должно иметь малые габариты и массу;
- устройство должно быть собрано и реализовано на отечественной элементной базе и программном обеспечении.

Концептуальное описание реализации системы идентификации беспилотных летательных аппаратов, соответствующей вышеописанным требованиям

Для реализации системы идентификации БПЛА, удовлетворяющей всем вышеперечисленным требованиям, целесообразно использовать алгоритмы криптографической защиты и инфраструктуры открытых ключей (PKI).

Обобщенная структурная схема реализации системы идентификации приведена на рис. 1.

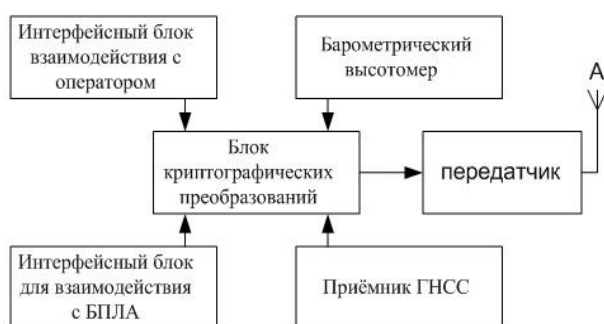


Рис. 1. Обобщенная структурная схема системы идентификации БПЛА

Схема включает в себя следующие блоки:

- Интерфейсный блок взаимодействия с оператором для настройки режима работы системы идентификации БПЛА, загрузки закрытого ключа и сертификата открытого ключа БПЛА, открытых ключей пунктов приёма и обработки сигналов (стационарных и мобильных).
- Барометрический высотомер, предназначенный для определения высоты полета.
- Приёмник глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС) необходим для определения скорости и местоположения БПЛА в пространстве.
- Интерфейсный блок взаимодействия с БПЛА предполагается использовать для получения и включения в пакет передаваемой информации о состоянии БПЛА, статусе аварийности, эксплуатационном статусе БПЛА, а также прочей информации.
- Блок криптографических преобразований используется для хранения закрытого ключа и сертификата открытого ключа БПЛА, сертификатов открытого ключа пунктов обработки сигнала, выполнения операций шифрования и электронной подписи, а также расчета хеш-функции.
- Передатчик с антенной передаёт всю информацию в наземный пункт управления.

Для обеспечения защиты передаваемой информации от несанкционированного доступа и подделки предлагается использование методов асимметричной криптографии, а именно шифрование и формирование электронной подписи.

Инфраструктура открытых ключей (PKI)

Инфраструктура открытых ключей – это набор технических средств, алгоритмов и подходов, позволяющих реализовывать доверие между двумя субъектами, в данном случае между БПЛА и наземным пунктом обработки сигнала, при том, что они оба доверяют третьей стороне, а именно удостоверяющему центру (УЦ).

В перечень основных компонентов PKI можно выделить:

- удостоверяющий центр (центр сертификации) – главный компонент PKI, обеспечивает выпуск сертификатов открытого ключа пользователей;
- сертификат открытого ключа – электронный документ, подписанный электронной подписью корневого сертификата УЦ и содержащий открытый ключ, идентификационный номер сертификата, а также прочую информацию о владельце сертификата;
- список отозванных сертификатов – электронный документ, подписанный электронной подписью корневого ключа УЦ, содержащий информацию об отозванных сертификатах электронной подписи;
- закрытый ключ – блок информации, известный только владельцу сертификата открытого ключа, используемый для расшифровки информации и формирования электронной подписи;
- пользователи – владельцы сертификатов открытого ключа и использующие PKI для взаимной идентификации и защищенного обмена информацией.

Общее описание процесса передачи информации системой идентификации беспилотных летательных аппаратов в пункт обработки сигнала

Подготовка и отправка данных системой идентификации БПЛА (далее – система) планируется производить по следующему алгоритму:

1. На основании информации полученной от оборудования БПЛА, барометрического высотомера и приёмника ГНСС производится формирование блока данных (БД) для передачи системой.
2. Система подписывает БД в соответствии со следующим алгоритмом:
 - а) вычисляется значение хеша БД с использованием хеш-функции;
 - б) формируется электронная подпись БД путём шифрования значения хеша БД асимметричным алгоритмом шифрования с использованием закрытого ключа БПЛА;
 - в) формируется подписанный БД, путём добавления к БД электронной подписи и сертификата открытого ключа БПЛА;
 - д) шифруется подписанный БД асимметричным алгоритмом шифрования с использованием сертификатов открытого ключа наземного пункта обработки сигнала (для каждого пункта обработки сигнала формируется отдельный шифрованный БД, зашифрованный на сертификате открытого ключа этого пункта);
 - е) шифрованный БД отправляется через передатчик системы, установленной на БПЛА.

Приём и обработка сигнала производится по следующему алгоритму:

1. Полученный БД, зашифрованный с использованием сертификата открытого ключа наземного пункта обработки сигнала, расшифровывается с использованием закрытого ключа наземного пункта обработки сигнала.

2. Производится проверка сертификата открытого ключа БПЛА с использованием закрытого ключа, которым был подписан БД, в списке отозванных сертификатов. Если сертификат есть в списке отозванных сертификатов или срок действия его закончился, то считаем, что проверка не пройдена и БПЛА считается «чужим».

3. Производим проверку электронной подписи БД с использованием сертификата открытого ключа БПЛА, который был приложен к пакету по следующему алгоритму:

а) рассчитываем значение хеша БД с использованием хеш-функции;

б) расшифровываем электронную подпись БД с использованием открытого ключа БПЛА, который приложен к подписанному БД (в результате расшифровки получаем хеш БД, который был получен при подписании БД);

с) сравниваем хеши, полученные на шаге «а» и «б», если значения не совпадают, то считаем, что проверка не пройдена, и считаем БПЛА «чужим», а если хеши совпадают, то проверка считается пройденной.

4. Производим проверку данных, полученных в пакете, с показаниями приборов радиолокации.

Действия оператора при потере беспилотного летательного аппарата

При потере БПЛА в ходе операции по причине его подбития или иным причинам оператор должен отозвать сертификат открытого ключа БПЛА в УЦ. Это позволит идентифицировать блоки системы идентификации, которые будут переставлены со сбитых БПЛА на БПЛА противника.

Отечественная элементная база

Согласно Постановлению Правительства РФ № 719, с 1 января 2022 г., чтобы изделие считалось отечественным, оно должно содержать не менее 90% электронных компонентов, произведенных в РФ, от общего указанного количества.

Проведенный обзор литературы [8–10] показал, что производство и реализация отечественной элементной базы на данный момент времени имеет несколько проблем. К части производства можно отнести отсутствие отечественных аналогов востребованных зарубежных микросхем даже с более низкими характеристиками. К проблемам, относящимся к реализации, можно отнести следующие:

- отсутствие информации об отечественных производителях, это связано со слабой проводимой маркетинговой политикой предприятий, вследствие этого отсутствие у производителей актуальных сайтов с подробной информацией о производимой продукции;

- завышенные сроки поставки отечественной элементной базы по сравнению с зарубежной. Скорее всего это связано с некими бюрократическими проволочками и с возросшим спросом на отечественную элементную базу. Как показала практика, данная отрасль не была готова к таким производственным нагрузкам на предприятия;

- цена на некоторые отечественные элементы значительно выше зарубежных. Данная проблема вытекает из предыдущей, так как производство отечественной элементной базы носило мелкосерийный характер, то цена в перерасчете на единицу продукции приходится высокая.

За последние два года в данную отрасль вливались большие денежные вложения и были введены определенные льготы, поэтому с большой долей вероятности в ближайшие два-три года получится устранить данные проблемы, и тогда мы сможем создавать электронную технику на отечественной элементной базе и полностью не зависеть от поставок зарубежной элементной базы.

Отечественное программное обеспечение

Для реализации инфраструктуры PKI, а именно УЦ, может быть использовано отечественное программное обеспечение (ПО) компании «КриптоПро», а именно:

- УЦ «КриптоПро УЦ»;
- криптопровайдер «КриптоПро CSP».

Указанное ПО сертифицировано в соответствии с действующими нормативными актами РФ и поддерживает алгоритмы асимметричной криптографии и расчета хеш-функции.

Заключение

Наличие такой системы идентификации беспилотных летательных аппаратов значительно упростит задачу идентификации БПЛА на «свой» и «чужой», что, в свою очередь, значительно уменьшит наносимый урон противнику при ведении военных действий.

Прогрессирующее развитие производства отечественной элементной базы позволит реализовать данную систему в ближайшие годы.

Предложенный вариант реализации защищенного канала передачи обеспечивает высокую скорость и надежность шифрования, что значительно усложнит возможность перехвата и подмены передаваемых данных с системы в наземный пункт обработки сигнала.

Литература

1. Особенности обнаружения и распознавания малых беспилотных летательных аппаратов / В.М. Карташов, В.Н. Олейников, С.А. Шейко, С.И. Бабкин, И.В. Корытцев, О.В. Зубков // Радиотехника. – 2018. – № 195. – С. 235–243. – URL: <https://inlnk.ru/0QR5jz>, свободный (дата обращения: 12.05.2023).
2. Соловьев В.А. Проблемы обнаружения беспилотных летательных аппаратов оптико-электронными устройствами // Электронный математический и медико-биологический журнал. – 2011. – Т. 10, вып. 3. – С. 1–13.

3. Макаренко С.И. Противодействие беспилотным летательным аппаратам. – СПб.: Научные технологии, 2020. – 204 с.

4. Технологий не хватает: радары не могут отличить российский беспилотник от чужого [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://nsn.fm/army-and-weapons/v-polnoi-tishine-besplotniki-poimat-slozhno-no-mozhno>, свободный (дата обращения: 12.05.2023).

5. Ерёмин Г.В. Малоразмерные беспилотники – новая проблема для ПВО / Г.В. Ерёмин, А.Д. Гаврилов, И.И. Назарчук // Армейский вестник. – 2015 [Электронный ресурс]: сайт Министерства обороны РФ. – Режим доступа: <http://armynews.ru/2015/02/malorazmernye-besplotniki-novaya-problema-dlya-pvo/>, свободный (дата обращения: 13.05.2023).

6. Описание излучателя сквиттеров ADS-Bee [Электронный ресурс]: сайт компании «Навигатор». – Режим доступа: <https://navigat.ru/products/sistemy-nablyudeniya-azn-v-izluchatel-skvitterov-ads-bee/>, свободный (дата обращения: 13.05.2023).

7. Обзор основных путей повышения безопасности системы АЗН-В / В.В. Косьянчук, Н.И. Сельвесюк, Р.Р. Хамматов // Научный вестник МГТУ ГА. – 2019. – Т. 22, № 1. – С. 39–50.

8. Анализ отечественной элементной базы в период импортозамещения. – Ч. 1 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://cyberleninka.ru/article/n/analiz-otechestvennoy-elementnoy-bazy-v-period-importozamescheniya-chast-1/viewer>, свободный (дата обращения: 22.07.2023).

9. Анализ отечественной элементной базы в период импортозамещения. – Ч. 2 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://cyberleninka.ru/article/n/analiz-otechestvennoy-elementnoy-bazy-v-period-importozamescheniya-chast-2/viewer>, свободный (дата обращения: 22.07.2023).

10. Про импортозамещение [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://habr.com/ru/articles/599671>, свободный (дата обращения: 22.07.2023).

Пушкарёв Тимур Николаевич

Ст. преп. каф. конструирования и производства радиоаппаратуры (КИПР) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: pushkarev-timur@mail.ru

Х. Рехаб, Е.В. Рогожников, А. Коновальчиков, Н.Г. Калашникова

Сравнительный анализ систем CF-mMIMO и mMIMO с различными алгоритмами в городских и сельских районах: оценка производительности и выводы

Проводится комплексное исследование влияния таких схем предварительного кодирования, как инверсия канала (channel inversion, CI), блочная диагонализация (block diagonalization, BD) и кодирование на грязной бумаге (dirty paper coding, DPC), на производительность технологии многопользовательского пространственного мультиплексирования абонентов без деления на соты (CF-mMIMO) и многопользовательской MIMO с большими многоэлементными антеннами (massive MIMO, mMIMO) в городских и сельских районах.

Ключевые слова: CF-mMIMO, 6G, снижение коэффициента битовых ошибок (BER), методы предварительного кодирования, CI, BD, DPC, городские районы, сельские районы.

Технология mMIMO используется в контексте 5G для достижения целей, поставленных Международным союзом электросвязи (МСЭ), включая расширенную мобильную широкополосную связь (enhanced mobile broadband, eMBB), массовую связь машинного типа (massive machine-type communications, mMTC) и сверхнадежную связь с низкой задержкой (ultra-reliable low latency communication, URLLC).

Данная технология позволяет снизить задержку, упростить MAC-уровень, а также имеет устойчивость к преднамеренным помехам [1]. Использование дополнительных антенн в mMIMO способствует концентрации энергии в меньших пространственных областях, что приводит к значительному увеличению скорости передачи данных и энергоэффективности передачи.

Требование к объединению значительного числа антенн обуславливает необходимость использования компактных элементов, что непрактично на низких частотах. Сложность заключается не только в монтаже элементов, но и в эффективной передаче различных потоков данных без помех. Для решения этой задачи было представлено множество алгоритмов, включая CI, BD и DPC [2]. Различия между этими алгоритмами будут подробно рассмотрены в последующих разделах.

Концепция CF-mMIMO была введена как подход, при котором пользователь обслуживается всеми близлежащими точками доступа [3, 4], которые соединены через транзитную сеть с центральным процессором (central processing unit, CPU) [5], главной функцией которого является формирование нескольких MIMO-потоков данных. Распределение мощности передачи между несколькими точками доступа является более эффективным подходом [6]. Ожидаемые преимущества этой технологии включают в себя увеличение пропускной способности, обеспечение минимальной задержки, повышение надежности и энергоэффективности, увеличение зоны покрытия [7].

На рис. 1 и 2 представлены различия между архитектурой построения систем mMIMO и CF-mMIMO.

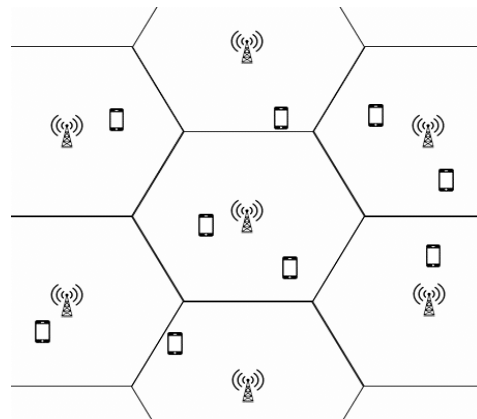


Рис. 1. Архитектура mMIMO

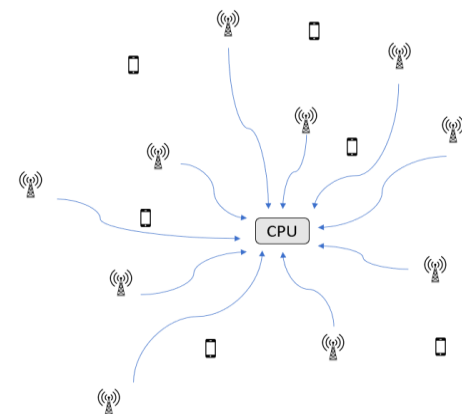


Рис. 2. Архитектура CF-mMIMO

Модель системы

В данном разделе приведены основные параметры приёмопередающей части модели, а также характеристики канала передачи.

1. Модель приёмопередатчика.

Для объективного сравнения mMIMO и CF-mMIMO предполагается, что для передачи используются M антенн и K мобильных станций с одной антенной. Мобильные станции в обеих моделях распределены случайным образом, при этом в передатчике используется плоская антенна с прямоугольным расположением излучателей с расстоянием по вертикали и горизонтали между элементами, обо-

значаемым d . Различие между mMIMO и CF-mMIMO заключается в конфигурации. В mMIMO имеется одна базовая станция, оснащенная плоской антенной с прямоугольным расположением излучателей, тогда как в CF-mMIMO применяются равномерно распределенные по территории точки доступа, причем каждая обладает плоской антенной с прямоугольным расположением излучателей меньшего размера.

Для обеспечения эффективной передачи используется ортогональное мультиплексирование с частотным разделением (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) в качестве цифровой многоканальной схемы модуляции. Первый символ обозначается как пилот-символ, за ним следуют символы данных. Такое расположение улучшает точность оценки канала (channel state information, CSI), что значимо для алгоритмов предварительного кодирования.

Как только мобильные станции производят CSI, полученные данные в случае mMIMO передаются на базовую станцию, в случае CF-mMIMO – на точки доступа, которые, в свою очередь, передают информацию на CPU.

2. Модель канала.

В модели применяется квазидетерминированный генератор радиоканалов (quasi deterministic radio channel generator, QuaDriGa), разработанный в Институте Фраунгофера Генриха Герца в отделе беспроводной связи и сетей. QuaDriGa служит эталонной реализацией базовых моделей каналов 3GPP с открытым исходным кодом [8]. Для создания более контролируемой и предсказуемой среды был выбран сценарий прямой видимости (line-of-sight, LOS) с несколькими путями распространения, которые можно разделить на прямой путь между передатчиком и приемником, а также пути, возникающие в результате рассеивания сигнала. Коэффициент передачи между пользовательским оборудованием k и антенной m может быть представлен как

$$h_{km} = h_{km} e^{j\varphi_{km}} + g_{km}, \quad (1)$$

где $\varphi_{km} \in [0, 2\pi)$ – основной фазовый сдвиг; g_{km} – параметр, учитывающий не прямые лучи.

Как уже упоминалось выше, при сравнении учитываются как городские, так и сельские районы, параметры которых, а именно вероятность потерь и количество лучей и кластеров, представлены в табл. 1 [9].

Таблица 1

Уравнения потери пути для сельских и городских районов, а также количество кластеров и лучей

Потери пути	Сельская макроячейка (RMa)	$PL_{RMa-LOS} = \begin{cases} PL_1, 10 \text{ м} \leq d_{2D} \leq d_{BP}, \\ PL_2, d_{BP} \leq d_{2D} \leq 10 \text{ км}; \end{cases}$ $PL_1 = 20 \log_{10} \left(\frac{40\pi d_{3D} f_c}{3} \right) + \min(0,03h^{1,72}, 10) \log_{10}(d_{3D}) - \min(0,044h^{1,72}; 14,77) + 0,002 \log_{10}(h) d_{3D};$ $PL_2 = PL_1(d_{BP}) + 40 \log_{10} \left(\frac{d_{3D}}{d_{BP}} \right)$
	Городская макроячейка (UMa)	$PL_{RMa-LOS} = \begin{cases} PL_1, 10 \text{ м} \leq d_{2D} \leq d'_{BP}, \\ PL_2, d'_{BP} \leq d_{2D} \leq 10 \text{ км}; \end{cases}$ $PL_1 = 28 + 22 \log_{10}(d_{3D}) + 20 \log_{10}(f_c);$ $PL_2 = 28 + 40 \log_{10}(d_{3D}) + 20 \log_{10}(f_c) - 9 \log_{10} \left(\left(d'_{BP} \right) + (h_{BS} - h_{UT})^2 \right)$
Кластеры	RMa	$11 \rightarrow \begin{cases} 1 & \text{прямой луч,} \\ 10 & \text{отраженные лучи} \end{cases}$
	UMa	$21 \rightarrow \begin{cases} 1 & \text{прямой луч,} \\ 20 & \text{разделен на 3 подкластера с отраженными лучами [10,6,4]} \end{cases}$

Передача данных

Как было отмечено в предыдущем разделе, первый символ OFDM зарезервирован для передачи CSI. Каждая антенна передающего устройства посылает пилотный символ в определенное время, позволяя CPU собрать обратную связь от пользователей и выполнить необходимую обработку данных. Затем применяются вышеупомянутые алгоритмы предварительного кодирования на основе полученного CSI в CPU.

1. Предварительное кодирование методом CI.

CI – это метод предварительного кодирования, уменьшающий уровень интерференции в канале путем умножения передаваемого сигнала на обрат-

ную матрицу канала, так что принимаемый сигнал подобен передаваемому [10].

Данный метод является эффективным способом подавления помех, однако в условиях широкой полосы необходимо использование матриц большой размерности, что является вычислительно сложным.

Инверсия матрицы достигается с помощью псевдоинверсии, которая может быть выражена через сингулярные разложения (singular value decomposition, SVD) [10].

Псевдоинверсия определяется как

$$\text{inv}(H) = \mathbf{V} \mathbf{S}^{-1} \mathbf{U}^T, \quad (2)$$

где \mathbf{V} – матрица, содержащая собственные векторы $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$; \mathbf{U} – матрица, содержащая собственные век-

торы $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$; \mathbf{S} – диагональная матрица, содержащая квадратный корень из собственных значений $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$.

Передаваемый сигнал задается следующим образом:

$$\mathbf{x} = \text{inv}(\mathbf{H}) \times \mathbf{u}, \quad (3)$$

где $\mathbf{u} \in \mathbb{C}$ – независимый сигнал данных единичной мощности, предназначенный для пользовательского оборудования k ($E\{\|\mathbf{u}_k\|^2\} = 1$).

Принятый сигнал может быть представлен в виде

$$\mathbf{y} = \mathbf{H} \text{inv}(\mathbf{H}) \times \mathbf{x} + \mathbf{N}, \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{H}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{H}_K \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{H}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{H}_K \end{bmatrix}^{-1} \times \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_K \end{bmatrix} + \mathbf{N}, \quad (5)$$

где $\mathbf{N} \in \mathbb{C}^K$ – аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ); $\mathbf{H}_k \in \mathbb{C}^M$ – канал между пользовательским оборудованием k и антеннами передающего устройства.

Результатом умножения является единичная матрица, что свидетельствует об успешном создании параллельных K каналов в эфире.

2. Метод предварительного кодирования BD с линейным эквалайзером.

BD – это метод предварительного кодирования, который может быть использован в системах MIMO для уменьшения межпользовательских помех путем разложения матрицы канала MIMO на набор ортогональных подканалов, каждый из которых может быть использован для передачи сигнала одному пользователю. Это позволяет передавать сигналы различных пользователей одновременно, не мешая друг другу [11].

Эквалайзирование – это метод обработки сигнала, который может быть использован для улучшения приема сигналов в системах mMIMO путем оценки импульсной характеристики канала и последующей фильтрации принятого сигнала. Процесс фильтрации устраняет искажения канала и позволяет приемнику восстановить исходный переданный сигнал.

Комбинация блочной диагонализации и эквалайзирования может быть использована для увеличения производительности в системах MIMO: повышение скорости передачи данных и спектральной эффективности.

Принятый сигнал может быть выражен как смесь суммы символов данных от всех пользователей с АБГШ:

$$y_k = H_k \sum_{i=1}^k w_i u_i + n_k, \quad (6)$$

где w_i – прекодирующая матрица, назначенная CPU пользователю i и равная первому правому нулевому

пространству \mathbf{H} , которое является матрицей каналов всех остальных пользователей. Это означает, что принятый сигнал может быть представлен следующим образом:

$$y_k = H_k w_k u_k + \sum_{i=1, i \neq k}^K H_k w_i u_i + n_k. \quad (7)$$

Если каналы между пользователем k и другими пользователями некоррелированы, то $\sum_{i=1, i \neq k}^K H_k w_i u_i = 0$, и принимаемый сигнал может быть упрощен до

$$y_k = H_k w_k u_k + n_k. \quad (8)$$

В алгоритме предполагается посылать второй символ в качестве пилота предварительного кодирования, чтобы оценить значение w_k для каждого приемника. Как только параметры H_k и w_k определены, коэффициент мощности может быть устранен с помощью алгоритма Zero Forcing путем инвертирования значения H_k и w_k и умножения его на принятый сигнал

$$\text{inv}(H_k w_k) y_k = \text{inv}(H_k w_k) H_k w_k u_k + \text{inv}(H_k w_k) n_k, \quad (9)$$

$$y_k = u_k + n_k. \quad (10)$$

3. Метод предварительного кодирования DPC.

DPC – это метод предварительного кодирования, который использует знания о помехах в передатчике для создания передаваемого сигнала, устраняющего помехи в приемнике.

По сравнению с традиционными методами связи DPC может достичь более высокой спектральной эффективности и скорости передачи данных, а также может быть реализован с относительно небольшой вычислительной сложностью [12].

Данный метод использует LQ-разложение для генерации ортогональной матрицы из канала

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{H}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{H}_K \end{bmatrix} \mathbf{u} + \mathbf{N} = \begin{bmatrix} l_{11} & 0 & \cdots & 0 \\ l_{21} & l_{22} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ l_{k1} & l_{k2} & \cdots & l_{kk} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Q_1 \\ Q_2 \\ \vdots \\ Q_K \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_K \end{bmatrix} + \mathbf{N}. \quad (11)$$

Умножение переданного сигнала на эрмитово значение Q приведет к получению единичной матрицы, а принятый сигнал будет иметь вид

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} l_{11} & 0 & \cdots & 0 \\ l_{21} & l_{22} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ l_{k1} & l_{k2} & \cdots & l_{kk} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_K \end{bmatrix} + \mathbf{N}. \quad (12)$$

Алгоритм позволяет устранить сигналы других пользователей на передающей стороне, чтобы принимать $y = l_{kk}x_k + n$. Процесс предварительного кодирования представлен ниже:

Algorithm 1. Dirty paper coding

Require : \mathbf{x}

1: $\mathbf{x} = \mathbf{u}$

2: **for** $1 < k \leq K$ **do**

3: $interference = \frac{l_{k,1:k-1}}{l_{k,k}} \times x_{1:m-1}$

4: $x_k = x_k - interference$

5: **end for**

6: $\mathbf{x} = \mathbf{Q}^H \times \mathbf{x}$

Тогда принятый сигнал можно представить как

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} l_{11} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & l_{kk} \end{bmatrix} \times \mathbf{x} + \mathbf{N}. \quad (13)$$

Канал уже известен приемнику, который непосредственно удалит \mathbf{L} -матрицу путем умножения на обратную матрицу.

Параметры системы и ее реализация

При моделировании области размером 500×500 м для 5G использовалась спецификация 3GPP. В случае mMIMO базовая станция располагалась в центре области и имела антенную решетку размером 4×16 с расстоянием между элементами $\lambda/2$. В случае CF-mMIMO имелось 16 точек доступа, каждая из которых содержала 4-элементную антенную решетку с равным расстоянием между элементами. Расстояние между точками доступа составляло 100 м.

На рис. 3 и 4 показана смоделированная схема Tx-Rx-позиционирования в mMIMO и CF-mMIMO с 10 активными мобильными станциями соответственно, а в табл. 2 представлены параметры, соответствующие символам OFDM. Зависимости вероятности битовых ошибок (BER) от отношения энергии сигнала, приходящейся на 1 бит принимаемого сообщения (E_b), к энергетической спектральной плотности шума (N_0) в городских и сельских районах показаны на рис. 4 и 5 соответственно.

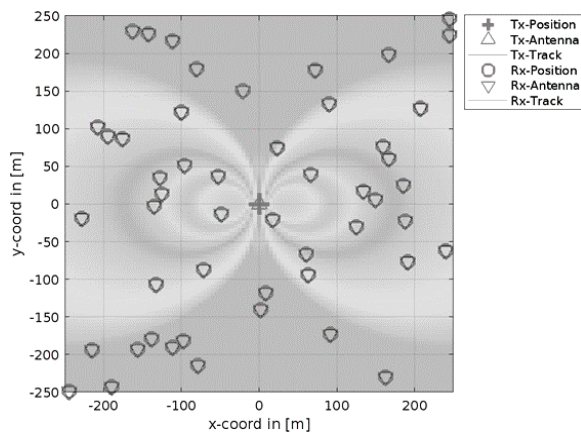


Рис. 3. Расположение базовой и мобильной станций в сценарии mMIMO

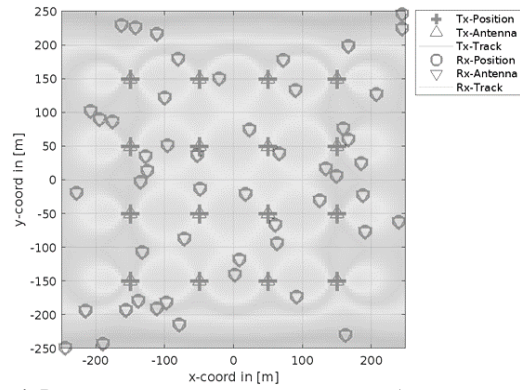


Рис. 4. Расположение точек доступа и мобильных станций в сценарии CF-mMIMO

Таблица 2

Параметры OFDM-символа	
Параметр OFDM	Значения
Количество поднесущих	1024
Количество поднесущих, выделенных под правый защитный интервал	117
Количество поднесущих, выделенных под левый защитный интервал	116
Положение несущей частоты	513
Количество поднесущих, выделенных для передачи данных	792
Частота несущей	26 ГГц
Полоса частот	100 МГц
Диапазон E_b / N_0	-10:70

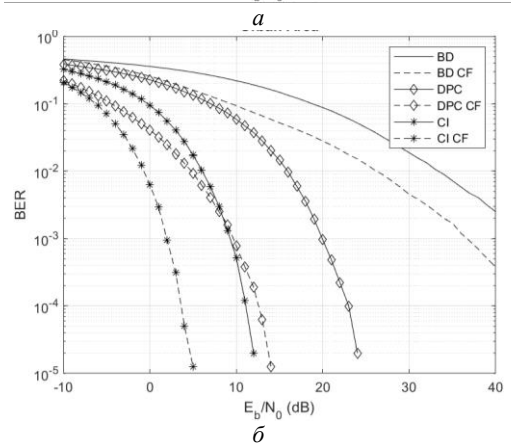
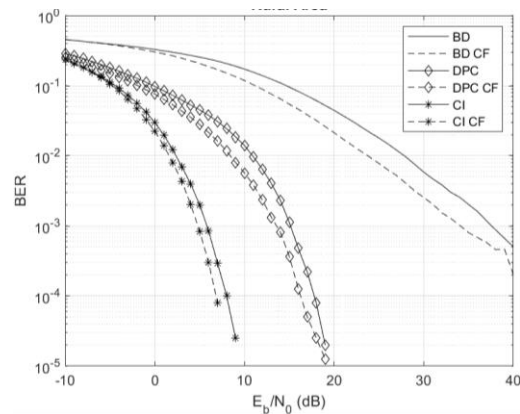


Рис. 5. Зависимость вероятности битовых ошибок (BER) от отношения энергии сигнала, приходящейся на 1 бит принимаемого сообщения (E_b), к энергетической спектральной плотности шума (N_0): а – в сельских районах; б – в городских районах

Обсуждение

Результаты моделирования показывают, что системы CF-mMIMO имеют более низкий BER, чем mMIMO, как в городских, так и в сельских районах. Это объясняется тем, что более низкая корреляция каналов в системах CF-mMIMO снижает влияние помех.

СИ превосходит DPC, который, в свою очередь, превосходит BD с линейным эквалайзером. Это превосходство обусловлено способностью СИ использовать пространственную корреляцию между несколькими антенными каналами. Кроме того, преимущество СИ заключается в том, что он позволяет использовать более широкий диапазон E_b / N_0 по сравнению с DPC и BD.

Тем не менее CF-mMIMO сталкивается с серьезной проблемой, связанной с задержками между различными точками доступа, что существенно снижает эффективность. Дело в том, что система рассчитывает на одновременный приём сигналов, и любая задержка приводит к тому, что сигналы поступают в разное время.

Исследования показывают, что с помощью предварительного кодирования СИ можно добиться наилучшей производительности системы.

Заключение

В данной статье представлен сравнительный анализ mMIMO и CF-mMIMO, в частности, оценка производительности систем в городских и сельских районах с использованием различных алгоритмов.

Отметим, что системы mMIMO обычно оптимизированы для достижения максимальной производительности в конкретных сценариях, например в городских районах. Размещая антенны определенным образом в различных районах, можно адаптировать производительность системы к конкретным характеристикам каждого сценария. Например, в городских районах размещение антенн в непосредственной близости друг к другу позволяет улучшить пространственную корреляцию между каналами, что, в свою очередь, повышает производительность таких алгоритмов, как СИ, которые преимущественно предназначены для использования пространственной корреляции. Напротив, в сельской местности размещение антенн на больших расстояниях увеличивает бюджет канала связи, что, в свою очередь, приводит к улучшению производительности таких алгоритмов, как DPC и BD.

Таким образом, системы CF-mMIMO потенциально могут стать более масштабируемой и экономичной альтернативой системам mMIMO. Тем не менее необходимы дальнейшие исследования для изучения производительности систем CF-mMIMO в более сложных сценариях, например с высокой мобильностью и высокой плотностью пользователей.

Литература

1. Massive MIMO for next generation wireless systems / E.G. Larsson, O. Edfors, F. Tufvesson, T.L. Marzetta // IEEE Communications Magazine, IEEE. – 2014. – PP. 186–195.

2. Dabbagh A.D. Precoding for Multiple Antenna Gaussian Broadcast Channels With Successive Zero-Forcing / A.D. Dabbagh, D.J. Love // IEEE Transactions on Signal Processing. – 2007. – PP. 3837–3850.

3. Cell-Free Massive MIMO for 6G Wireless Communication Networks / Hengtao He, Xianghao Yu, Jun Zhang, S.H. Song, B. Khaled // Journal of Communications and Information Networks, PTP. – 2021. – PP. 1–28.

4. Enhancing the cellular downlink capacity via co-processing at the transmitting end / S. Shamai, B.M. Zaidel // IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Spring). – 2001. – PP. 1745–1749.

5. Cell-free Massive MIMO: Uniformly great service for everyone/ H.Q. Ngo, A. Ashikhmin, H. Yang, E.G. Larsson, T.L. Marzetta // 2015 IEEE 16th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC). – 2015. – PP. 201–205.

6. Cell-free Massive MIMO versus small cells / H.Q. Ngo, A. Ashikhmin, H. Yang, E.G. Larsson, T.L. Marzetta // IEEE Transactions On Wireless Communications. – 2017. – PP. 1834–1850.

7. Ubiquitous cell-free massive MIMO communications / G. Interdonato, E. Bjornson, H.Q. Ngo, P. Frenger, E.G. Larsson // EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, Springer. – 2019. – PP. 197–206.

8. QuaDRiGa homepage [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://quadrige-channel-model.de/>, свободный (дата обращения: 06.05.2023).

9. 3GPP [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/>, свободный (дата обращения: 19.05.2023).

10. Inverse eigenvalue statistics for Rayleigh and Rician MIMO channels / E. Jorswieck, G. Wunder, V. Jungnickel, T. Haustein // IEE Seminar on MIMO: Communications Systems from Concept to Implementations. – 2001. – PP. 3/1–3/6.

11. A simple block diagonal precoding for multi-user MIMO broadcast channels / M.H. A Khan, K.M. Cho, M.H. Lee, J.G. Chung // EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, Springer, 2014. – <https://doi.org/10.1186/1687-1499-2014-95>.

12. Lee J. Dirty Paper Coding vs. Linear Precoding for MIMO Broadcast Channels / J. Lee, N. Jindal // 2006 Fortieth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, IEEE. – 2007. – PP. 779–783.

Рехаб Хашем Кхалед Хашем Абделкадер Али
Магистрант каф. телекоммуникаций и основ радиотехники (ТОР) Томского государственного университета управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: hashemkhaled950@gmail.com

Рогожников Евгений Васильевич
Канд. техн. наук, доцент, зав. каф. ТОР ТУСУРа
Эл. почта: udzhon@mail.ru

Коновальчиков Артём
Ассистент каф. ТОР ТУСУРа
Эл. почта: artem.konovalechikov@tusur.ru

Калашникова Наталья Геннадьевна
Магистрант каф. радиотехнических систем (РТС) ТУСУРа
Эл. почта: nat_10_00@mail.ru

УДК 534.2

Н.П. Красненко, И.А. Рыбаков, А.С. Раков

Реализация электронного управления лучом в акустической антенной решетке

Исследованы теоретические основы электронного сканирования лучом диаграммы направленности антенной решетки и выбран при реализации наиболее оптимальный для акустики метод с временными задержками. Рассмотрена реализация метода электронного управления луча в разрабатываемой акустической антенной решетке. Приведено описание созданной акустической решетки и результатов исследований по отклонению луча.

Ключевые слова: акустическая антенная решетка, диаграмма направленности, сканирование.

Акустические антенные решетки находят применение в различных приложениях атмосферной акустики: это направленные излучающие системы, направленные микрофоны, дистанционное зондирование атмосферы [1, 2]. Они позволяют управлять направлением луча диаграммы направленности и предоставляют возможность улучшения эффективности и точности акустических систем. В области акустического зондирования атмосферы, в акустических лоаторах, работающих на принципе взаимодействия акустического сигнала с атмосферой, используются многолучевые антенные решетки для измерения вектора скорости ветра. Это позволяет уменьшать габариты антенных систем лоаторов, увеличивать мощность излучения и, соответственно, дальность зондирования. Нами разрабатываются различные антенные решетки, в том числе с электронным управлением луча. Одна из реализаций описывается ниже.

Теоретические сведения об отклонении луча в антенной решетке

Акустическая антенная решетка состоит из ряда электроакустических преобразователей, каждый из которых может по отдельности генерировать и/или принимать звуковые волны. Электронное управление направленностью луча антенны достигается путем изменения фазы сигналов, которые подаются на каждый элемент решетки. Эта фазовая регулировка позволяет создавать направленный звуковой луч, а также изменять его положение и форму.

Величина изменения фазы будет соответствовать требуемому углу отклонения α от оси антенны

$$\phi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin(\alpha), \quad (1)$$

где d – расстояние между двумя элементами, λ – длина волны.

Ранее в работе [8] рассмотрены способы реализации сканирующих антенных решеток. Были описаны методы отклонения луча в пространстве, а также их преимущества и недостатки.

Подробнее остановимся на способе, который использовался в данном исследовании. Одним из методов является использование временной задержки сигнала относительно соседнего элемента. Угол смещения луча диаграммы направленности рассчитывается по формуле

$$\alpha = \arcsin\left(\frac{ct_d}{d}\right), \quad (2)$$

где t_d – разность во времени задержки сигналов между соседними элементами, c – скорость звука в воздухе.

Реализация электронного управления

Использовалась квадратная акустическая решетка (рис. 1), состоящая из 36 элементов, в качестве которых были применены пьезокерамические преобразователи звука отечественного производства ПЭП-3. Данные электроакустические преобразователи обладают высокой интенсивностью звука, а их конструкция обеспечивает защиту от неблагоприятных климатических воздействий. Амплитудно-частотная характеристика излучателя представлена на рис. 2.



Рис. 1. Макет акустической антенной решетки

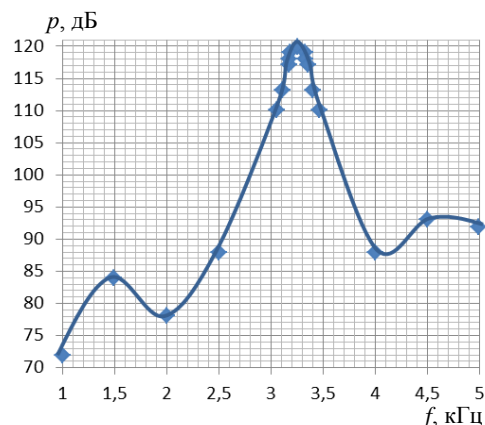


Рис. 2. АЧХ излучателей ПЭП-3-01:

p – уровень звукового давления, f – частота колебаний

Во избежание возникновения вторичных максимумов в диаграмме направленности расстояние между элементами решетки определялось исходя из неравенства

$$d \leq \frac{\lambda}{1 + \sin \alpha_{\max}}, \quad (3)$$

где α_{\max} – максимальный угол отклонения луча при сканировании.

Поскольку требуемый поворот луча составляет величину не более 15–20 град, то при выбранной частоте зондирующего сигнала 3150 Гц (резонансная частота) межэлементное расстояние составило 8,2 см, в то время как диаметр пьезоэлектрического элемента составляет 7,8 см.

Для сканирования в пространстве выбран метод управления с временной задержкой сигнала. Он не зависит от частоты звука, и, следовательно, на угол отклонения луча не влияет доплеровский сдвиг в частоте принимаемых сигналов при зондировании атмосферы [2, 7, 8]. В макете обрабатывалось отклонение луча от осевого вертикального направления по одной координате (горизонтальной, исходя из рис. 1) с использованием линии задержки. Поэтому решетка излучателей была разделена на вертикальные группы излучателей (столбцы), показанные на рис. 3.

$t_d=0D$	$t_d=1D$	$t_d=2D$	$t_d=3D$	$t_d=4D$	$t_d=5D$
$t_d=0D$	$t_d=1D$	$t_d=2D$	$t_d=3D$	$t_d=4D$	$t_d=5D$
$t_d=0D$	$t_d=1D$	$t_d=2D$	$t_d=3D$	$t_d=4D$	$t_d=5D$
$t_d=0D$	$t_d=1D$	$t_d=2D$	$t_d=3D$	$t_d=4D$	$t_d=5D$
$t_d=0D$	$t_d=1D$	$t_d=2D$	$t_d=3D$	$t_d=4D$	$t_d=5D$
$t_d=0D$	$t_d=1D$	$t_d=2D$	$t_d=3D$	$t_d=4D$	$t_d=5D$

1 столбец 2 столбец 3 столбец 4 столбец 5 столбец 6 столбец

Рис. 3. Разделение антенной решетки на столбцы излучающих элементов

Временная задержка t_d вносилась в сигнал, формируемый задающим генератором (персональным компьютером), который подавался на последовательные группы излучателей, начиная с крайнего левого столбца с нулевой задержкой $0 \times D$, затем на следующую с задержкой $1 \times D$, и так далее с шагом D до крайнего правого столбца (см. рис. 3).

Были проведены теоретические расчёты диаграммы направленности созданной акустической антенной решетки, а также натурные эксперименты, представленные на рис. 4.

Также на рис. 5 показаны теоретические расчеты для двух разных углов отклонения луча диаграммы направленности от вертикальной оси.

На рис. 6 представлена блок-схема осуществления управления лучом диаграммы направленности.

Основой системы управления является программируемый микроконтроллер, который выполняет работу по сдвигу временной задержки сигнала [4, 5, 7].

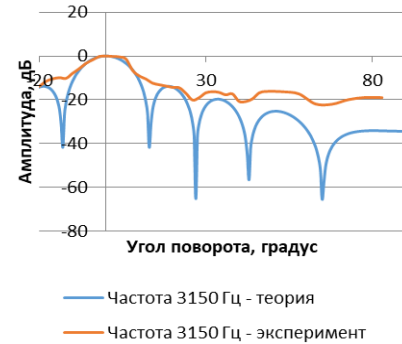


Рис. 4. Теоретическая и экспериментальная ДН антенной решетки на частоте 3150 Гц

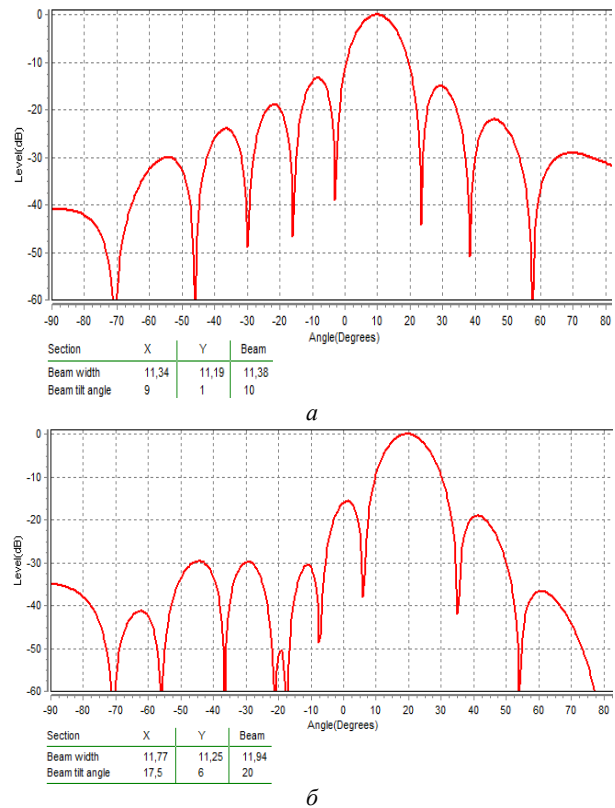


Рис. 5. ДН антенной решетки на частоте 3150 Гц, угол отклонения: 10° – а; 20° – б

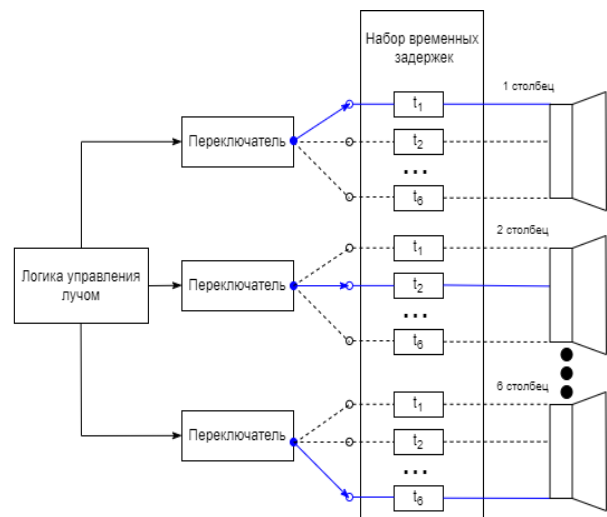


Рис. 6. Структурная схема управления лучом диаграммы направленности

С его помощью задается задержка сигнала, сгенерированного для каждого столбца антенной решетки. Два задержанных относительно друг друга сигнала представлены на рис. 7. Сигналы с двух соседних столбцов длительностью 250 мкс задержаны относительно друг друга на 70 мкс. Исходя из (2) угол отклонения составляет 17° . Задержки задаются на каждом выводе, так что два соседних сигнала становятся разными по фазе. Выходные сигналы микроконтроллера усиливаются, а затем подаются на излучатели антенной решетки.



Рис. 8. Задержанные друг относительно друга сигналы, вырабатываемые микроконтроллером

Разработанное и испытанное программное обеспечение, с помощью которого рассчитывается временная задержка для каждого столбца антенной решетки, исходя из требуемого угла отклонения, частоты и межэлементного расстояния, позволяет производить сканирование диаграммой направленности антенной решетки в заданной плоскости.

Исследование выполнено при финансовой поддержке Российской академии наук в рамках государственного задания ИМКЭС СО РАН.

Литература

1. Красненко Н.П. Мощные акустические антенные решетки для атмосферных приложений / Н.П. Красненко, А.С. Раков, Д.С. Раков // Научное приборостроение. – 2018. – Т. 28, вып. 4. – С. 90–97.

2. Красненко Н.П. Содары для зондирования атмосферного пограничного слоя // Научное приборостроение. – 2018. – Т. 28, вып. № 4. – С. 82–89.

3. Вендик О.Г. Антенны с немеханическим движением луча. – М.: Сов. радио, 2001. – 252 с.

4. Васин В.В. Радиолокационные устройства / В.В. Васин, О.В. Власов, В.В. Григорин-Рябов. – М.: Советское радио, 1970. – 680 с.

5. Gaviola A.D.S. Audio beam steering with phased array method using Arduino Due Microcontroller / A.D.S. Gaviola, M. Rivai, H. Kusuma // International Conference on Information and Communications Technology. – 2018. – PP. 597–600.

6. Smith M.L. Simple electronically phased acoustic array / M.L. Smith, M.R. Roddewig, K.M. Strovink, J.A. Scales // Acoustic today. – January 2013. – PP. 22–29.

7. Bahl M. Phased Array Acoustic Wind Profiler for Remote Atmospheric Wind Measurement / M. Bahl, B. Gupta, T. John, D. Singh, O. Sharma, S.C. Garg, R.M. Khanna // IETE Journal of Research. – 2011. – Vol. 57, Iss. 2. – PP. 190–196.

8. Красненко Н.П. Акустическая антенная решетка с электронным управлением лучом диаграммы направленности / Н.П. Красненко, А.С. Раков, Д.С. Раков, Д.А. Шендрик // Доклады ТУСУР. – 2013. – № 3. – С. 53–57.

Красненко Николай Петрович

Д-р физ.-мат. наук, проф., каф. радиотехнических систем Томского гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники
Эл. почта: krasnenko@imces.ru.

Рыбаков Иван Андреевич

Аспирант Института мониторинга климатических и экологических систем СО РАН
Эл. почта: vaniarybakov98@gmail.com

Раков Александр Сергеевич

Мл. науч. сотр. Института мониторинга климатических и экологических систем СО РАН
Эл. почта: alexanderrakov1985@gmail.com

К.С. Балахонцев, М.В. Тригуб

Устройства синхронизации цифровых сигналов на основе ПЛИС

Рассмотрено устройство синхронизации электрических сигналов на ПЛИС. Результатом является сравнение преимуществ и недостатков существующих устройств и методов синхронизации сигналов с разработанным устройством.

Ключевые слова: ПЛИС, ФАПЧ, линия задержки, джиттер, устройства синхронизации.

Устройства синхронизации

Устройства синхронизации решают проблему возникновения джиттера в результирующем сигнале, который состоит из двух независимых сигналов. Примером может служить синхронизация внешнего импульса с тактовым сигналом схемы.

Джиттер – это явление дрожания фронтов сигнала. Он возникает по причине разности фаз между входными сигналами.

Рассмотрим принцип работы устройства синхронизации на основе ПЛИС для синхронизации сигнала и тактовой частоты.

Устройство синхронизации на ПЛИС

В основе устройства синхронизации на ПЛИС лежит перезапускаемый генератор, принцип работы которого похож на принцип работы мультивибратора с внешним возбуждением.

Внешний импульс будет возбуждать генератор в устройстве синхронизации, которое по условию остановит генерацию тактового сигнала. В качестве условия остановки было выбрано появление фронта внешнего импульса – то же самое условие, что и для запуска.

Для корректной работы этой схемы потребуется использовать второй перезапускающийся генератор, который создаст нужную задержку для возобновления работы основного генератора, диаграмма работы которой приведена на рис. 1.

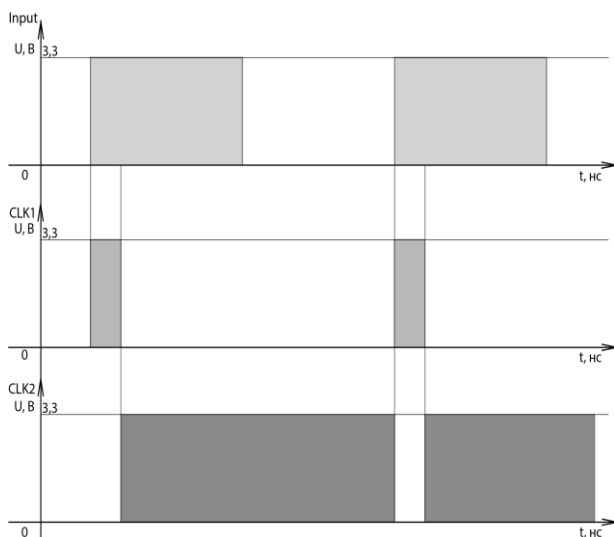


Рис. 1. Диаграмма работы перезапускаемых генераторов и внешнего импульса возбуждения, где Input – входной сигнал; CLK1 – второй генератор; CLK2 – основной генератор

Очередностью работы генераторов можно управлять, используя цифровой автомат Мура или Мили.

Структурная схема перезапускаемого генератора на триггерах представлена на рис. 2.

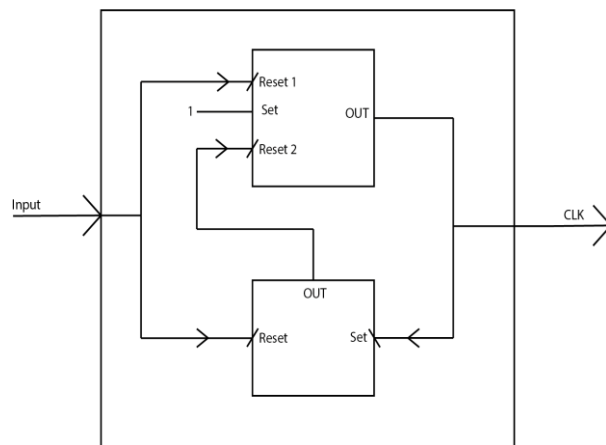


Рис. 2. Структурная схема перезапускаемого генератора на ПЛИС

В результате устройства синхронизации начнёт генерировать тактовый сигнал, который синхронизирован входным импульсом.

К недостаткам такого устройства синхронизации относится задержка до появления синхронизированного сигнала, обусловленная вторым генератором, и проблема с расположением компонентов в ПЛИС. Компоненты расположены на разном расстоянии от генератора, что приводит к неодновременному появлению импульсов на разных блоках. Проблема связана с тем, что тактовый сигнал распространяется по обычным сигнальным линиям ПЛИС, а не тактовым.

Был реализован макет устройства синхронизации на ПЛИС Cyclone IV EP4CE6E22C8N, частота генераторов на которой составила около 200 МГц, частота могла меняться в зависимости от трассировки генератора. Помимо перезапускаемого генератора, в устройство были добавлены блоки для формирования трёх выходных импульсов, каждый из которых можно настроить.

В выходном сигнале устройства синхронизации джиттер был равен 1 нс, что в пять раз меньше, чем при использовании микроконтроллера на аналогичной частоте тактирования, на микроконтроллере джиттер равен 5 нс. Результат работы макета приведён на рис. 3.

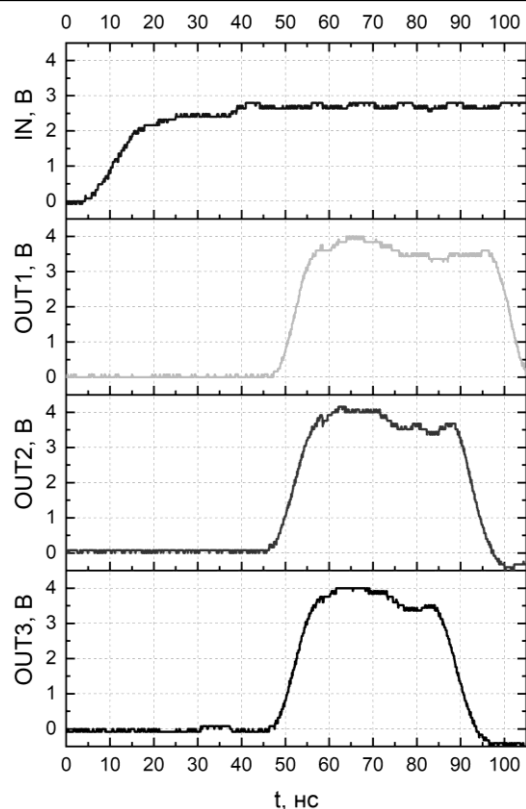


Рис. 3. Результат работы макета устройства синхронизации на ПЛИС

Как видно из рис. 3, задержка до возникновения сигнала равна 40 нс.

Имеющиеся методы синхронизации

К имеющимся методам относятся устройства синхронизации на основе фазовой автоподстройки частот (ФАПЧ), линий задержки и микроконтроллеров.

Устройство синхронизации на основе микроконтроллера имеет джиттер, равный периоду тактового сигнала, но к его достоинствам относится малый размер схемы.

ФАПЧ формирует сигнал ошибки, который равен разности фаз входного и тактового сигнала. Сигнал ошибки поступает на генератор, управляемый напряжением, и изменяет тактовую частоту ФАПЧ, что приводит к корректировке фазы тактового сигнала [1].

К устройству синхронизации на основе ФАПЧ постоянно пытаются подстроить фронт тактового импульса с фронтом внешнего сигнала, что приводит к постоянному дрожанию фронта у результирующего сигнала.

Данный метод хорошо подходит, когда один из синхронизируемых сигналов не имеет постоянной частоты следования импульсов.

Линия задержки состоит из множества повторителей (логические элементы, триггеры и т.д.), которые задерживают тактовый сигнал на время распространения сигнала по элементу. Далее схема сравнения фаз проверяет совпадение фаз тактового сигнала и входного сигнала. Если фазы совпадают, то используется тактовый сигнал, прошедший через определенное количество элементов линии задержки [2].

Устройство синхронизации на основе линии подстраивает фазу тактового импульса один раз, поэтому имеет минимальный джиттер в результирующем сигнале.

К недостаткам данного метода относится большой размер схемы для низкочастотных сигналов.

Заключение

Разработанное устройство синхронизации на основе ПЛИС по принципу работы похоже на устройства синхронизации на основе линии задержки, но в отличие от них занимает в разы элементов на ПЛИС (до 500 логических элементов).

Основным недостатком разработанного устройства является высокое требование к трассировке блоков в ПЛИС. Этот недостаток приводит к нарастанию джиттера с каждым тактовым импульсом. Решить проблему можно ручной трассировкой блоков или выводом тактового сигнала с перезапускаемого генератора на тактовую шину ПЛИС, у используемой ПЛИС такой аппаратной возможности не было предусмотрено.

Литература

1. Успенко В.Б. Исследование цифровой фазовой автоподстройки частоты / В.Б. Успенко, А.Н. Павлов, А.Л. Погудин // Вестник Перм. нац. исслед. политехн. ун-та. Электротехника, информационные технологии, системы управления. – 2015. – № 15. – С. 5–20.
2. Трепалова А.А. Разработка линии задержки с изменяемой частотой дискретизации // Вопросы устойчивого развития общества. Учредители: ООО «Институт развития образования и консалтинга». – № 5. – С. 745–750.

Балахонцев Кирилл Сергеевич
Аспирант ОЭИ ИШНКБ НИ ТПУ
Эл. почта: kirill-i_98@mail.ru

Тригуб Максим Викторович
Д-р техн. наук, проф. ОЭИ ИШНКБ НИ ТПУ,
Вед. н.с. лаб. квантовой электроники ИОА СО РАН
Эл. почта: trigub@iao.ru

А.С. Задорин, Л.М. Бузур-оол, Л.Б. Куулар

Шумы синхронизации широкополосной системы связи с хаотическим маскированием

В пакете Matlab-Simulink (М-С) разработана и исследована программная модель системы широкополосной связи с хаотическим маскированием на основе оптоэлектронных генераторов динамического хаоса. Предложена аналитическая модель зависимости ошибок синхронизации и полосы захвата системы от рассогласования параметров резонансных систем приемной и передающей частей.

Ключевые слова: динамический хаос, хаотическое маскирование, шумы синхронизации.

Динамика хаотического движения, как известно, представляет собой сложную аperiodическую эволюцию во времени детерминированной нелинейной системы [1]. Такой тип движения встречается в самых разных областях, включая космологию, оптику, физику и радиосвязь [1–7]. Отличительной чертой хаоса является его чрезвычайная чувствительность к возмущениям [1]. Две траектории хаотических систем, начиная с очень близких начальных условий, быстро расходятся во времени, приводя к совершенно разным траекториям. Это обстоятельство делает долгосрочное прогнозирование хаотических систем невыполнимым, поскольку даже небольшие ошибки в измерении или оценке динамических переменных растут по мере эволюции системы во времени.

В данной связи, до момента публикации в 1990 г. статьи [2] в научном сообществе считалось, что синхронизация колебательных систем, т.е. создание условий для динамического развития в каждой из них колебательного процесса с одной и той же траекторией, возможно только для периодических осцилляторов. Указание Л.М. Пекора и Т.Л. Кэрролла на возможность синхронизации связанных хаотических систем стимулировало интерес к исследованию хаотической синхронизации и разработке новых технологий и систем связи (СС) на основе динамического хаоса [3–7].

Одной из наиболее простых такого рода схем является показанная на рис. 1 схема хаотического маскирования хаотическим сигналом (ХС) информационного сообщения [5–7].

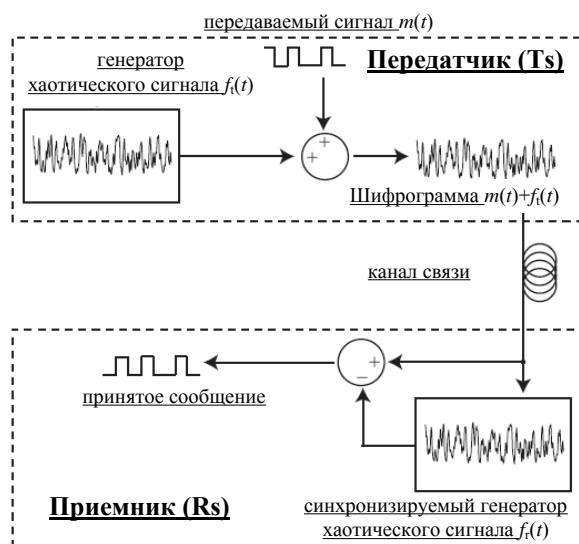


Рис. 1 Система защищенной передачи сигналов на основе генераторов динамического хаоса

Основными узлами системы на рис. 1 являются генераторы ХС, которые часто реализуются на основе автогенераторов (АГ) с запаздывающей обратной связью. Динамика таких систем определяется как текущим, так и прошлыми состояниями, взаимодействие которых в нелинейной среде АГ приводит к богатому разнообразию режимов динамического поведения АГ, включая высокоразмерный динамический хаос [1–7]. В таком режиме сигнальное сообщение $m(t)$ шифруется передатчиком (Ts) путем наложения на него хаотического сигнала (ХС) $f_t(t)$.

Полученная шифрограмма $m(t) + f_t(t)$ передается к приемнику (Rs) по каналу связи. Содержащийся в шифрограмме ХС $f_t(t)$ передатчика является синхронизирующим для генератора ХС $f_r(t)$ приемной стороны. После достижения синхронизации, когда $f_r(t) \sim f_t(t)$, полезное сообщение восстанавливается путем вычитания из шифрограммы наложенного хаотического компонента $f_t(t)$.

Таким образом, центральной концепцией схемы защищенной связи на рис. 1 является качество синхронизации хаотических сигналов $f_t(t)$ и $f_r(t)$. Прове-

денные эксперименты показали, что среди соответствующих показателей качества, таких как надежность удержания синхронизма, времени вхождения в синхронизм, и др. для систем связи с ХС основным показателем становится уровень избыточного шума,

связанный с частичным нарушением синхронизации, возникающий при относительной вариации параметров приемника и передатчика и приводящий к снижению помехоустойчивости системы [6, 7].

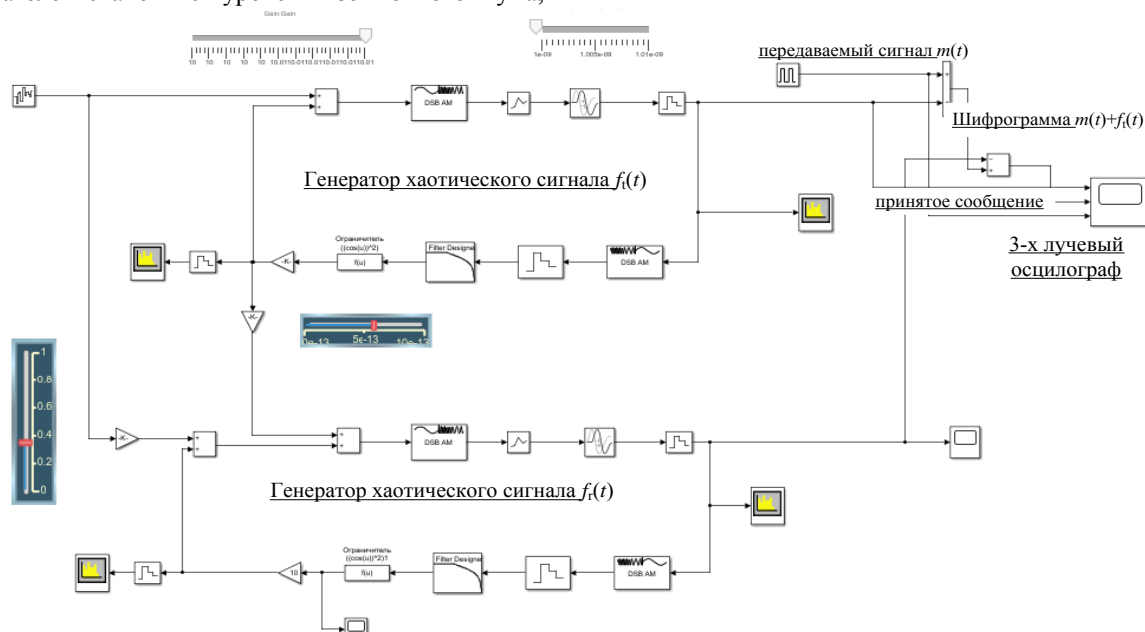


Рис. 2. М-S-модель системы по рис. 1

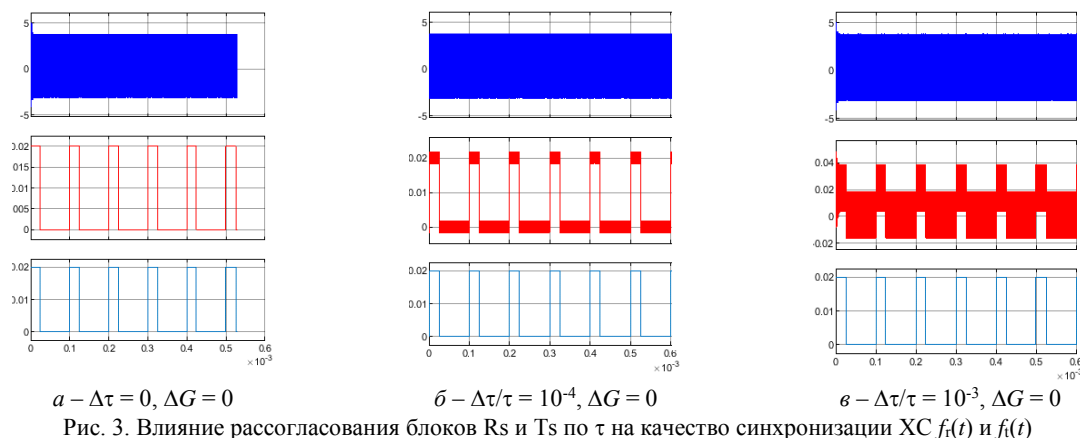


Рис. 3. Влияние рассогласования блоков Rs и Ts по τ на качество синхронизации ХС $f_1(t)$ и $f_2(t)$

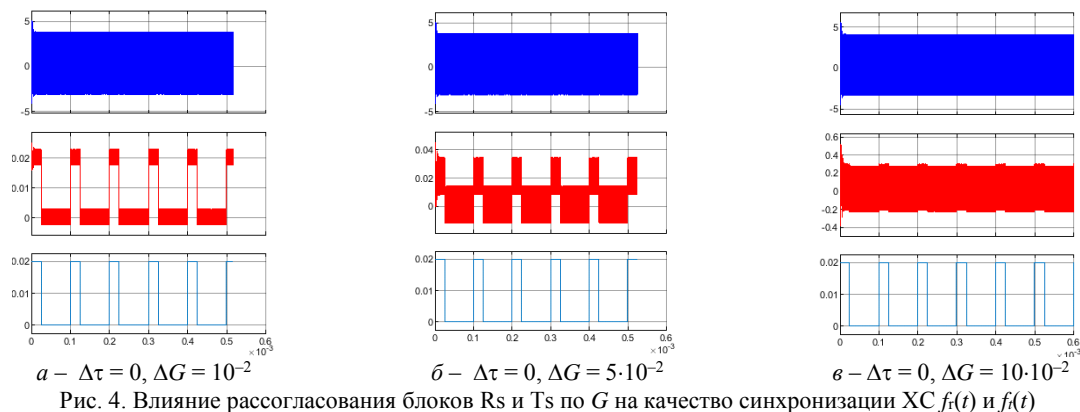


Рис. 4. Влияние рассогласования блоков Rs и Ts по G на качество синхронизации ХС $f_1(t)$ и $f_2(t)$

Целью настоящей работы является исследование влияния рассогласования таких параметров Ts и Rs, как время задержки τ и петлевое усиление G блоков АГ на рис. 1 на помехоустойчивость СС.

Для решения этой задачи мы провели программное моделирование СС в программной среде Matlab-Simulink (М-S). Для этого нами разработана соответствующая М-S-модель (рис. 2).

В ходе компьютерных экспериментов были установлены следующие параметры схемы на рис. 2: значения $\tau = 10^9$ с. и $G = 10$ дБ в блоке Rs поддерживались постоянными, а в блоке Ts обеспечивалась плавная регулировка этих параметров. Полоса пропускания фильтров типа ФНЧ в блоках Ts и Rs составляла 20 МГц и обеспечивала присутствие в нелинейной среде петли связи АГ множества конкурирующих мод. Качество синхронизации ХС $f_i(t)$ и $f_j(t)$ оценивалось по уровню избыточного шума и контролировалось с помощью 3-лучевого осциллографа. Для этого на его верхний порт подключалась шифрограмма, на нижний – сообщение $m(t)$, в качестве которого использовалась простая меандровая последовательность, а на средний – восстановленное сообщение.

Результаты моделирования схемы при идентичных параметрах ХС $f_i(t)$ и $f_j(t)$ приведены на рис. 3, а. Рисунки 3, б и в демонстрируют возрастание избыточных системных шумов при рассогласовании блоков Rs и Ts по уровню задержки сигналов, а рис. 4, а, б и в – по уровню петлевого усиления АГ.

Приведенные данные демонстрируют возможность использования разработанной нами М-С-модели для количественной оценки зависимости уровня избыточных шумов от различных факторов, определяющих функциональность схемы СС с нелинейным подмешиванием информационного и хаотического сигналов.

Литература

1. Малинецкий Г.Г. Нелинейная динамика и хаос: Основные понятия / Г.Г. Малинецкий, А.Б. Потапов. – М.: КД Либроком, 2018. – 240 с.
2. Pecora L.M. Synchronization in chaotic systems / L.M. Pecora, T.L. Carroll // Phys. Rev. Lett. – 1990. – Vol. 64(8). – PP. 821–824.
3. Cuomo K.M. Circuit implementation of synchronized chaos with applications to communications / K.M. Cuomo, A.V. Oppenheim // Phys. Rev. Lett. – 1993. – Vol. 71 (1). – PP. 65–68.
4. <https://e.lanbook.com/book/140548> (дата обращения: 03.03.2023).
5. Chaos-based communications at high bit rates using commercial bre-optic links / A. Argyris, D. Syvridis, I. Larger, V. Annovazzi-Lodi, P. Colet, I. Fischer, J. Garcia-Ojalvo, C.R. Mirasso, L. Pesquera, K.A. Shore // Nature. – 2005. – Vol. 438 (7066). – 343 p.
6. Bhargava Ravoori. Synchronization of chaotic optoelectronic oscillators: adaptive techniques and the design of optimal network // Ph.D. thesis, 2011. – University of Maryland, College Park.
7. Дмитриев А.С. Процессы передачи и обработки информации в системах со сложной динамикой / А.С. Дмитриев, Е.В. Ефремова; под ред. А.С. Дмитриева, Е.В. Ефремовой. – М.: Техносфера, 2019. – 320 с. – Текст: электронный // Лань: электронно-библиотечная система.
8. Короновский А.А. О применении хаотической синхронизации для скрытой передачи информации // УФН. – 2009. – Vol. 179:12. – PP. 1281–1310; Phys. Usp. – 2009. – Vol. 52:12. – PP. 1213–1238.

Задорин Анатолий Семенович

Д-р физ.-мат. наук, проф. каф. радиоэлектроники и систем связи (РСС) Томского гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: Anatoly.Zadorin@rss.tusur.ru

Бузур-оол Лаура Мергеновна

Магистрант каф. РСС ТУСУРа
Эл. почта: lbuzurool@mail.ru

Куулар Люндуп Буянович

Магистрант каф. РСС ТУСУРа
Эл. почта: ak.home.kyzyl@gmail.com

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, Л.И. Бабак

Расчет шумового тока СВЧ-оптического приемника на базе стандартных параметров трансимпедансного усилителя как четырехполюсника

Выполнен анализ и получена формула для удобного и точного расчета входного шумового тока СВЧ-оптического приемника (ОПрм) по известной эквивалентной схеме фотодиода (ФД) и измеренным стандартным шумовым параметрам трансимпедансного усилителя (ТИУ), которая также учитывает паразитные параметры ФД и его соединения с ТИУ. Выполнен расчет входного шумового тока интегрального СВЧ ОПрм на базе отечественных компонентов.

Ключевые слова: оптический приемник, фотодиод, трансимпедансный усилитель, шумовой ток, эквивалентная схема, шумовые параметры.

В состав СВЧ-оптического приемника (ОПрм), выполненного по технологии гибридной интеграции, входят кристалл фотодиода (ФД), интегральная схема (ИС) трансимпедансного усилителя (ТИУ) и соединительный элемент между ними (например, разварочная проволочка или «шарик» при обратном монтаже) (рис. 1).

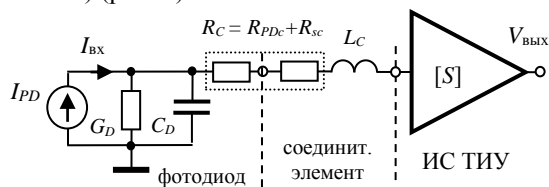


Рис. 1. Эквивалентная схема оптического приёмника

Важной характеристикой ОПрм является входной шумовой ток, который во многом определяет чувствительность и дальность передачи волоконно-оптической линии. Его анализу при известных параметрах ФД и ТИУ посвящено много публикаций (см., напр., [1–6]). Однако в большинстве из них чаще всего используются параметры ТИУ, рассчитанные на основе простых шумовых моделей транзисторов и представления трансимпеданса передаточными функциями 1-го или 2-го порядка [1–5], что приводит к значительным ошибкам на сверхвысоких частотах. Более точный подход состоит в непосредственном измерении шумового тока, но в СВЧ-диапазоне это сделать достаточно сложно.

Для описания СВЧ-усилителей принято применять параметры рассеяния и так называемые стандартные шумовые параметры четырехполюсника [7, 8], которые сравнительно легко измерить. Поэтому на СВЧ удобно находить входной шумовой ток ОПрм расчетным путем, определяя его из известных параметров эквивалентной схемы ФД и измеренных сигнальных/шумовых параметров ТИУ как линейного шумящего четырехполюсника. В публикациях [3–6] представлены соответствующие соотношения, однако они не позволяют достаточно полно учесть влияние паразитных параметров ФД и соединительного элемента, которое на СВЧ может быть значительным.

Далее представлен вывод соотношения, позволяющего учесть указанные паразитные параметры,

также выполнен расчет входного шумового тока интегрального СВЧ-оптического приемника на базе отечественных компонентов.

Эквивалентная схема СВЧ ОПрм и шумовые параметры ТИУ

Эквивалентная схема ОПрм представлена на рис. 1. Она включает следующие элементы: I_{PD} – источник фототока ФД; $Y_D = G_D + j\omega C_D$ – проводимость перехода ФД с учетом сопротивления резистора, через который на ФД подается напряжение смещения; C_D – емкость ФД; R_C – сумма омического сопротивления контактной области ФД (R_{PDc}) и омического сопротивления соединительного элемента (R_{sc}); L_C – индуктивность соединительного элемента.

Шумовая эквивалентная схема ОПрм, соответствующая рис. 1, показана на рис. 2, а, в ней i_{PD} и e_C – источники теплового шума, описывающие соответственно шумовой ток проводимости G_D и шумовую ЭДС сопротивления R_C . Шумовые свойства ОПрм характеризуются средним значением квадрата эквивалентного шумового тока $|i|^2$ на входе приемника [1–6]. Величина $|i|^2$ учитывает шумы ТИУ, а также тепловые шумы, обусловленные паразитными параметрами как самого ФД (R_{PDc}), так и соединения ФД с ТИУ (R_{sc}).

На рис. 2, б приведена эквивалентная схема ОПрм для выполнения анализа. При этом ТИУ можно представить в виде линейного активного шумящего четырехполюсника, который будем характеризовать двумя системами шумовых параметров. Одна из них базируется на системе линейных уравнений в терминах матрицы передачи [5, 7, 8]

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_n \\ i_n \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_n \\ i_n \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где V_1 , I_1 и V_2 , I_2 – соответственно напряжения и токи на входе и выходе цепи; e_n , i_n – шумовые ЭДС и ток; \mathbf{A} и a_{ij} ($i, j = 1, 2$) – соответственно матрица передачи цепи и ее элементы (a -параметры).

Физический смысл имеют не сами величины e_n и i_n , а их собственные и взаимные спектральные плотности, которые удобно характеризовать норми-

рованной корреляционной матрицей α в системе α -параметров [5, 7–9]:

$$\alpha = \frac{1}{4kT_0\Delta f} \begin{bmatrix} \overline{e_n^2} & \overline{e_n i_n^*} \\ \overline{e_n^* i_n} & \overline{i_n^2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где α_{ij} ($i, j = 1, 2$) – шумовые α -параметры; $\alpha_{21} = \alpha_{12}^*$; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; $T_0 = 280$ К – абсолютная температура.

Зная значения α -параметров в (2), можно рассчитать КШ по формуле [7–9]

$$F = 1 + \frac{1}{G_S} \left[|Y_S|^2 \alpha_{11} + 2\text{Re}(Y_S \alpha_{12}) + \alpha_{22} \right].$$

Другая система – это так называемые стандартные шумовые параметры F_{\min} , Y_{Sn} и R_n , где F_{\min} – минимально возможное значение коэффициента шума четырехполосника; $Y_{Sn} = G_{Sn} + jB_{Sn}$ – оптимальная величина комплексной проводимости источника сигнала, при котором достигается F_{\min} ; R_n – шумовое сопротивление четырехполосника [5–8] (иногда вместо оптимальной проводимости Y_{Sn} используется соответствующий оптимальный коэффициент отражения источника сигнала Γ_{Sn}).

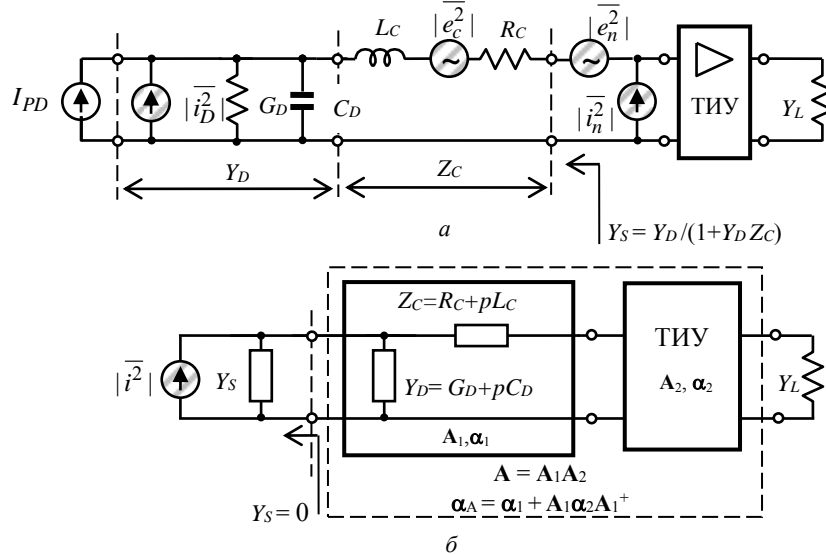


Рис. 2. Эквивалентная схема входной цепи оптического приемника (а), представление ОПРм в виде каскадного соединения двух четырехполосников A_1 и A_2 (б)

С помощью этих параметров также удобно рассчитывать КШ четырехполосника при работе от источника сигнала с известным внутренним импедансом Y_S [5, 7, 8].

$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{G_S} |Y_S - Y_{Sn}|^2.$$

Обе системы шумовых параметров однозначно пересчитываются друг в друга, в частности [5–8],

$$\alpha = \begin{bmatrix} R_n & \frac{F_{\min} - 1}{2} R_n Y_{Sn}^* \\ \frac{F_{\min} - 1}{2} R_n Y_{Sn} & R_n |Y_{Sn}|^2 \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Следует отметить, что приведенные формулы характеризуют КШ активного четырехполосника при его работе от генератора, у которого вещественная часть проводимости $G_S = Y_S$ не равна нулю. Однако ТИУ работает от источника тока (ФД) с почти чисто емкостной проводимостью, поэтому попытки выразить входной шумовой ток ОПРм непосредственно через КШ ТИУ, измеренный в стандартном СВЧ тракте [3], приведут к большим погрешностям.

Анализ шумового тока СВЧ-оптического приемника

Представим ОПРм на рис. 2, б в виде каскадного соединения ТИУ (четыреполосник A_2) и пас-

сивного четырехполосника A_1 . Последний образован соединением двух двухполосников, один из которых описывает проводимость перехода диода $Y_D = G_D + j\omega C_D$, а второй – суммарный контактный импеданс $Z_C = R_C + j\omega L_C$. Матрицу передачи A_1 этого четырехполосника можно записать как [8]

$$A_1 = \begin{bmatrix} 1 & Z_C \\ Y_D & 1 + Z_C Y_D \end{bmatrix}, \quad (4)$$

а нормированную шумовую матрицу α_1 – в виде

$$\alpha_1 = \begin{bmatrix} R_C & R_C Y_D^* \\ R_C Y_D & G_D + R_C |Y_D|^2 \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Результирующая нормированная шумовая матрица α_A цепи A , представляющей собой каскадное соединение четырехполосников A_1 и A_2 (см. рис. 2, б), находится по формуле [6, 8]

$$\alpha_A = \alpha_1 + A_1 \alpha_2 A_1^+, \quad (6)$$

где α_2 – шумовая матрица ТИУ, которая связана с его стандартными шумовыми параметрами соотношением (3); знак «+» обозначает эрмитово-сопряженную матрицу.

Квадрат входного шумового тока оптического приемника (см. рис. 2, б) с учетом того, что $Y_S = 0$, можно найти по формуле [6]

$$|i|^2 = 4kT_0 \Delta f \cdot R_{n,A} |Y_{Sn,A}|^2 = 4kT_0 \Delta f \cdot \alpha_{22,A}, \quad (7)$$

где $Y_{Sn,A}$ и $R_{n,A}$ – стандартные шумовые параметры цепи А. Таким образом, для определения эквивалентного шумового тока ОПРм нам нужно найти

произведение $R_{n,A} \cdot |Y_{Sn,A}|^2$, которое в соответствии с (3) равно элементу $\alpha_{22,A}$ результирующей шумовой матрицы α_A для каскадного соединения четырехполюсников A_1 и A_2 .

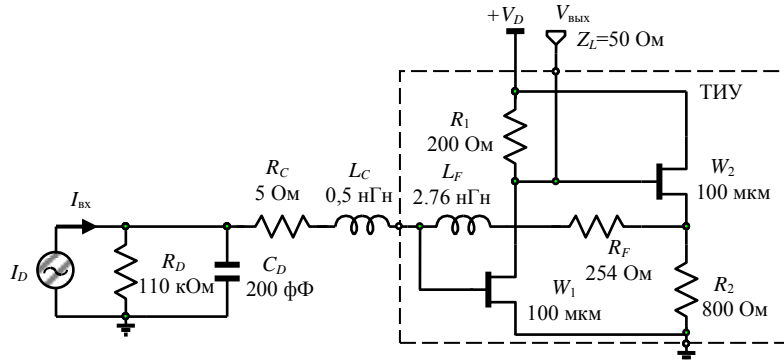


Рис. 3. Схема ТИУ на КМОП транзисторах с фотодиодом

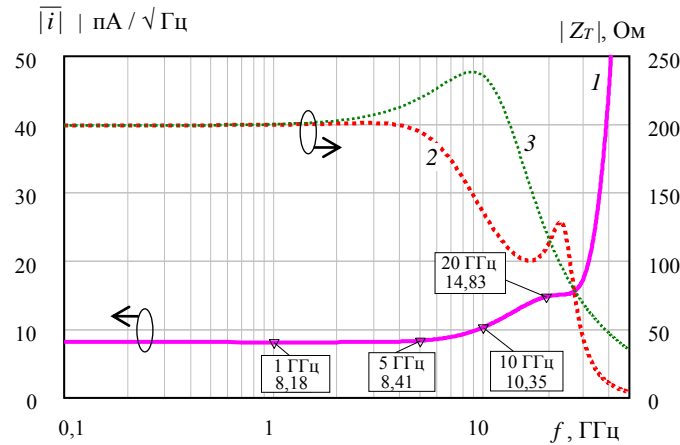


Рис. 4. Частотные характеристики ТИУ: шумовой ток $|i|$ – 1; Z_T для $Y_S = 0$ – 2; Z_T для $Y_S = 0,02$ См – 3)

Подставляя в (6) выражения из (3)–(5), найдем элемент $\alpha_{22,A}$ матрицы α_A для ОПРм в виде [6]

$$\alpha_{22,A} = R_{n,1} |Y_{Sn,1}|^2 + \text{Re} \{ a_{21}^* a_{22} \} (F_{\min} - 1) + \dots + R_n (|a_{21}|^2 + |a_{22} Y_{Sn}|^2 - 2 \text{Re} \{ a_{21}^* a_{22} Y_{Sn} \}), \quad (8)$$

здесь a_{ij} , $Y_{Sn,1}$ и $R_{n,1}$ – соответственно элементы матрицы передачи A_1 и стандартные шумовые параметры пассивной цепи A_1 ; F_{\min} , Y_{Sn} и R_n – шумовые параметры ТИУ, представленного в виде четырехполюсника A_2 . При этом произведение $R_{n,1} \cdot |Y_{Sn,1}|^2$ согласно (3), равно элементу $\alpha_{22,1}$ шумовой матрицы α_1 в (5).

Выполнив подстановку значений из (4), (5) в (8) и упростив полученное выражение, получим:

$$\alpha_{22,A} = (R_C |Y_D|^2 + G_D) F_{\min} + R_n \cdot |Y_D - (1 + Z_C Y_D) \cdot Y_{Sn}|^2. \quad (9)$$

С учетом (7) найдем искомую формулу для расчета квадрата эквивалентного входного шумового тока ОПРм в виде

$$|i|^2 = 4kT_0 \Delta f [(R_C |Y_D|^2 + G_D) F_{\min} + R_n |Y_D - (1 + Z_C Y_D) \cdot Y_{Sn}|^2]. \quad (10)$$

Выведенная формула (10) позволяет определить величину входного шумового тока $|i| = \sqrt{|i|^2}$

ОПРм по известным стандартным шумовым параметрам ТИУ, полученным путем моделирования или измерений, а также параметрам ФД и соединительного элемента (двухполюсники Z_C и Y_D). Далее, исходя из полученного значения $|i|$, можно рассчитать и другие шумовые параметры ОПРм, в том числе отношение сигнал / шум, электрическую и оптическую чувствительности [1–4].

Расчет входного шумового тока СВЧ ОПРм на отечественных компонентах

С помощью формулы (10) рассчитаем входной шумовой ток интегрального ОПРм (см. рис. 3) на отечественных компонентах, также сравним с результатами моделирования в САПР AWR MWO.

ТИУ в составе ОПРм построен по схеме общий исток (ОИ) – общий сток (ОС) с общей отрицательной обратной связью (ООС) [10]. В нем использованы интегральные КМОП, полевые транзисторы (ПТ) с шириной затвора 100 мкм, выполненные по 90 нм радиочастотой (РЧ) КМОП-технологии ПАО «Микрон» [11]. S-параметры и стандартные шумовые параметры ТИУ рассчитаны в САПР с использованием моделей транзисторов, уточненных по результатам измерений [10]. Значения шумовых параметров ТИУ для нескольких частот представлены в таблице.

Параметры фотодиода взяты близкими к параметрам отечественного ФД, изготовленного в ИФП СО РАН. Значения элементов ЭС ФД следующие: $C_D = 200$ фФ, $R_D = 110$ кОм, $R_{PDc} = 4,8$ Ом. Фотодиод соединяется с ТИУ с помощью разварочной проволоки, характеризуемой параметрами $R_{sc} \approx 0,2$ Ом, $L_C = 0,5$ нГн (таким образом, $R_C = R_{PDc} + R_{sc} \approx 5$ Ом).

Шумовые параметры ТИУ и ОПРм

f , ГГц	F_{min} , дБ	$ G_{Sn} / \arg G_{Sn}$	$R_n / 50$	$\overline{ i }$, пА / $\sqrt{\text{Гц}}$	
				САПР	Формула (10)
1,0	2,5402	0,1997 / 1,97	0,4653	8,18	8,18
5	2,0619	0,3207 / 23,5	0,4661	8,41	8,41
10	1,7809	0,4110 / 37,1	0,4662	10,35	10,35
20	1,6167	0,4823 / 50,3	0,4658	14,83	14,83

Частотная характеристика входного шумового тока $\overline{|i|}$ ОПРм, полученная по приведенным исходным данным с помощью моделирования в САПР AWR Microwave Office, представлена на рис. 4. С помощью маркеров на графике и в предпоследней колонке таблицы показаны значения $\overline{|i|}$ на ряде фиксированных частот. В последней колонке таблицы также приведены значения шумового тока ОПРм, рассчитанные на тех же частотах с помощью формулы (10). Как видно, они полностью совпадают с результатами моделирования в САПР. Расчет показал, что величины входного шумового тока ОПРм с использованием отечественных ФД и КМОП ТИУ на частотах до 15 ГГц не превышают 13 пА / $\sqrt{\text{Гц}}$, что примерно соответствует уровню ОПРм с ТИУ на зарубежных РЧ КМОП-технологиях.

Заключение

Выведенная в настоящей работе формула позволяет удобно и точно рассчитать входной шумовой ток СВЧ ОПРм по известной ЭС ФД и измеренным стандартным шумовым параметрам ИС ТИУ. Формула также учитывает паразитные параметры ФД и его соединения с ТИУ. По шумовому току далее можно найти другие важные шумовые характеристики ОПРм [1–4]. Выполненный расчет входного шумового тока интегрального СВЧ ОПРм на базе отечественных компонентов показал, что в полосе до 15 ГГц его значения находятся на уровне зарубежных ОПРм с КМОП ТИУ.

Работа выполнялась в рамках государственного задания при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (уникальный идентификатор FEWM-2023-0014).

Литература

1. Sibley M. Optical communications. Components and Systems. – Cham, Switzerland: Springer, 2020. – 250 p.
2. Razavi B. Design of integrated circuits for optical communications. – Hoboken: Wiley, 2012. – 444 p.
3. Gao J. Optoelectronic integrated circuit design and device modeling. – Beijing: Higher Education Press, 2011. – 292 p.
4. Sackinger E. Analysis and design of transimpedance amplifiers for optical receivers. – Hoboken: Wiley, 2018. – 573 p.
5. Voinigescu S., High-frequency integrated circuits. – New York: Cambridge University Press, 2013. – 902 p.
6. Leven A., Reuter R., Baeyens Y. Unified analytical expressions for transimpedance and equivalent input noise current of optical receivers // IEEE Trans. – 2000. – Vol. MTT-48, – No. 10. – PP. 1701–1706.
7. Dobrowolski J.A. Introduction to computer methods for microwave circuit analysis and design. – Boston: Artech House, 1991. – 427 p.
8. Vasilescu G. Electronic noise and interfering signals. Principles and applications. – New York: Springer, 2006. – 710 p.
9. Текшев В.Б. Шумовые свойства ВЧ- и СВЧ-транзисторов // Радиотехника. – 1980. – Т. 35, № 2. – С. 52–54.
10. Коряковцев А.С. Компьютерный символьный анализ и исследование сигнальных характеристик СВЧ-интегрального трансимпедансного усилителя на КМОП-транзисторах / А.С. Коряковцев, Л.И. Бабак, А.А. Коколов // Доклады ТУСУР. – 2023. – Т. 26, № 1. – С. 7–15.
11. ПАО «Микрон»: офиц. сайт [Электронный ресурс]. – URL: <https://mikron.ru/> (дата обращения: 17.09.2023).

Черкашин Михаил Владимирович

Канд. техн. наук, доцент каф. компьютерных систем в управлении и проектировании (КСУП) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: mikhail.v.cherkashin@tusur.ru

Бабак Леонид Иванович

Д-р техн. наук, директор НИИ микроэлектронных систем (НИИ МЭС) ТУСУРа,
доцент, проф. каф. КСУП ТУСУРа
Эл. почта: leonid.babak@mail.ru

М.В. Черкашин, А.С. Коряковцев

Программа моделирования и автоматизированного расчета СВЧ-оптических приемников и трансимпедансных усилителей на основе символьного анализа

Разработана программа моделирования и автоматизированного расчета интегральных СВЧ-оптических приемников (ОПрм) и трансимпедансных усилителей (ТИУ), выполненных на КМОП-транзисторах. Программа базируется на совместном применении компьютерного символьного анализа и моделей транзисторов в виде эквивалентных схем. Она позволяет для ряда типовых схем усилительных каскадов определить значения элементов, отвечающие заданным значениям уровня трансимпеданса или полосы пропускания ОПрм либо ТИУ при обеспечении максимально-плоской формы амплитудно-частотной характеристики. Возможно также автоматическое получение символьных выражений для сигнальных характеристик ОПрм и ТИУ с целью дальнейшего аналитического исследования.

Ключевые слова: программа, символьный анализ, расчет, трансимпедансный усилитель, оптический приемник, КМОП-транзистор.

Современные интегральные СВЧ-оптические приемники (ОПрм), используемые в волоконно-оптических линиях связи, достигают полос пропускания одного приемного канала до нескольких десятков ГГц. Основными компонентами ОПрм являются кристалл фотодиода (ФД) и интегральная схема трансимпедансного усилителя (ТИУ), которые при гибридной интеграции соединяются с помощью разварочных провололок либо других соединительных элементов, оказывающих влияние на характеристики приемника. При построении СВЧ ТИУ для расширения полосы пропускания используются схемы каскадов с использованием отрицательных обратных связей (ООС) и элементов высокочастотной коррекции [1–3]. Существующие методы расчета таких усилителей, как правило, базируются на моделях активных элементов в виде идеального операционного усилителя [1–3] и упрощенных аналитических выражениях, что не обеспечивает нужной точности в СВЧ-диапазоне и требует далее применения процедур параметрической оптимизации.

В [4, 5] предложены методики исследования и проектирования СВЧ ТИУ, базирующиеся на совместном применении компьютерного символьного анализа и линейных моделей транзисторов в виде эквивалентных схем (ЭС). В качестве основы для символьного анализа используется метод узловых потенциалов, а получение символьных (аналитических) выражений для характеристик ТИУ выполняется с помощью алгоритмов компьютерной алгебры. В [4] показано, что такой подход дает возможность проанализировать с помощью автоматически генерируемых формул влияние различных параметров схемы на характеристики усилителя, включая устойчивость, а также помогает выбрать конструкции и размеры КМОП-транзисторов для интегральных ТИУ.

В [5] на основе классического метода Г.В. Брауде [6, 7] предложена методика расчета корректирующих элементов усилительных каскадов ТИУ на КМОП-транзисторах для получения максимально-плоской амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) трансимпеданса. Однако в [4, 5] проце-

дуры символьного анализа и расчета реализованы в математическом пакете MathCAD как исследовательские программы отдельно для каждой рассчитываемой схемы каскада ТИУ. Это не обеспечивает достаточной степени автоматизации и удобства применения, в том числе для сторонних пользователей.

С целью устранения указанного недостатка была разработана описываемая далее программа SYMATIA (Symbolic Analysis of Trans-Impedance Amplifiers) для моделирования и автоматизированного расчета интегральных ОПрм и ТИУ, выполненных на КМОП-транзисторах. Программа реализована в среде научных и математических расчетов MatLab. Она позволяет применительно к выбранной схеме каскада усилителя автоматически получить символьные выражения для основных сигнальных характеристик ТИУ с ФД, а также определить значения элементов схемы, отвечающие заданным значениям уровня трансимпеданса или полосы пропускания при обеспечении максимально-плоской формы АЧХ. В настоящее время в программе SYMATIA предусмотрен выбор одной из трех распространенных схем каскадов ТИУ [1–3], однако она может быть легко расширена путем включения других схем.

Описание программы

Эквивалентная схема рассчитываемого ОПрм, включающего ФД, усилительный каскад ТИУ и элементы их соединения, показана на рис. 1.

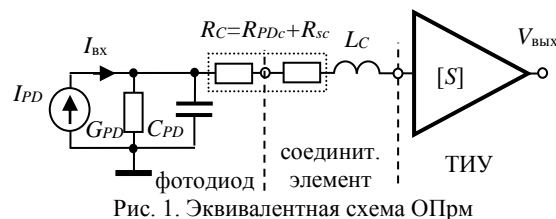


Рис. 1. Эквивалентная схема ОПрм

Фотодиод в схеме описывается следующими элементами: I_{PD} – источник фототока; C_{PD} – емкость ФД; G_{PD} – сумма проводимости обратно смещенного ФД и проводимости резистора, через который на диод подается напряжение смещения; R_C – сумма омического сопротивления контактной области ФД

(R_{PDc}) и омического сопротивления соединительного элемента (R_{sc}); L_C – индуктивность соединительного элемента.

Программа SYMATIA позволяет рассчитать как ОПРм на рис. 1, так и отдельный усилительный каскад ТИУ (без ФД). В последнем случае нужно положить $G_{PD}=0$ и $R_{PDc}=0$, однако при этом в случае необходимости элементы C_{PD} , $R_C=R_{sc}$ и L_C могут моделировать соответственно паразитную емкость входной контактной площадки, сопротивление и индуктивность соединения с внешней схемой.

КМОП-полевые транзисторы (ПТ) в программе представлены стандартной упрощенной эквивалентной схемой (ЭС) [1–3] (рис. 2).

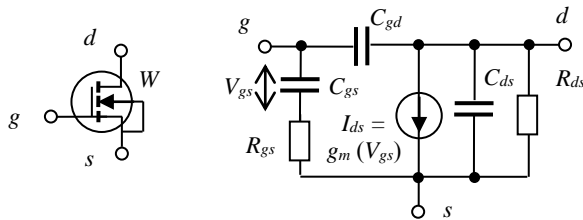


Рис. 2. Эквивалентная схема КМОП ПТ

Пользователь может задать модель ПТ как через значения элементов ЭС (R_{gs} , R_{ds} , C_{gs} , C_{gd} , C_{ds} , g_{m0}) в выбранной рабочей точке по постоянному току, так и через общую ширину затвора ПТ W . При изменении W значения элементов ЭС будут автоматически пересчитаны.

В настоящее время в программе SYMATIA в качестве усилительного каскада ТИУ может быть выбрана одна из трех типовых схем, часто применя-

емых на практике при построении КМОП ТИУ [1–3]: а) каскад на одном ПТ с общим истоком (ОИ); б) каскад на основе КМОП-инвертора на двух ПТ разного типа проводимости с ОИ; в) каскад на двух ПТ по схеме ОИ – общий сток (ОС) (рис. 3).

В программе реализованы два режима – анализ и синтез. Входными данными в обоих режимах являются: 1) тип схемы усилительного каскада ТИУ; 2) параметры ЭС КМОП ПТ; 3) параметры моделей фотодиода и соединения с ТИУ (C_{PD} , G_{PD} , R_C , L_C); 4) сопротивления резисторов R_1 и R_2 , обеспечивающих смещение по постоянному току.

В режиме **анализа** (символьного и численного моделирования) нужно также задать значения элементов цепи ООС (R_f и L_f). По этим данным программа рассчитывает и выводит графики частотных характеристик ОПРм или ТИУ (АЧХ, ФЧХ и ГВЗ) для трансимпеданса Z_T и коэффициента усиления по напряжению K_U , а также для входного ($Z_{вх}$) и выходного ($Z_{вых}$) импедансов ТИУ. Кроме того, рассчитываются значения трансимпеданса на низкой (нулевой) частоте Z_{T0} и верхней граничной частоты полосы пропускания $f_{3дБ}$. Также можно вывести на экран или в текстовый файл символьные выражения для характеристик ТИУ, представленные в виде дробно-рациональных функций для дальнейшего исследования.

В режиме **синтеза** (расчета) требуемые величины Z_{T0} или $f_{3дБ}$, наоборот, задаются, и программа рассчитывает значения элементов цепи ООС (R_f и L_f), соответствующие максимально-плоской формы АЧХ ОПРм или ТИУ в полосе пропускания.

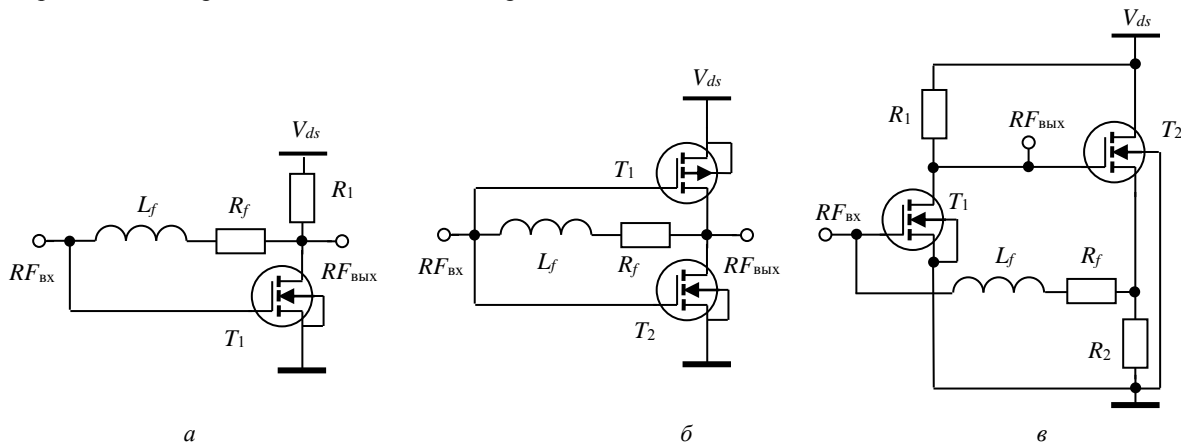


Рис. 3. Типовые схемы усилительных каскадов ТИУ:

а – каскад на ПТ с ОИ; б – КМОП-инвертор на двух ПТ с разной проводимостью; в – каскад на двух ПТ по схеме ОИ–ОС

Рассмотрим особенности реализации алгоритмов символьного анализа и расчета ОПРм и ТИУ в программе SYMATIA, отличающие их от [4, 5]. Так, здесь формирование матрицы проводимости исследуемой схемы формализовано, т.е. выполняется по заданным узлам подключения каждого элемента. Поэтому легко могут быть добавлены другие схемы усилительных каскадов ТИУ. Кроме того, элементы C_{PD} , G_{PD} , R_C и L_C не рассматриваются как внешние постоянные компоненты, а тоже включаются в матрицу проводимости и, соответственно, в получаемые

символьные выражения для характеристик, это позволяет аналитически исследовать их влияние на характеристики ОПРм.

Еще одним полезным нововведением является хранение не сразу всей полученной функции в символьной форме, а отдельно каждого символьного коэффициента числителя и знаменателя дробно-рациональной функции. Это дает возможность своеобразного способа упрощения функции при необходимости путем простого отбрасывания мало влияющих символьных коэффициентов, что полезно

как при аналитическом исследовании, так и при синтезе ТИУ.

Весьма полезным является также использование предусмотренного в пакете MATLAB смешанного символьно-численного анализа, когда одни из переменных в функции задаются в виде буквенных символов, а другие – своими численными значениями. Это позволяет значительно сократить порядки и сложность как получаемых символьных функций для исследования, так и решаемых полиномиальных уравнений в режиме синтеза. Благодаря такому упрощению функций и символьно-численному анализу появилась возможность формирования и решения уравнений для определения значений элементов цепей ООС, отвечающих требуемым значениям уровня трансимпеданса или полосы пропускания ОПрм, либо ТИУ. Более того, в программе элементы, характеризующие ФД и соединение с ТИУ (C_{PD} , G_{PD} , R_C и L_C) (см. рис. 1), могут быть учтены не только при моделировании, но и при синтезе. Иначе говоря, алгоритм определяет сопротивление R_f и индуктивность L_f в цепях ООС каскадов ТИУ на рис. 3, соответствующие максимально-плоской форме АЧХ приемника, с учетом заданных значений указанных выше элементов.

Пример применения программы

С целью демонстрации возможностей программы SYMATIA приведем несколько вариантов расчета элементов простого интегрального ОПрм, содержащего ФД и входной каскад ТИУ по схеме ОИ–ОС (см. рис. 3, б). При этом ИС ТИУ выполняется на основе отечественной радиочастотной (РЧ) 90 нм КМОП-технологии ПАО «Микрон». Параметры фотодиода близки к параметрам как отечественного ФД, изготовленного по технологии ИФП СО РАН [8], так и зарубежных диодов, обеспечивающих полосы частот 15–20 ГГц.

Элементы ЭС n МОП-транзисторов с разной общей шириной затвора W для указанной технологии были найдены по результатам зондовых измерений S -параметров на пластине. Значения этих элементов при напряжениях смещения $V_{gs} = 0,65-0,7$ В, $V_{ds} = 1,2$ В представлены в таблице. С помощью аппроксимации были получены выражения в виде полиномов для связи между элементами ЭС и величиной W .

Значения элементов ЭС КМОП-транзистора для трех значений ширины затвора ($W = 35, 70$ и 105 мкм)

W , мкм	C_{gs} , фФ	C_{gd} , фФ	C_{ds} , фФ	R_{gs} , Ом	R_{ds} , Ом	g_{m0} , мСм
35	28	14	20	10	1300	21
70	54	26	44	10	360	43
105	79	38	70	10	170	65

Для моделирования и расчета ОПрм задаем следующие входные данные программы: 1) ширина затвора КМОП ПТ $W = 35$ мкм, величины резисторов $R_1 = 200$ Ом, $R_2 = 800$ Ом; 2) параметры моделей ФД и соединения с ТИУ: $R_{PD} = 110$ кОм, $C_{PD} = 200$ фФ, $R_C = 5$ Ом, $L_C = 0,5$ нГн.

Вариант 1. Сначала выполним расчет (синтез) ОПрм для обеспечения требуемого значения транс-

импеданса на низкой частоте $Z_{T0} = 200$ Ом. В результате получены следующие значения элементов цепи ООС ТИУ: $R_f = 254,8$ Ом, $L_f = 2,76$ нГн. При этом граничная частота полосы пропускания ОПрм равна $f_{3дб} = 9,27$ ГГц. Графики АЧХ и ГВЗ приемника показаны на рис 4 (сплошная линия).

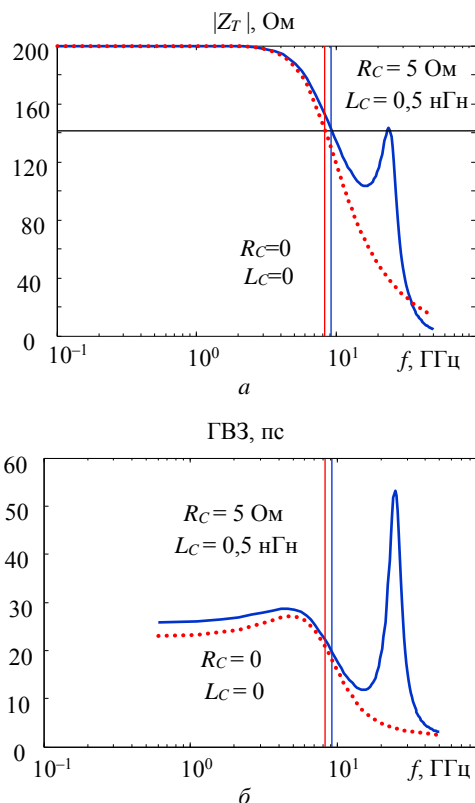


Рис. 4. Частотные характеристики ОПрм для заданной величины $Z_{T0} = 200$ Ом: трансимпеданс $|Z_T|$ (а) и ГВЗ (б)

Вариант 2. Если для той же величины Z_{T0} считать элементы ТИУ при идеальных ФД и соединительном элементе ($R_C = L_C = 0$), тогда получим: $R_f = 254,8$ Ом, $L_f = 3,25$ нГн; $f_{3дб} = 8,35$ ГГц. Графики АЧХ и ГВЗ трансимпеданса ОПрм также приведены на рис. 4 (пунктирная линия).

Таким образом, несмотря на то, что во 2-м варианте расчета суммарное сопротивление контактной области ФД R_{PDc} и соединительного элемента R_{sc} полагается равным нулю (т.е. рассматривается идеальный случай), получено меньшее значение полосы пропускания приемника. Это объясняется тем, что в 1-й варианте индуктивность соединительного элемента L_c , которая взята ненулевой, играет роль дополнительного последовательного корректирующего элемента, расширяющего полосу пропускания ТИУ.

Однако наличие такого элемента в схеме может приводить к появлению выброса на АЧХ (см. рис. 4, а) и, соответственно, к ухудшению равномерности характеристики ГВЗ (см. рис. 4, б). Такой эффект был впервые отмечен в работах Г.В. Брауде [6], и для его компенсации предложено использовать специальные схемы подавления выброса в следующих каскадах [6, 7].

Вариант 3. Теперь выполним расчет ОПРм по заданной полосе пропускания. При тех же входных данных для требуемого значения верхней граничной частоты приемника $f_{з\delta\beta} = 10$ ГГц с помощью программы найдем следующие величины элементов цепи ООС ТИУ: $R_f = 245,6$ Ом, $L_f = 2,52$ нГн. При этом низкочастотное значение трансимпеданса усилителя равно $Z_{T0} = 193$ Ом, график АЧХ для этого случая показан на рис. 5 (сплошная линия).

Вариант 4. При той же заданной $f_{з\delta\beta} = 10$ ГГц в идеальном случае ($R_C = L_C = 0$) получим: $R_f = 210,4$ Ом, $L_f = 2,18$ нГн, $Z_{T0} = 167$ Ом, АЧХ представлена тоже на рис. 5 (пунктирная линия). Как и следовало ожидать, в 3-м и 4-м вариантах расчета из-за расширения полосы пропускания коэффициент трансимпедансного усиления Z_{T0} стал ниже, чем в предыдущих двух вариантах. Однако здесь использование корректирующего действия индуктивности L_C при одинаковой полосе приводит к повышению трансимпеданса Z_{T0} .

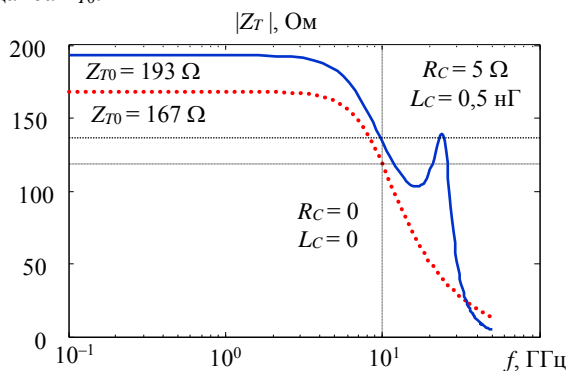


Рис. 5. Частотные характеристики трансимпеданса ОПРм для заданной верхней граничной частоты $f_{з\delta\beta} = 10$ ГГц

Заключение

Разработанная программа SYMATIA дает возможность выполнить быстрый автоматизированный расчет и моделирование интегральных ОПРм и ТИУ, выполненных на КМОП-транзисторах, с учетом паразитных параметров ФД и соединительного элемента между ФД и ТИУ. Программа для ряда типовых схем усилительных каскадов находит значения элементов, соответствующие максимально-плоской форме АЧХ трансимпеданса. Возможно также автоматическое получение (генерация) символьных выражений для сигнальных характеристик ОПРм и ТИУ с целью дальнейшего аналитического исследования.

Данная работа выполнялась в рамках государственного задания при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (уникальный идентификатор FEWM-2022-0006).

Литература

1. Razavi B. Design of Integrated Circuits for Optical Communications. – Hoboken: Wiley, 2012. – 444 p.
2. Gao J. Optoelectronic integrated circuit design and device modeling. – Beijing: Higher Education Press, 2011. – 292 p.
3. Sackinger E., Analysis and Design of Transimpedance Amplifiers for Optical Receivers. – Hoboken: Wiley, 2018. – 573 p.
4. Коряковцев А.С. Компьютерный символьный анализ и исследование сигнальных характеристик СВЧ-интегрального трансимпедансного усилителя на КМОП-транзисторах / А.С. Коряковцев, Л.И. Бабака, А.А. Коколов // Доклады ТУСУР. – 2023. – Т. 26, № 1. – С. 7–15.
5. Коряковцев А.С. Символьный анализ и расчет входного каскада СВЧ-трансимпедансного усилителя по схеме КМОП-инвертора с обратной связью / А.С. Коряковцев, Л.И. Бабака, А.А. Коколов // XII Всерос. науч.-техн. конф. «Электроника и микроэлектроника СВЧ». – 2023. – С. 145–150.
6. Брауде Г.В. Коррекция телевизионных и импульсных сигналов. – М.: Связь, 1967. – 249 с.
7. Лурье О.Б. Усилители видеочастоты. – М.: Сов. радио, 1961. – 676 с.
8. Журавлев К.С. Мощные СВЧ-фотодиоды на основе гетероструктур InAlAs/InGaAs, синтезируемых методом молекулярно-лучевой эпитаксии / К.С. Журавлев, А.М. Гилянский, И.Б. Чистохин, Н.А. Валишева, Д.В. Дмитриев, А.И. Торопов, М.С. Аксенов, А.Л. Чиж, К.Б. Микитчук // Журнал технической физики. – 2021. – Т. 91, № 7. – С. 1158–1163.

Черкашин Михаил Владимирович

Канд. техн. наук, доцент каф. компьютерных систем в управлении и проектировании (КСУП) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: mikhail.v.cherkashin@tusur.ru

Коряковцев Артём Сергеевич

Аспирант каф. КСУП ТУСУРа, мл. науч. сотр. лаб. проектирования радиочастотных интегральных схем и систем на кристалле (ЛПРИС и СНК) научно-исследовательского института микроэлектронных систем (НИИ МЭС) ТУСУРа
Эл. почта: artem.s.koriakovtsev@tusur.ru

А.Г. Долгих, Е.С. Барбин, Л.И. Бабак

Моделирование эффективности торцевого ввода излучения в оптический волновод с тейпером на основе технологии «кремний-на-изоляторе»

Выполнен расчет эффективности ввода-вывода излучения в тейпер при торцевом соединении с помощью метода перекрытия мод. Определены потери на распространение излучения для ТЕ- и ТМ-мод при различных значениях ширины волновода и диаметра поля моды излучения для прямого и инвертированного тейперов.

Ключевые слова: торцевое соединение, ФИС, оптоволокно, прямой тейпер, инвертированный тейпер, диаметр поля моды, эффективность ввода.

Технология «кремний-на-изоляторе» (КНИ) в настоящее время является одной из самых перспективных для изготовления фотонных интегральных схем (ФИС) благодаря своей низкой стоимости. При проектировании КНИ ФИС важным вопросом является разработка устройств ввода-вывода излучения из оптоволокну в интегральный волновод. Существует два основных способа ввода излучения в интегральный волновод: вертикальный с использованием дифракционных решеток и торцевой на основе тейперов – волноводов с плавно изменяющимся сечением. Вертикальный ввод с дифракционными решетками, с одной стороны, позволяет уменьшить размеры и стоимость ФИС, но, с другой стороны, он менее технологичен, имеет ограниченную полосу пропускания, высокие вносимые потери и сильно чувствителен к поляризации излучения. При торцевом вводе излучения обеспечиваются широкая полоса пропускания, низкие потери на распространение (1–3 дБ [1–3]) и нечувствительность к поляризации света. Недостатки такого способа ввода связаны с потребностью точного позиционирования оптоволокну и ФИС и подготовки торцевых поверхностей.

При реализации торцевого соединения в ФИС возникает необходимость в преобразовании волноводной моды, сильно ограниченной размерами интегрального волновода, в моду оптоволокну гораздо большего диаметра. Эта функция выполняется с помощью так называемого конвертера оптических мод (*англ. spot-size converter*). При этом происходит устранение несоответствия как геометрических размеров, так и эффективных показателей преломления мод оптоволокну и волновода.

Самым простым вариантом торцевого соединения являются прямые тейперы (*англ. taper*), образованные расширением сердечника кремниевого волновода в плоскости подложки ФИС по направлению к оптоволокну, при этом высота тейпера равна высоте интегрального волновода. Это приводит к расширению волноводной моды в горизонтальном направлении, но в вертикальном направлении всё ещё имеется значительное несоответствие размеров мод.

Более распространенный и эффективный вариант реализации торцевого соединения – это применение в качестве конвертера мод инвертированного тейпера, который из-за уменьшенных размеров име-

ется также нанотейпером [4, 5]. Инвертированный тейпер образован, наоборот, сужением сердечника кремниевого волновода в направлении к оптоволокну, что приводит к экспоненциальному увеличению размеров моды ближе к концу тейпера.

Целью данной работы является моделирование и сравнение эффективности двух видов торцевых тейперов, выполненных на основе технологии КНИ – прямого и инвертированного.

Моделирование было проведено с помощью программного пакета Ansys Lumerical на основе метода перекрытия мод [6]. На рис. 1 представлена модель инвертированного тейпера длиной 100 мкм.

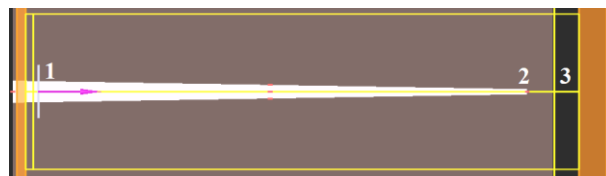


Рис. 1. Модель инвертированного тейпера:
1 – вход излучения из ФИС; 2 – выход в оптоволокно (конец тейпера); 3 – монитор (воздух)

Источник оптического излучения 1 (см. рис. 1) располагался в конце интегрального волновода, выполненного на основе технологии КНИ, который представляет собой кремниевый сердечник с поперечным сечением 220×550 нм, окруженный слоями оксида кремния по 2 мкм сверху и снизу. Эффективность ввода-вывода излучения в оптоволокно рассчитывалась численно путем моделирования распределения оптического поля на выходе 2 тейпера. В среде FDTD пакета ПО на торцевом выходе ФИС в воздухе располагался так называемый монитор 3, который принимает и сохраняет профиль оптического поля. Рассчитанный таким образом профиль оптического поля на конце инвертированного тейпера показан на рис. 2, а.

Затем в среде MODE пакета ПО выполнен расчет перекрытия полученного профиля моды [6] с идеальным гауссовым пучком света (рис. 2, б), при этом идеальными линзами создавались различные диаметры D_w моды этого пучка (*англ. waist diameter*). На рис. 2, б показано распределение поля в гауссовом пучке при диаметре моды $D_w = 2$ мкм. Из рис. 2 видно, что профили мод нанотейпера и оптоволокну

близки по размеру, но не совпадают по форме, поэтому возникают потери из-за несоответствия мод.

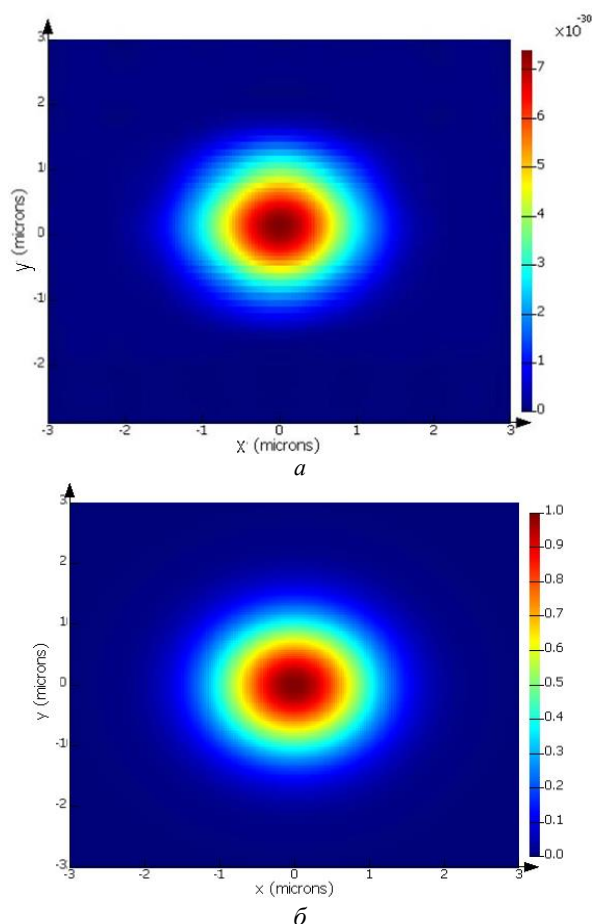


Рис. 2. Распределение оптического поля:
а – на выходе тейпера; б – в идеальном гауссовом пучке

На рис. 3, 4 показаны результаты моделирования распространения поля вдоль нанотейпера при длине волны 1550 нм. Моделирование показывает пространственные колебания, которые возникают из-за отражения на границе раздела оксид–воздух и оксид–кремний. Видно, что поле расширяется по мере распространения слева направо.

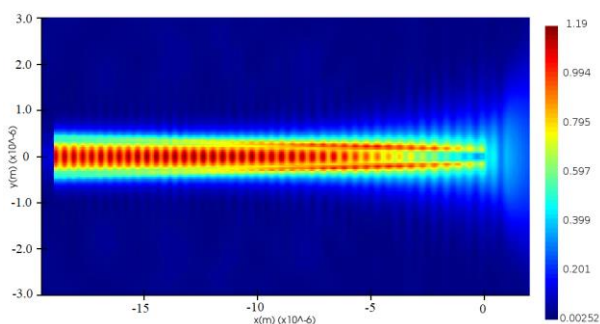


Рис. 3. Распределение оптического поля в тейпере (XY, вид сверху)

Результаты моделирования коэффициента передачи (потерь на распространение) тейпера при различной ширине его конца (Waveguide width) и диаметра моды входного пучка (Waist diameter) пред-

ставлены на рис. 5–8. Для прямого тейпера ширина его конца и диаметр моды изменялись в диапазоне от 0,5 до 10 мкм (см. рис. 5, 7). Для нанотейпера выбран диапазон изменения ширины его конца от 0,1 до 0,5 мкм и диапазон изменения диаметра моды от 1 до 5 мкм (см. рис. 6, 8).

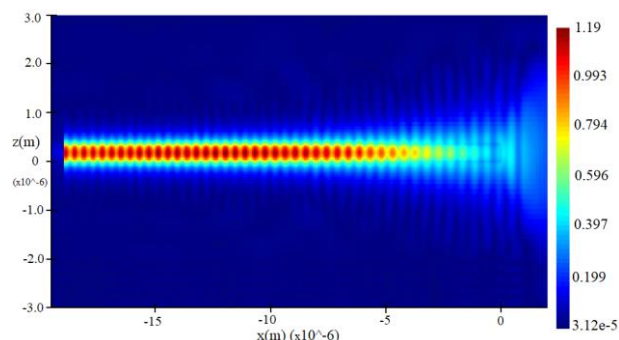


Рис. 4. Распределение оптического поля в тейпере (XZ, вид сбоку)

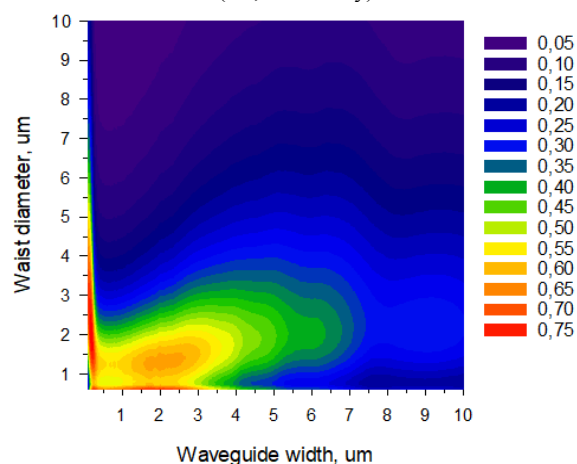


Рис. 5. Зависимость коэффициента передачи прямого тейпера от ширины его конца и диаметра пучка входной моды (TE)

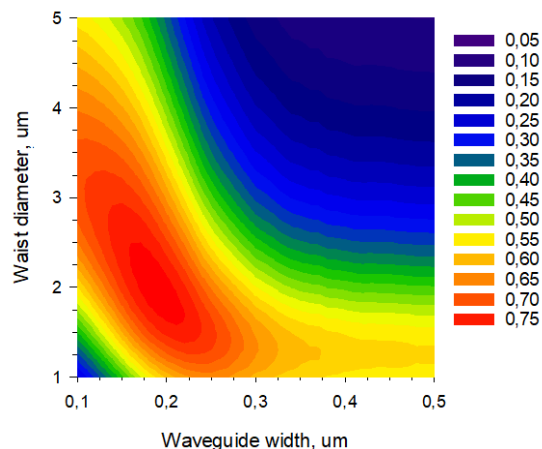


Рис. 6. Зависимость коэффициента передачи нанотейпера от ширины его конца и диаметра пучка входной моды (TE)

Моделирование показывает, что для прямого тейпера (см. рис. 5, 7) наибольшую эффективность ввода (значение коэффициента передачи 0,65–0,7) имеют линзованные оптоволоконна с диаметрами поля

моды 1,5–2 мкм и шириной конца тейпера 1,5–3 мкм. Потери на распространение излучения составляют 1,5–2 дБ для ТЕ- и ТМ-мод. Для инвертированного тейпера (см. рис. 6, 8) можно добиться эффективности ввода 0,75–0,8, что соответствует потерям 1–2 дБ. Если требуется минимальная чувствительность к поляризации моды, то при диаметре пучка 1,5–2,5 мкм ширина конца нанотейпера должна лежать в диапазоне 150–230 нм для ТЕ-моды и 150–300 нм для ТМ-моды с незначительно большими для нее потерями.

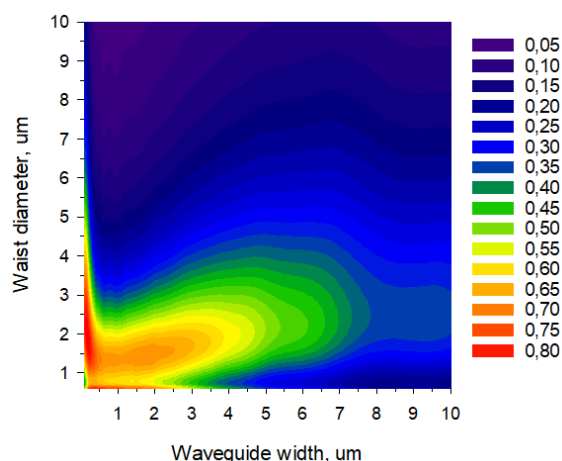


Рис. 7. Зависимость коэффициента передачи прямого тейпера от ширины его конца и диаметра пучка входной моды (ТМ)

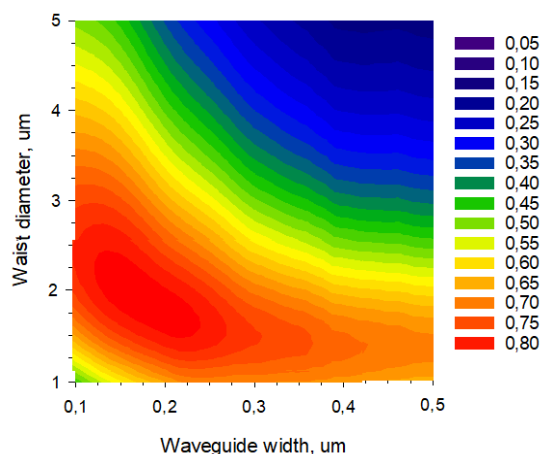


Рис. 8. Зависимость коэффициента передачи нанотейпера от ширины его конца и диаметра пучка входной моды (ТМ)

Исследование выполнено при поддержке гранта Российского научного фонда № 21-79-10077, <https://rscf.ru/project/21-79-10077/>

Литература

1. Fang N. Three-dimensional tapered spot-size converter based on (111) silicon-on-insulator / N. Fang, Z. Yang, A. Wu, J. Chen, M. Zhang, S. Zou, X. Wang // IEEE Photonics Technology Letters – 2009. – Vol. 21, Iss. 12. – PP. 820–822.
2. Pu M. Ultra-low-loss inverted taper coupler for silicon-on-insulator ridge waveguide / M. Pu, L. Liu, H. Ou, K. Yvind, J.M. Hvam // Optics Communications. – 2010. – Vol. 283, Iss. 19. – PP. 3678–3682.
3. Долгих А.Г. Моделирование и измерения оптических элементов на основе КНИ-технологии для интегрального приемника / А.Г. Долгих, Е.С. Барбин, Л.И. Бабак, А.А. Коколов // Радиофизика, фотоника и исследование свойств вещества: тезисы докл. II Рос. науч. конф. – Омск, 2022. – С. 237–239.
4. Almeida V.R. Nanotaper for compact mode conversion / V.R. Almeida, R.R. Panepucci, M. Lipson // Optics Letters. – 2003. – Vol. 28, Iss. 15. – PP. 1302–1304.
5. Bakir B.B. Low-loss (< 1 dB) and polarization-insensitive edge fiber couplers fabricated on 200-mm silicon-on-insulator wafers / B.B. Bakir, A.V. de Gyves, R. Orob-tchouk, P. Lyan, C. Porzier, A. Roman, J.-M. Fedeli // IEEE Photonics Technology Letters – 2010. – Vol. 22, Iss. 11. – PP. 739–741.
6. Chrostowski K., Hochberg M. Silicon photonics design: From devices to systems // In Silicon Photonics: Fueling the Next Information Revolution. – 1st Ed., Cambridge University Press: Cambridge, UK, 2015.

Долгих Антонина Геннадьевна
Канд. техн. наук, с.н.с. НИИ МЭС
Томского государственного университета
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: ivanovaag7@gmail.com

Барбин Евгений Сергеевич
Канд. техн. наук, ст. науч. сотр. НИИ МЭС ТУСУРа
Эл. почта: bar_es@mail.ru

Бабак Леонид Иванович
Д-р техн. наук, доцент, директор НИИ МЭС ТУСУРа
Эл. почта: leonid.babak@mail.ru

В.С. Швоев, Н.А. Набережнев, Е.В. Кабанова, А.Е. Горяинов

Разработка модуля быстродействующего моделирования характеристик СВЧ ИС МШУ

Для решения задачи синтеза СВЧ-малошумящего усилителя (МШУ), основанного на применении генетического алгоритма (ГА), требуется многократно выполнять расчёт характеристик проектируемого устройства, что накладывает требования к быстродействию моделирования. Целью данной статьи являются выбор способа моделирования, подходящего под критерии задачи синтеза, а также реализация выбранного способа в виде программного модуля. На основе анализа выбран матричный метод моделирования, обеспечивающий наибольшее быстродействие и достаточно точный для задач моделирования характеристик СВЧ МШУ. Была создана и реализована архитектура расчета матричным методом для программы синтеза СВЧ-интегральной схемы (ИС) МШУ.

Ключевые слова: малошумящий усилитель, сверхвысокие частоты, синтез, генетический алгоритм, моделирование, интегральная схема, четырехполосники.

В настоящее время активно разрабатываются методики, алгоритмы и приложения, выполняющие автоматизированное и автоматическое проектирование СВЧ-устройств, таких как малошумящие усилители (МШУ), многоступенчатые аттенюаторы и фазовращатели. Одним из подходов решения задачи синтеза является применение генетического алгоритма (ГА), в работе которого выполняется многократное моделирование [1–3].

Для расчета характеристик одного схемного решения, состоящего из порядка 50 элементов, в специализированных САПР тратится от одной до двух секунд. Во время синтеза устройств ГА выполняет комбинирование сотен схемных решений за одну итерацию. В зависимости от задач для синтеза СВЧ МШУ может потребоваться до нескольких тысяч итераций, что в традиционной САПР может потребовать несколько десятков часов непрерывного моделирования. Для того чтобы время синтеза одного устройства было приемлемым с точки зрения практического применения, необходимо разработать модуль быстродействующего моделирования характеристик СВЧ МШУ, обеспечивающий кратко меньшее время моделирования по сравнению с традиционными САПР.

Помимо быстродействия, разрабатываемый модуль должен обладать точностью, соизмеримой с традиционными САПР. Известно, что моделирование однокаскадного МШУ (рис. 1), использующего в структуре модели реальных элементов 0,25 мкм GaAs pHEMT-технологического процесса в 10 ч точках, в программе Cadence Microwave Office занимает от 10 до 30 мс на табличных моделях.

Моделирование характеристик схемного решения в алгоритме синтеза выполняется в два этапа:

1) моделирование матриц шумовых и S -параметров;

2) расчет целевых характеристик цепи на основе полученных матриц.

К целевым характеристикам СВЧ ИС МШУ относятся:

– коэффициент усиления ($|S_{21}|$);

– коэффициент шума (NF);

– входной и выходной коэффициенты отражения ($|S_{11}|, |S_{22}|$);

– коэффициент устойчивости (K) [4].

Основная расчетная нагрузка ложится на первый этап моделирования, следовательно, именно от его реализации будет зависеть быстродействие всего модуля.

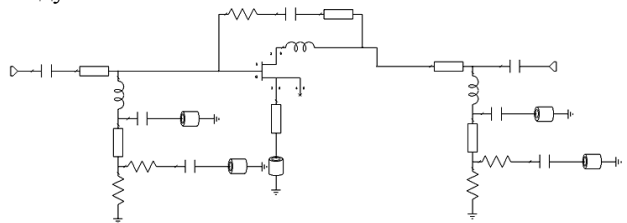


Рис. 1. Пример однокаскадного СВЧ ИС МШУ

Для реализации модуля были рассмотрены методы моделирования:

– универсальные линейные;

– матричные;

– нелинейные;

– электромагнитное моделирование (ЭМ).

Универсальные линейные методы моделирования представляют собой методы, которые могут рассчитывать характеристики для произвольной конфигурации ИС. Одним из часто используемых методов является метод узловых потенциалов (МУП). Данный метод может применяться для цепей типа усилителей в линейном режиме, фильтров, направленных ответвителей, делителей мощности и др., чьи элементы могут быть описаны матрицей полных проводимостей. Для линейного моделирования характерно определение измеряемых величин типа усиления, устойчивости, коэффициента отражения, коэффициента передачи [5].

Алгоритм на базе метода узловых потенциалов позволяет моделировать схемы СВЧ ИС усилителей произвольной конфигурации. Однако при использовании этого метода (как в классической постановке, так и модифицированных вариантах) необходимо

решение системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ), что существенно увеличит время расчёта характеристик [4].

Матричные методы моделирования основаны на использовании математических операций над матрицами S - или других параметров элементов, соединенных в цепь. В зависимости от типа соединения (каскадное, параллельное, последовательное) могут применяться разные формулы или пересчет матриц в иной тип параметров (Z -, Y - или A -матриц) [4]. По сравнению с МУП, в матричных методах не нужно составлять и решать СЛАУ всего схемного решения, а лишь последовательные математические операции при расчете соединений элементов. Это значительно уменьшает вычислительную нагрузку алгоритма. В качестве недостатков матричных методов можно назвать возможность расчета только линейных характеристик устройств. Также есть ограничения по способам соединения элементов в рассчитываемой цепи. Для цепи, которую нельзя выразить через представленные три типа включения, характеристики не смогут быть посчитанными. Расчет нелинейных характеристик требует более сложных аналитических выражений, которые необходимо определить.

Нелинейные методы моделирования используются для нелинейных систем, в составе которых присутствуют активные элементы. Являются самыми универсальными из перечисленных методов моделирования, и реализуемых в традиционных САПР, например, метод гармонического баланса [6]. Метод гармонического баланса основан на вычислении быстрого преобразования Фурье в численном виде, достаточно затратного по количеству операций и потребляемой памяти. Скорость расчета меньше в сравнении с матричными методами или МУП, но компенсируется возможностью моделирования цепей с любыми произвольными соединениями активных элементов.

Электромагнитное моделирование (ЭМ) является наиболее медленным способом моделирования, так как основано на численных вычислениях электромагнитных полей в двух- или трёхмерном пространстве. ЭМ использует уравнения Максвелла для определения характеристик устройства по его заданной физической геометрии и метод моментов для анализа электромагнитных структур. Метод применяется на этапе разработки топологии устройства и не может быть применен в синтезе схемных решений [7].

На основе анализа представленных методов было принято решение о реализации модуля моделирования на основе матричных методов. Матричные методы являются наиболее быстродействующими, при этом являются достаточными для расчета всех требуемых целевых характеристик СВЧ МШУ.

Разработка и реализация архитектуры

СВЧ ИС МШУ можно представить в виде соединений четырехполюсных (двухпортовых) элементов (транзистор при этом моделируется в вари-

анте подключения с общим истоком, что также позволяет рассматривать его как четырехполюсник). Всего в схемах применяются три вида соединений: каскадное, параллельное и шунтирующее (рис. 2–4).

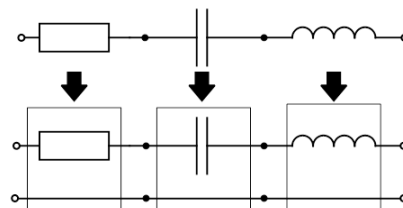


Рис. 2. Представление каскадного соединения

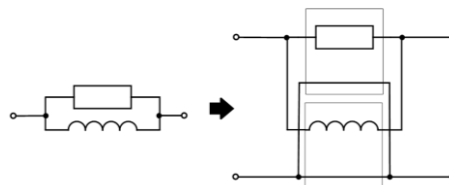


Рис. 3. Представление параллельного соединения

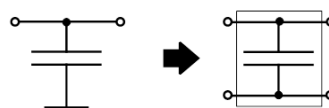


Рис. 4. Представление шунтирующего соединения

Шунтирующее соединение обязательно должно заканчиваться двухполюсным (однопортовым) элементом, например: идеальная земля, отверстие, короткозамкнутый шлейф, холостой шлейф и др.

Для моделирования цепи в качестве входных данных нам необходимо знать шумовые и S -параметры активных элементов, а также S -параметры пассивных. Шумовые параметры пассивных элементов могут быть рассчитаны на основе их S -параметров.

Входные параметры рассеяния, шумовые параметры элементов и соединений могут быть представлены в формате Touchstone-файла (*.s2p и др.) [8].

Реализация модуля моделирования представлена на диаграмме пакетов (рис. 5). Серым цветом отмечены сторонние библиотеки, использованные в реализации.

CommunityToolkit.Mvvm – пакет, который предоставляет удобный инструмент использования шаблона MVVM для создания приложения с пользовательским интерфейсом.

FluentValidation – пакет, который предоставляет инструменты валидации данных, вводимых пользователем.

GeneticSharp – многопоточная библиотека, упрощающая разработку приложений с использованием генетических алгоритмов. Из нее в описанных пакетах моделирования применяются только интерфейс *ICromosome*, который используется для кодирования и декодирования хромосомы схемного решения.

MathNet.Numerics – библиотека, предоставляющая большое количество математических методов и алгоритмов.

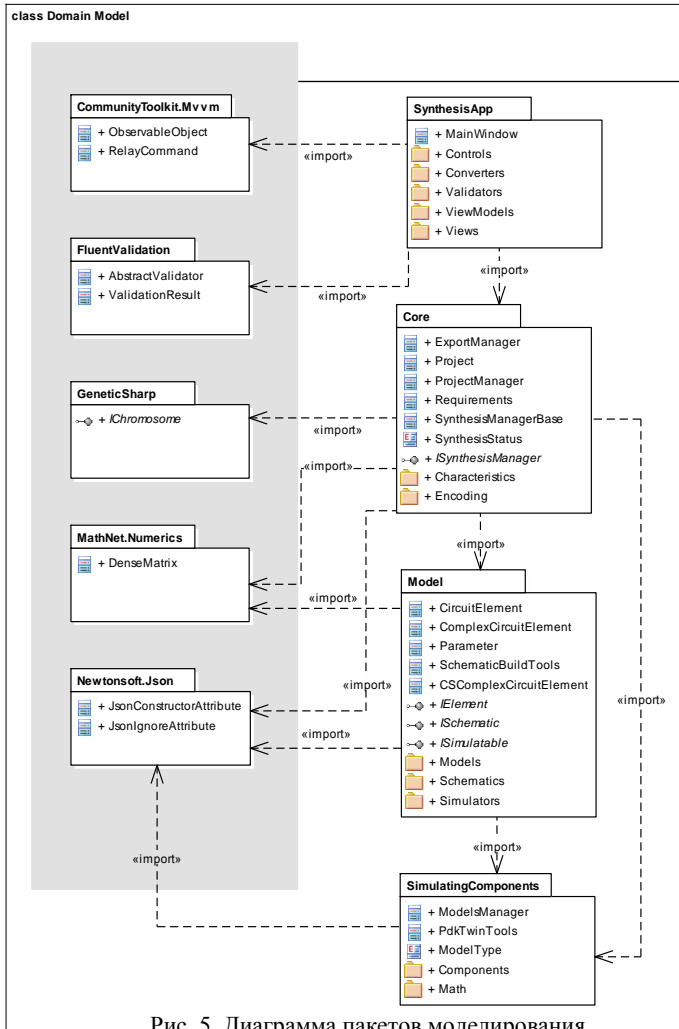


Рис. 5. Диаграмма пакетов моделирования

Newtonsoft.Json – библиотека, которая предоставляет возможность сериализовать и десериализовать объекты в JSON-формат и обратно.

SynthesisApp – основной пакет программы синтеза. В нем хранится интерфейс приложения и основные модели представления. *Core* – пакет логики приложения, в котором хранятся классы данных о текущей сессии, требований к синтезу, а также классы, которые участвуют в кодировании и декодировании хромосомы и управлении процессом синтеза.

SimulatingComponents – пакет, который содержит математические формулы быстрого расчета параметров рассеяния и шумов, полученных из приложения, создающего двойники элементов PDK, PDKBridge.

Model – пакет, предоставляющий возможность моделирования схемного решения, который был получен во время синтеза. Для представления схемного решения в виде объекта моделирования в приложении был использован шаблон проектирования стратегия [9]. Данный шаблон необходим для того, чтобы определять семейства алгоритмов и инкапсуляции каждого из них. Также шаблон стратегия предоставляет возможность взаимозаменяемости объектов, так как в приложении может быть различная структура схемного решения, и каждый объект, кроме наименьшей единицы представления – элемента, может хранить в себе другие элементы или подцепы схемного решения.

Тестирование быстрого моделирования

Для тестирования точности и скорости расчетов был написан тест. Значения результатов моделирования сравниваются с результатами моделирования в САПР AWR Microwave Office, время моделирования в 10 частотных точках должно быть меньше 0,5 с. Проведено тестирование для однокаскадного МШУ. На рис. 1 изображен тестируемый однокаскадный МШУ, состоящий из 20 элементов, не считая портов подключения.

Минимальное и среднее время моделирования равно 0,12 и 0,30 мс соответственно. Результаты моделирования модуля были сравнены с результатами моделирования аналогичной схемы в традиционной САПР (рис. 6).

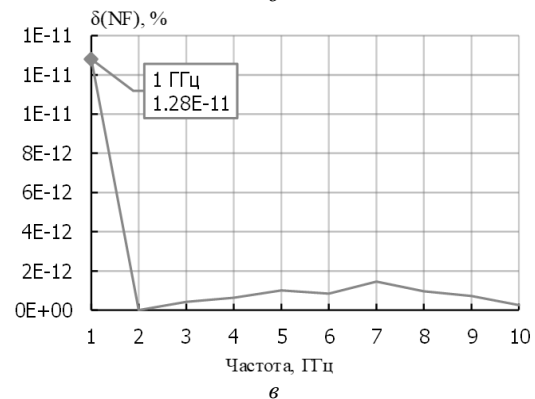
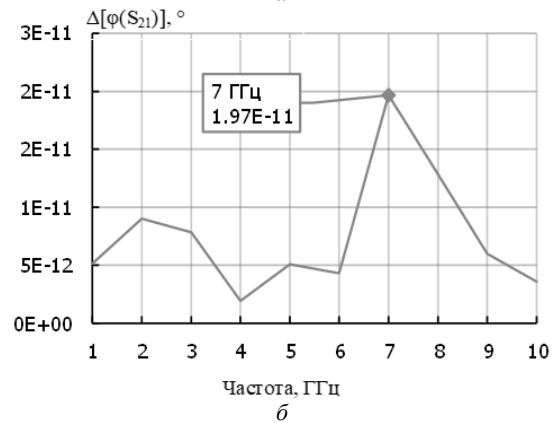
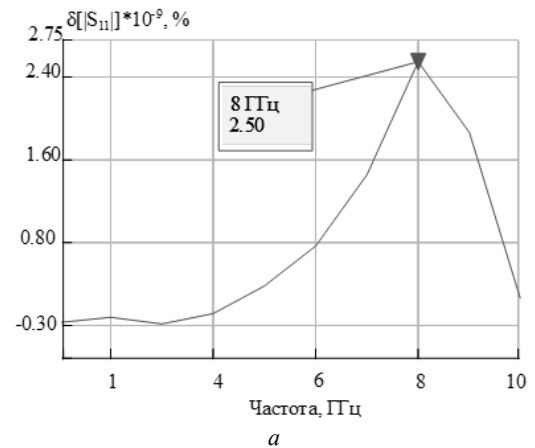


Рис. 6. Графики ошибок моделирования:

a – относительная ошибка по модулю для параметров рассеяния; *b* – абсолютная ошибка по фазе для параметров рассеяния; *в* – относительная ошибка коэффициента шума

Значения ошибок:

- максимальная относительная ошибка параметров рассеяния по модулю равна $2,54 \times 10^{-9} \%$;
- максимальная абсолютная ошибка параметров рассеяния по фазе составляет $1,97 \times 10^{-11}$ град;
- максимальные абсолютная и относительная ошибки коэффициента шума имеют значения $1,04 \times 10^{-14}$ дБ и $1,28 \times 10^{-11} \%$ соответственно.

Заключение

Модуль, разработанный на основе матричных методов моделирования, выполняет расчет характеристик схемных решений СВЧ МШУ за время, кратко меньшее, чем коммерческие САПР, и с высокой точностью. Полученное быстродействие достаточно для применения модуля в задачах синтеза СВЧ-устройств, в частности, ИС МШУ.

Литература

1. A new genetic-algorithm-based technique for low noise amplifier synthesis / L.I. Babak, A.A. Kokolov, A.A. Kalentyev, D.V. Garays // Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), 2012, 7th European. – 2012. – PP. 381–384.
2. Получение коммутационного транзистора с использованием библиотек моделей элементов для синтеза СВЧ-устройств / Ю.А. Новичкова, А.А. Метель, Н.А. Набережнев, В.С. Швоев // Матер. докл. междунар. науч.-тех. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2022»: в 3 ч. – Томск: В-Спектр, 2022. – Ч. 1. – С. 146–144.
3. Применение генетического алгоритма в задаче синтеза линейных интегральных СВЧ-усилителей с распределенным усилением / А.Е. Горяинов, Т.Н. Файль, Ю.А. Новичкова, А.А. Калентьев, А.С. Сальников // Матер. XVI Междунар. науч.-практ. конф. «ЭССУ»: в 2 ч. – Томск: В-Спектр, 2020. – Ч. 1. – С. 64–67.
4. Калентьев А.А. Автоматизированный структурно-параметрический синтез малошумящих СВЧ-транзистор-

ных усилителей на основе генетического алгоритма: дис. ... канд. техн. наук. – Томск: ТУСУР, 2015. – 275 с.

5. Mustafa Çelik Fast algorithms for linear and nonlinear microwave circuit simulation // Bilkent University. – 1994. – PP. 83–93.

6. Maas S. Nonlinear Microwave and RF Circuits, second edition ed. Artech House. – 2nd edition, 2003. – 608 p.

7. Space mapping: the state of the art / J.W. Bandler, Q.S. Cheng, S. Dakroury, A.S. Mohamed, M.H. Bakr, K. Madsen, J. Søndergaard // Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on. – 2004. – Vol. 52, No. 1. – PP. 337–361.

8. Touchstone File Format Specification Version 2.0 // IBIS Open Forum. – 2009, 24 April [Электронный ресурс]. – https://www.ibis.org/touchstone_ver2.0/touchstone_ver2_0.pdf (дата обращения: 20.09.2023).

9. Design Patterns: Elements of Reusable Object-Oriented Software / E. Gamma, R. Helm, R. Johnson, J. Vlissides. – Addison-Wesley, 1995. – 395 p.

Швоев Владимир Сергеевич

Студент каф. автоматизации обработки информации (АОИ) ТУСУРа

Эл. почта: shvovv.work@gmail.com

Набережнев Николай Александрович

Студент каф. АОИ ТУСУРа

Эл. почта: supovik@gmail.com

Кабанова Екатерина Вадимовна

Студентка каф. компьютерных систем в управлении и проектировании (КСУП) ТУСУРа
Эл. почта: kabanova.ekaterina.2000@gmail.com

Горяинов Александр Евгеньевич

Канд. техн. наук, доцент каф. КСУП ТУСУРа
Эл. почта: aleksandr.e.goriainov@tusur.ru

Д.В. Ходжиков, Е.А. Шутов, А.А. Коколов

Результаты исследования характеристик отечественного СВЧ-фотодиода Шоттки

Описаны результаты исследования СВЧ-фотодиода Шоттки на основе двойной гетероструктуры InAlAs/InGaAs с диаметром фоточувствительной зоны в 25 мкм. Изучены характеристики, такие как чувствительность, вольт-амперная и амплитудно-частотная, а также зависимости чувствительности фотодиода от мощности и длины волны оптического излучения.

Ключевые слова: фотодиод, чувствительность, вольт-амперная характеристика, ВАХ, амплитудно-частотная характеристика, АЧХ.

СВЧ-фотодиоды [1] широко применяются в волоконно-оптических системах передачи информации. Фотодиод (ФД) – полупроводниковый прибор, который преобразует попавший на его фоточувствительную область световой поток в электрический заряд. ФД работают за счет поглощения фотонов и генерируют ток, пропорциональный падающему световому потоку, во внешней цепи.

В данной работе представлено исследование характеристик отечественного СВЧ ФД на основе гетероэпитаксиальных слоев InAlAs/InGaAs на подложке InP с диаметром фоточувствительной области 25 мкм [2, 3]. Данные фотодиоды рассчитаны на монтаж методом переворота чипа и подачу излучения через подложку.

Измерение вольт-амперной характеристики

Вольт-амперная характеристика (ВАХ) – зависимость тока, проходящего через ФД, от приложенного напряжения. Для определения характеристик ФД собрана установка, представленная на рис. 1.

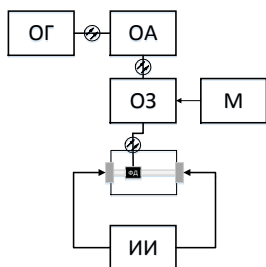


Рис. 1. Схема установки для измерения ВАХ ФД

Установка состоит из печатной платы с установленным СВЧ ФД, оптического генератора (ОГ), оптического аттенюатора (ОА), источника-измерителя (ИИ), оптического зонда (ОЗ), цифрового микроскопа и манипулятора (М). Оптический генератор является источником светового потока с диапазоном длины волны 1527–1566 нм. Цифровой микроскоп необходим для контроля положения и ввода оптического зонда с помощью манипулятора.

На рис. 2 представлена схема включения ФД для измерения ВАХ ФД с использованием источника-измерителя.

На рис. 3 представлена фотография ФД на печатной плате. С помощью манипулятора оптическое волокно возможно перемещать по осям XYZ и регули-

ровать угол ввода оптического волокна для определения максимума чувствительности ФД.

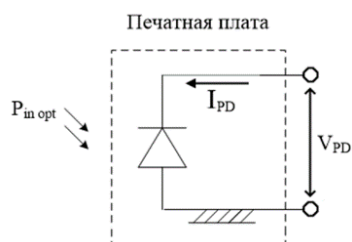


Рис. 2. Схема для измерения ВАХ ФД

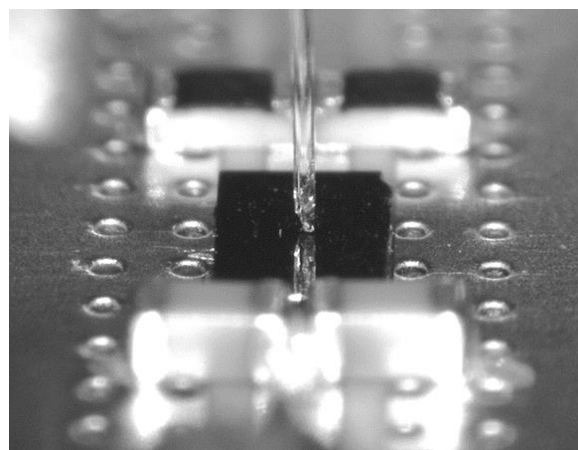


Рис. 3. Фотография ФД под микроскопом

Чувствительность ФД определяется как отношение генерируемого фототока (I_{PD}) к мощности (P) падающего светового потока на заданной длине волны. Результаты измерений ВАХ в зависимости от мощности оптического излучения на длине волны $\lambda = 1552$ нм изображены на рис. 4. Диапазон регулировки выходной мощности генератора оптического излучения составляет от 6 до 16 дБм, поэтому для достижения меньших значений мощности используется аттенюатор 10 дБ.

Измеренная чувствительность ФД составила 0,45–0,46 А/Вт, без учета потерь в линии передачи на плате и коаксиального-копланарного перехода. Также определены зависимости чувствительности от мощности (рис. 5) и длины волны излучения в диапазоне 1527–1566 нм (рис. 6). При температуре окружающей среды, равной 20 °С, темновой ток составляет около 3 нА.

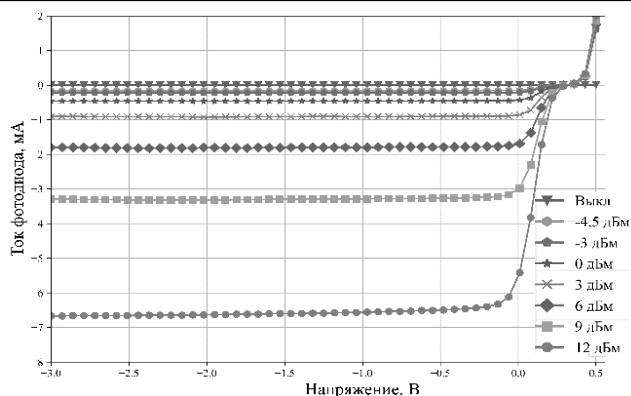


Рис. 4. Вольт-амперная характеристика ФД

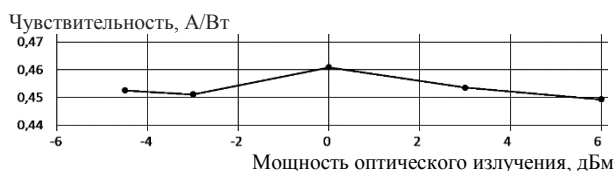


Рис. 5. Зависимость чувствительности ФД от мощности излучения

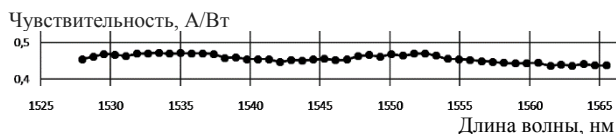


Рис. 6. Зависимость чувствительности ФД от длины волны оптического излучения

Измерение амплитудно-частотной характеристики

Измерение амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) было проведено двумя методами: 1) при помощи электрооптического векторного анализатора цепей (ВАЦ); 2) методом оптического гетеродина.

Схема включения ФД для измерения АЧХ приведена на рис. 7. ФД приклеен при помощи токопроводящего клея на печатную плату, анод ФД нагружен на два параллельных СВЧ-резистора номиналом 100 Ом и через 50-омную линию выведен на СВЧ-разъем. На катод ФД подается напряжение смещения, для развязки используются фильтрующие емкости с номиналом 100 пФ.

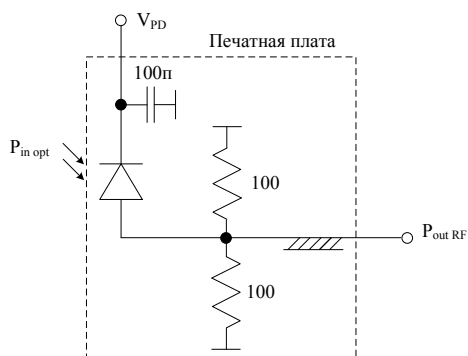


Рис. 7. Схема включения ФД для измерения АЧХ

Первый метод. Для измерения АЧХ ФД был использован электрооптический ВАЦ до 43,5 ГГц (Seuear LCA 6433F), который позволяет проводить

оптоэлектронные (ОЕ), электрооптические (ЕО) и оптические (ОО) измерения в двух оптических диапазонах (1310 и 1550 нм). Перед измерениями проводится калибровка: со стороны электрических цепей – векторная калибровка, со стороны оптической – скалярная по уровню мощности.

Схема установки для измерения АЧХ при помощи электрооптического ВАЦ приведена на рис. 8.

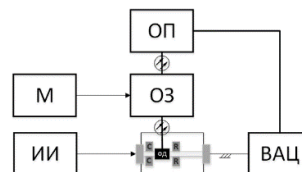


Рис. 8. Схема установки для измерения АЧХ ФД

Результат измерения АЧХ ФД первым методом изображен на рис. 9. При мощности оптического излучения 0 дБм длиной волны 1552 нм и напряжении смещения $V_{PD} = 3$ В полоса пропускания составила 13 ГГц.

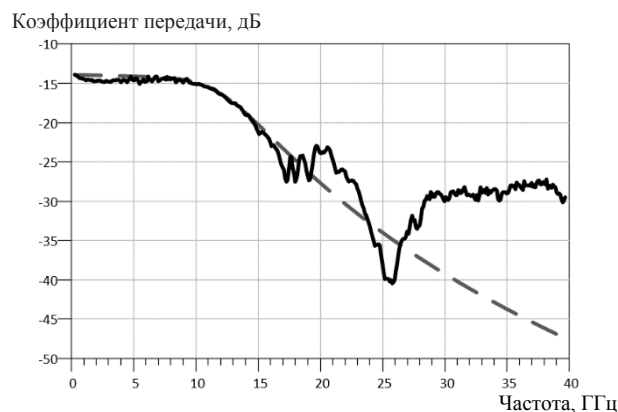


Рис. 9. Амплитудно-частотная характеристика ФД, измеренная электрооптическим ВАЦ (— измерение, --- модель)

Чтобы исключить влияние подводящей линии передачи на измеряемую АЧХ, проведено измерение аналогичной линии передачи, нагруженной на 50 Ом. Результаты измерения представлены на рис. 10. Как видно из рисунка, линия согласована вплоть до 20 ГГц, так как уровень отраженного сигнала не превышает -19 дБ.

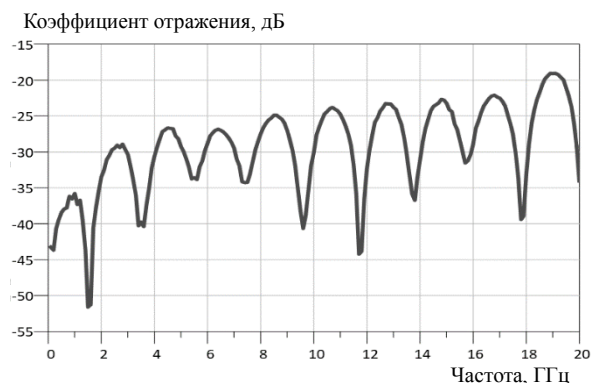


Рис. 10. Коэффициент отражения 50-омной линии, нагруженной на сосредоточенные резисторы

Исходя из измеренных S-параметров построена модель ФД, состоящая из источника тока, линии передач и емкости ФД (рис. 9).

Второй метод. Вместо ВАЦ используется анализатор спектра. Отличием является то, что на вход ФД подается когерентное излучение двух узкополосных источников с близкими по значению частотами f_1 и f_2 , в результате чего на выходе ФД формируется переменный ток с амплитудой, пропорциональной световому потоку, и частотой, равной разностной частоте $f_1 - f_2$, который регистрируется на анализаторе спектра. Данный метод позволяет только качественно оценить полосу пропускания, т.к. калибровка в этом случае затруднительна.

Схема включения ФД для измерения АЧХ методом гетеродина приведена на рис. 11.

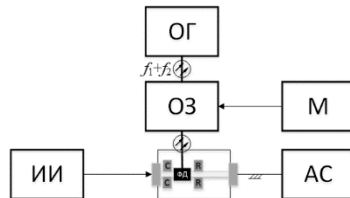


Рис. 11. Схема для измерения АЧХ ФД методом оптического гетеродина

На рис. 12 приведен коэффициент преобразования ФД, измеренный вторым способом, при мощности оптического излучения +10 дБм, длине волны 1552 нм и напряжении смещения VPD = 3 В. Полоса пропускания СВЧ ФД равна порядка 10,5–11,0 ГГц.



Рис. 12. АЧХ ФД с $D = 25$ мкм, измеренная методом оптического гетеродина

Заключение

В ходе исследования СВЧ-фотодиода Шоттки получены следующие характеристики: зависимости чувствительности от мощности и длины волны оптического излучения; определен темновой ток; построена ВАХ ФД при мощности оптического излучения от -3 до 12 дБм; определена полоса пропускания АЧХ двумя различными способами. Частотный диапазон работы ФД, измеренный оптическим ВАЦ, составляет 13 ГГц, в то время как полоса СВЧ ФД, измеренная методом оптического гетеродина, составила около 10,5–11,0 ГГц. Данные полученные вторым способом, предоставляют менее точные характеристики, так как не производится калибровка относительно плоскости печатной платы с ФД.

Экспериментальное исследование выполнено при поддержке Фонда содействия инновациям. Моделирование выполнялась в рамках государственного задания при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (уникальный идентификатор FEWM-2022-0006).

Литература

1. Основы схемотехники приемопередающих электронных устройств / А.С. Алейник, Е.В. Востриков, С.А. Волковский, И.Г. Дейнека, В.Е. Стригалева, И.К. Мешковский. – СПб.: Ун-т ИТМО, 2022. – С. 74–108.
2. Чиж А.Л. и др. Мощный СВЧ-фотодиод Шоттки на основе двойной гетероструктуры InAlAs/InGaAs // Матер. докладов Всерос. науч.-техн. конф. «Электроника и микроэлектроника СВЧ». – 2018. – С. 120–124.
3. Чиж А.Л. и др. Мощные высокоскоростные фотодиоды Шоттки для аналоговых волоконно-оптических линий передачи СВЧ-сигналов // Общерос. науч.-техн. журнал «Письма в журнал технической физики». – 2019. – № 14. – С. 52–54.

Ходжиков Диас Владимирович

Мл. н.с. ЛПРИСиСНК ТУСУРа

Эл. почта: dias.khodzhikov@tusur.ru

Шутов Евгений Александрович

Мл. науч. сотр. ЛПРИСиСНК ТУСУРа

Эл. почта: evgenii.a.shutov@tusur.ru

Кокотов Андрей Александрович

Зав. лаб. ЛПРИСиСНК, доцент каф. КСУП ТУСУРа

Эл. почта: andrei.a.kokolov@tusur.ru

Н.А. Набережнев, В.С. Швоев, Е.В. Кабанова, А.Е. Горяинов, А.А. Калентьев

Представление морфологического множества в программе синтеза СВЧ МШУ

В настоящее время активно развиваются методики автоматического синтеза СВЧ-устройств. Некоторые из них используют описание поискового пространства с помощью морфологического множества. В данной работе описано разработанное представление морфологического множества в виде И-ИЛИ дерева для реализации методики синтеза СВЧ МШУ. Разработанное представление может быть использовано для описания других классов устройств.

Ключевые слова: малошумящий усилитель, морфологическое множество, генетический алгоритм, синтез СВЧ МШУ.

Задача автоматизации проектирования СВЧ-устройств может решаться с помощью различных подходов, одним из которых является применение методов искусственного интеллекта для получения схемных решений. В работах [1–5] описываются методики синтеза для линейных интегральных СВЧ-усилителей, а также СВЧ МШУ, основанные на реализации генетического алгоритма.

В рамках разработки алгоритма синтеза схемных решений СВЧ МШУ наиболее подходящая методика описана в работе [1]. В ней предлагается ограничивать поисковое пространство генетического алгоритма морфологическим множеством структурных решений, представленным в виде И-ИЛИ дерева, полученным в результате проведенного морфологического анализа существующих схемных решений СВЧ МШУ.

Недостатком описанной в данном источнике методики можно назвать то, что представленное морфологическое множество предполагает использование идеальных моделей элементов, в то время как для решения практической задачи получения структуры устройства важным аспектом является то, что будут учтены особенности технологического процесса производства реальных элементов, использованных в структуре устройства. Также предложенная в той же работе реализация не позволяет гибко задавать структуру проектируемого устройства, а именно осуществлять:

- контроль порядка элементов в соединениях;
- обязательность включения элементов в определенные участки цепи;
- временное исключение отдельных соединений или их элементов.

Целью данной работы являются разработка представления И-ИЛИ дерева структур СВЧ МШУ, а также механизмов для работы с ним; модификация предложенного в [1] И-ИЛИ дерева для учета структурных ограничений, связанных с физической реализуемостью и возможностью проведения синтеза с использованием моделей реальных элементов.

Представление цепи

Прежде чем реализовывать механизмы редактирования морфологического множества схемных решений, необходимо определить способ задания цепи электрических соединений. Произвольная схе-

ма может состоять из электрических элементов (конденсаторов, резисторов, транзисторов, отверстий, подводящих линий и т.д.), представленных двухполюсниками и четырехполюсниками, а также их соединениями (каскадное, последовательное, параллельное и шунтирующее). В общем случае цепь можно представить в виде дерева, где элементы являются листьями, а соединения – узлами (рис. 1).

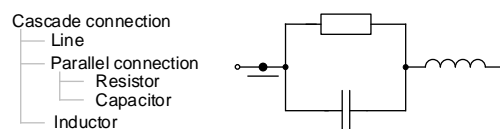


Рис. 1. Пример представления цепи в виде древовидной структуры

Соединения могут содержать неограниченное количество комбинаций элементов и других соединений. На основе данных анализа существующих решений из источника [1] был введен шунтирующий тип соединения (рис. 2), наличие которого обусловлено необходимостью моделирования, например, цепей питания СВЧ МШУ. Ограничением для шунтирующего соединения является то, что оно обязательно должно заканчиваться двухполюсным элементом (например, сквозным отверстием, идеальной землей и т.п.).

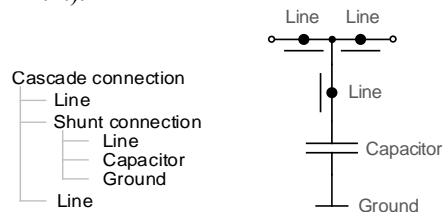


Рис. 2. Пример структуры с шунтирующим соединением

Группы моделей

В качестве элемента в схему при синтезе может подставляться одна из нескольких моделей, представленных в библиотеке стандартных элементов техпроцесса (PDK). Например, в PDK имеются модели тонкопленочных резисторов TFR1 и TFR2, у которых есть параметр ширины (W) и длины (L), которые можно менять в определенном диапазоне, влияя тем самым на электрические характеристики элемента. В рамках решения задачи синтеза необходимо наличие механизма, который бы позволил ука-

зывать для каждого узла какие модели могут в нем использоваться. Таким образом, элемент в структуре описывается не конкретным элементом-моделью, а так называемой группой моделей.

Группа моделей представляет собой условное объединение моделей элементов с указанными комбинациями значений их параметров. Например, группа моделей «Резистор» содержит в себе ранее упомянутые модели TFR1 и TFR2. В процессе синтеза алгоритм может варьировать не только модели, но и параметры моделей. Следовательно, группа моделей должна также содержать ограничения для диапазонов варьирования параметров моделей. Например, для TFR1 это могут быть геометрические параметры W и L , меняющиеся с некоторым шагом.

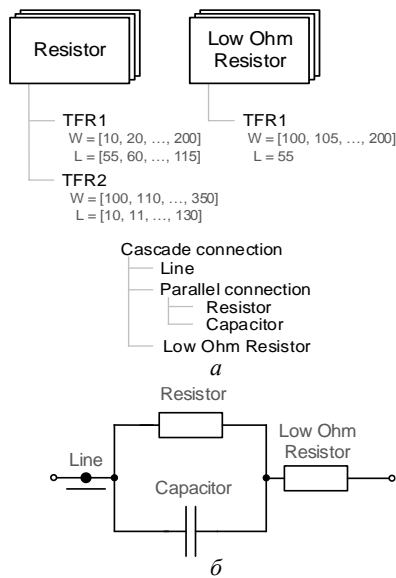


Рис. 3. Пример задания групп моделей (а) и применения их в задании ограничений на структуру устройства (б). Группа моделей Resistor содержит две модели для варьирования, а Low Ohm Resistor – одну. Обе группы используются на разных участках цепи

Предположим, что в конкретном участке схемы всегда должен быть конкретный тип резистора (например, резистор с малым сопротивлением). Для этого проектировщик может определить отдельную группу моделей «Резистор с малым сопротивлением», добавить в неё модели, отличные от группы «Резистор», либо изменить диапазоны варьирования параметров моделей, чтобы обеспечить меньшие значения сопротивления во время синтеза. На рис. 3 представлен пример задания структуры схемы с использованием групп моделей. Таким образом, во время синтеза в разных участках цепи будут варьироваться резисторы, однако на каждой позиции резисторы будут меняться в тех диапазонах, которые нужны проектировщику.

Ограничением для того, какие типы моделей элементов могут присутствовать в одной и той же группе, является одинаковое количество портов, т.к. при проведении синтеза подстановка в один и тот же участок цепи моделей с разным количеством полюсов сделает невозможным моделирование схемы.

Таким образом, описанная структура позволяет проводить параметрический синтез устройств с контролем допустимых моделей и значений их параметров в каждом узле цепи.

Ограничения структуры

При структурно-параметрическом синтезе цепи алгоритм должен иметь возможность исключать элементы из соединений, однако в зависимости от назначения устройства некоторые элементы могут быть обязательными, а другие – необязательными. Для реализации этой функциональности введем для элементов цепи флаг обязательности включения, который может принимать значения Required (Req.) и Optional (Opt.) (рис. 4).

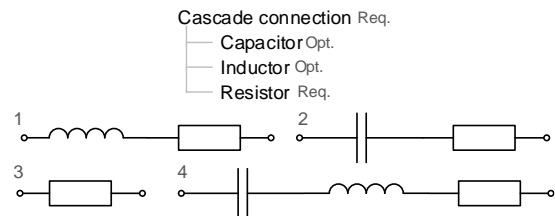


Рис. 4. Пример влияния флага обязательности включения на множество допустимых структур во время синтеза

Поскольку каждый необязательный элемент может иметь два состояния включения, количество комбинаций схемных решений для структуры с двумя такими моделями будет равно четырём.

Во время синтеза могут отключаться не только отдельные элементы, но и целые соединения, следовательно, они тоже должны поддерживать применение данного флага. Пример использования структуры с необязательным соединением представлен на рис. 5.

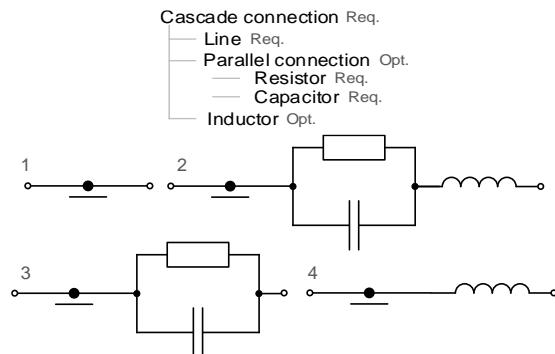


Рис. 5. Пример влияния необязательного включения соединения на множество структур

Значение Optional флага обязательности включения для соединения означает то, что оно может быть целиком исключено из структуры устройства во время синтеза. Но если алгоритм оставит его включённым, то будут включены все его обязательные дочерние элементы (Resistor и Capacitor на рис. 5). Если элементы необязательного соединения также будут отмечены как необязательные, то в конечную структуру может попасть любая из возможных комбинаций их включения.

В представленном примере показано необязательное соединение только двух элементов, однако,

как было сказано ранее, соединение может включать в себя другие соединения с любым уровнем вложенности. Таким образом, при использовании данного механизма появляется возможность включения и исключения из синтезируемого устройства целых подцепей.

В случае использования моделей реальных элементов технологического процесса их порядок в соединении влияет на его характеристики при моделировании. В зависимости от задачи проектирования может потребоваться либо возможность свободно менять элементы местами в соединении, либо, наоборот, всегда сохранять строго заданный порядок. Для управления порядком соединения элементов в цепи добавим соединениям флаг сохранения порядка, который будет принимать значения Order и Not Order. Если установлено значение Order, то алгоритм во время синтеза всегда должен размещать элементы в заданном порядке. При этом если некоторые элементы заданы с флагом Optional, то они могут быть исключены из соединения, но порядок оставшихся элементов должен быть сохранен. При значении флага Not Order алгоритм синтеза может выполнять в соединении перестановки элементов местами. На рис. 6 изображен пример задания в структуре соединений с использованием флага порядка.

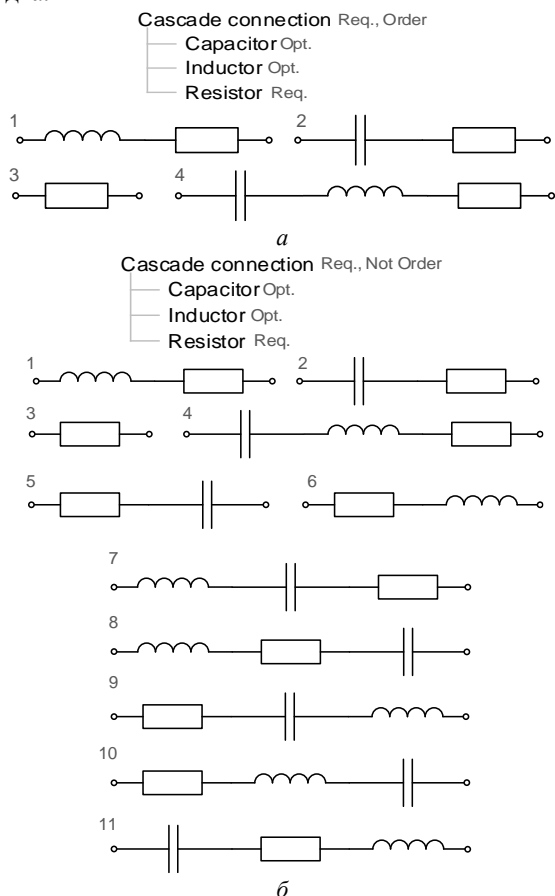


Рис. 6. Пример действия флага сохранения порядка при значении Order (а) и при значении Not Order (б)

При установке флага Order для соединения остается только 4 варианта структур, в то время как

для соединения с флагом Not Order доступно 11 вариантов структур.

Как и в случае с флагом Optional, соединения с установленным значением флага порядка Order могут содержать в себе соединения с флагом Not Order и наоборот.

При задании дерева структуры устройства может возникнуть ситуация, что все элементы какого-либо соединения могут быть указаны как необязательные для включения, но при этом может возникнуть ситуация, при которой будут исключены сразу все элементы. Чтобы дать возможность избежать этого, введем для соединений еще один флаг – Any. Если этот флаг установлен для соединения, в котором все элементы отмечены как необязательные, то алгоритм всегда будет включать в него хотя бы один из них, определенный случайным образом (рис. 7).

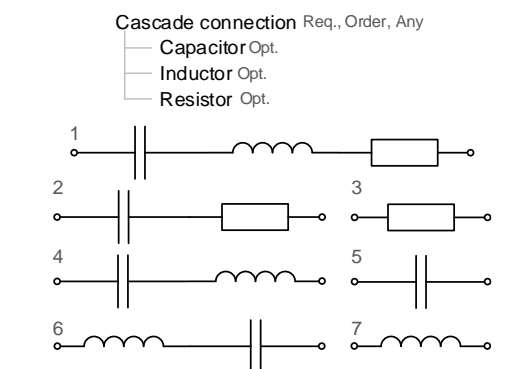


Рис. 7. Влияние флага Any на множество структур

Если хотя бы один элемент отмечен как обязательный, то данный флаг не имеет смысла, т.к. в этой цепи в любом случае будет присутствовать какой-либо элемент.

Также для работы с элементами введен тип соединения «исключающее ИЛИ» (XOR). В отличие от флага Any, которое гарантирует включение *хотя бы одного* элемента в соединение, соединение XOR гарантирует включение *только одного* элемента из добавленных в соединение (рис. 8). Соединение является логической абстракцией и не имеет физической реализации в структуре изготовленного устройства.

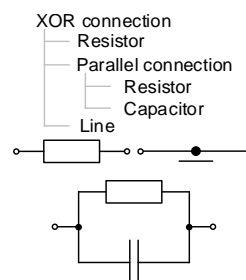


Рис. 8. Пример множества структур для соединения XOR

Соединение XOR игнорирует флаги Required и Optional для внутренних элементов, а также не имеет флаги Order и Any – они не имеют смысла для данного соединения.

Задание ограничений на морфологическое множество структур синтезируемого устройства может быть нетривиальной задачей. С практической точки зрения может возникнуть ситуация, при которой будет необходимость временно полностью исключить из дерева какие-либо подцепи и через какое-то время вернуть их обратно. Чтобы для этого не было необходимости каждый раз удалять элементы и добавлять их заново, был введен флаг Toggle Off. Данный флаг означает, что указанный элемент или соединение должны быть полностью отключены при следующем запуске алгоритма синтеза, однако при необходимости могут быть возвращены обратно при последующих запусках.

Перечисленные инструменты позволяют задать ограничения на морфологическое множество цепей практически любой сложности (при условии, что они являются комбинацией описанных выше типов соединений). И теперь можно перейти к описанию структуры СВЧ ИС МШУ с помощью представленной структуры дерева.

Структура СВЧ ИС МШУ состоит из каскадного соединения чередующихся блоков (рис. 9): согласующих цепей (СКЦ) и активных блоков (АБ), где АБ, в свою очередь, состоит из собственных подблоков (рис. 10). Если количество АБ в устройстве равно N , то количество согласующих цепей $N+1$.

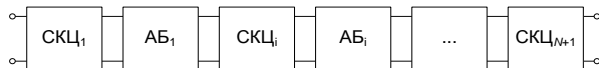


Рис. 9. Обобщенная структура блоков МШУ

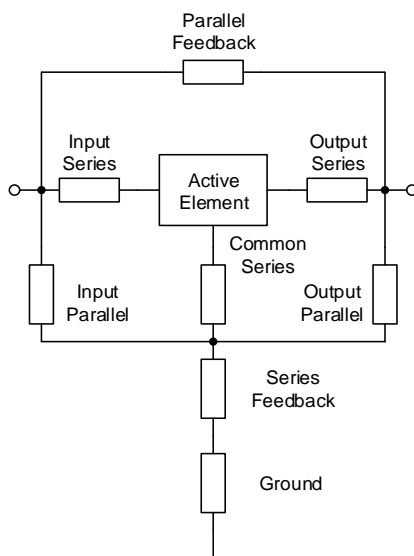


Рис. 10. Обобщенная структура подблоков АБ

Обязательные подблоки:

- активный элемент (active element);
- земля (ground).

Следующие подблоки активного блока являются необязательными и могут быть исключены из структуры устройства по усмотрению проектировщика:

- общий последовательный ПБ (common series);

- ПБ последовательной ОС (series feedback);
- ПБ параллельной ОС (parallel feedback);
- последовательный ПБ на выходе (output series);
- последовательный ПБ на входе (input series);
- параллельный ПБ на выходе (output parallel);
- параллельный ПБ на входе (input parallel).

В свою очередь, каждый подблок активного блока (кроме активного элемента и земли) и блок согласующей цепи могут быть представлены произвольным узлом цепи в виде дерева, описанного выше.

Предложенный в данной работе механизм задания ограничений на морфологическое множество схемных решений реализован в программе 50ohm Tech LNA Designer. Программа предлагает готовые шаблоны с заданными И-ИЛИ деревьями структурных решений МШУ, основанными на исследовании открытых источников [1], в частности, МШУ с и без цепей автосмещения. Структура является достаточно полной, и проектировщик может на свое усмотрение исключать лишние блоки или подцепи, добавлять собственные или редактировать уже существующие. Комбинаторная сложность одного из шаблонов для трехкаскадного устройства равна:

- количество уникальных структур: $5,5 \times 10^{26}$;
- количество уникальных решений с учетом всех возможных параметров моделей (зависит от использованного PDK): $6,1 \times 10^{292}$.

При указанной комбинаторной сложности на поиск решения алгоритму требуется до десяти тысяч итераций и до пятнадцати минут времени выполнения.

Заключение

Описаны инструменты представления морфологического множества и задания ограничений на него. Предложенный в данной работе механизм предоставляет гибкий механизм задания требований к структуре устройства, позволяет контролировать включение и отключение элементов в отдельных узлах схемы, сохранение порядка элементов в соединениях при проведении синтеза устройства, временно полностью исключать части структуры без необходимости их полного удаления, что позволяет их без усилий вернуть в будущем в том же виде на то же место.

Помимо этого, предложенный механизм групп моделей позволяет не только использовать модели реальных элементов техпроцесса, но и указывать для узлов цепи разные типы одного и того же элемента.

Представленные принципы использованы при реализации модуля просмотра и редактирования ограничений морфологического множества в программе синтеза СВЧ МШУ 50ohm Tech LNA Designer.

Дальнейшая разработка в рамках данной тематики предполагает расширение возможностей редактирования ограничений морфологического множества для переключаемых устройств (коммутаторов, аттенуаторов, фазовращателей), которые могут иметь несколько состояний.

Литература

1. Калентьев А.А. Автоматизированный структурно-параметрический синтез малошумящих СВЧ-транзисторных усилителей на основе генетического алгоритма: дис. ... канд. техн. наук. – Томск: ТУСУР, 2015. – 275 с.
 2. Акимов С.В. Анализ проблемы автоматизации структурно-параметрического синтеза // Доклады ТУСУР. – 2011. – № 2. – С. 24.
 3. Дорофеев С.Ю. Структурно-параметрический синтез широкополосных согласующе-корректирующих цепей СВЧ-устройств на основе морфологического И-ИЛИ дерева и генетического алгоритма: дис. ... канд. техн. наук. – Томск: ТУСУР, 2011. – 224 с.
 4. A genetic-algorithm-based synthesis of microwave integrated distributed amplifiers / A. Metel, I. Dobush, A. Kalentyev, A. Salnikov, A. Goryainov, A. Popov // International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields. – 2023.
 5. A new genetic-algorithm-based technique for low noise amplifier synthesis / L.I. Babak, A.A. Kokolov, A.A. Kalentyev, D.V. Garays // Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), 2012 7th European. – 2012. – PP. 381–384.
- Набережнев Николай Александрович**
Студент каф. автоматизации обработки информации (АОИ) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: supovik@gmail.com
- Швоев Владимир Сергеевич**
Студент каф. АОИ ТУСУРа
Эл. почта: shvovv.work@gmail.com
- Кабанова Екатерина Вадимовна**
Студентка каф. КСУП ТУСУРа
Эл. почта: kabanova.ekaterina.2000@gmail.com
- Горяинов Александр Евгеньевич**
Доцент каф. КСУП, к.т.н., ТУСУР
Эл. почта: aleksandr.e.goriainov@tusur.ru
- Калентьев Алексей Анатольевич**
Доцент каф. КСУП, к.т.н., ТУСУР,
директор ООО «50Ом Технолоджиз»
Эл. почта: aleksei.a.kalentev@tusur.ru

А.А. Кокотов, Ф.И. Шеерман, А.С. Коряковцев, Е.А. Шутов, Д.В. Ходжиков

Разработка комплекта СВЧ ИС на 180 нм КМОП-технологии в рамках технологического сервиса MPW

Описаны результаты проектирования СВЧ ИС на основе 180 нм КМОП-технологии АО «Микрон» в рамках технологического сервиса MPW. Разработан комплект СВЧ ИС в составе: МШУ диапазона 2–4 ГГц; ЦАТТ диапазона 1–4 ГГц; ТИУ для оптических линий передачи 2,5 Гб/с; тестовых элементов. На настоящий момент представленный комплект СВЧ ИС запущен в производство.

Ключевые слова: интегральная схема, маломощный усилитель, трансимпедансный усилитель, аттенуатор, КМОП, 180 нм, СВЧ.

Изготовление интегральных микросхем (ИС) по современным кремниевым техпроцессам – это дорогостоящий процесс, большую стоимость которого составляет изготовление фотошаблонов. Как правило, малые компании и научные лаборатории университетов не готовы нести такие расходы, к тому же зачастую для успешного изготовления необходимо провести несколько итераций изготовления чипов, так как в комплекте средств проектирования могут быть недостаточно точные модели элементов, разработчики могут допустить ошибки при проектировании и т.п. Поэтому чтобы снизить стоимость прототипирования малых партий ИС, разделив затраты на изготовление фотошаблонов и полупроводниковых пластин между несколькими участниками, используют технологический сервис MPW (Multi Project Wafer). Данной возможностью изготовления могут воспользоваться как коммерческие фирмы, так и небольшие научно-исследовательские лаборатории в университетах. На данный момент многие полупроводниковые фабрики предлагают данный формат взаимодействия с заказчиками.

Также за рубежом существуют специальные организации (Europractice, MOSIS, CMP и др.), которые берут на себя взаимодействие с фабриками, предлагают услуги прототипирования от многих производителей на различных технологиях, предоставляют лицензии на САПР и пр. [1].

Практически единственной отечественной полупроводниковой фабрикой, которая может изготавливать кремниевые ИС на основе 180 и 90 нм КМОП-технологии, является АО «Микрон». На данный момент на основе 180 нм КМОП-техпроцесса реализуется технологический сервис MPW в рамках федерального проекта «Подготовка кадров и научно-го фундамента для электронной промышленности».

С точки зрения разработки СВЧ ИС на основе кремниевых КМОП-технологий можно отметить следующие моменты. По сравнению с полупроводниками A3B5 группы (GaAs, GaN, InP) кремний обладает худшими параметрами (коэффициент шума, выходная мощность и т.п.). Однако КМОП-технология является весьма привлекательной с точки зрения конечной цены чипа при условии массового изготовления, а также обладает более низким энергопотреблением. Также наличие комплементарной пары

упрощает процесс разработки цифровых схем и позволяет их интегрировать с СВЧ-устройствами непосредственно на одном кристалле.

Данная статья представляет результаты разработки комплекта СВЧ ИС на основе 180 нм отечественной кремниевой технологии фабрики АО «Микрон», которые планируется произвести в рамках технологического сервиса MPW. В состав комплекта СВЧ ИС входят следующие кристаллы: маломощный усилитель (МШУ); цифровой аттенуатор (ЦАТТ); трансимпедансный усилитель (ТИУ); тестовые элементы.

Маломощный усилитель

Требования, которые были предъявлены к МШУ: частотный диапазон 2–4 ГГц, минимальный коэффициент шума ($K_{ш}$) не более 3,5 дБ; коэффициент усиления (K_u) в полосе пропускания не менее 15 дБ; уровень согласования по входу/выходу не более -10 дБ, выходная мощность $P_{1дБ}$ – не менее 5 дБм; абсолютная устойчивость во всем частотном диапазоне.

Для достижения требуемого коэффициента усиления была выбрана двухкаскадная схема. Входной каскад был согласован на минимум вносимого коэффициента шума, в то время как второй каскад – на максимум коэффициента усиления. С целью коррекции коэффициента усиления и повышения устойчивости в полосе пропускания были реализованы цепи отрицательной обратной связи, также между каскадами включена параллельная RC-цепочка. Для расчета катушек индуктивностей был выполнен ЭМ-анализ в диапазоне до 20 ГГц с использованием структуры подложки, предоставленной фабрикой. Более подробно разработка МШУ описана в [2].

Топология МШУ диапазона 2–4 ГГц на основе 180 нм КМОП-технологии представлена на рис. 1. Размеры кристалла составили $1,4 \times 0,9$ мм².

На рис. 2 представлены смоделированные малосигнальные S-параметры разработанного МШУ в диапазоне частот 0,1–15 ГГц, а на рис. 3 – коэффициенты шума и устойчивости.

В полосе пропускания 2–4 ГГц коэффициент усиления составляет $23,5 \pm 0,3$ дБ, в то время как коэффициенты отражения в полосе по входу/выходу не менее -10 дБ. Коэффициент шума в полосе не более 3 дБ. Усилитель устойчив во всей полосе частот.

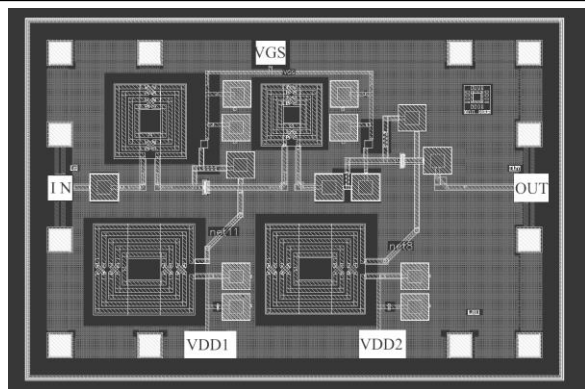
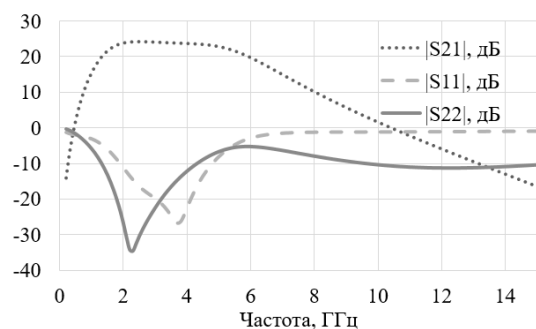

 Рис. 1. Топология МШУ на основе 180 нм КМОП-технологии (1,26 мм²)


Рис. 2. S-параметры МШУ

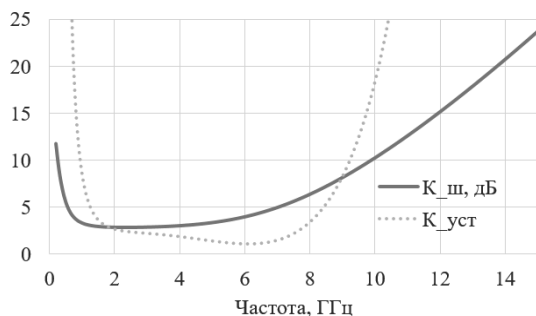


Рис. 3. Коэффициент шума и устойчивости МШУ

В частотном диапазоне 2–4 ГГц значение выходной мощности по уровню сжатия на 1 дБ составляет не менее 10,8 дБм. Мощность, подводимая к МШУ, составляет 81 мВт, ток, потребляемый устройством, 45 мА при напряжении 1,8 В.

Цифровой аттенуатор

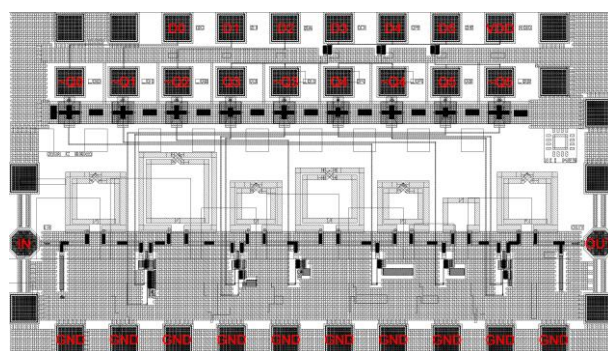
Требования, которые были предъявлены к ЦАТТ: диапазон рабочих частот 1–4 ГГц; коэффициент отражения от входа/выхода не более –10 дБ; СКО по амплитуде не более 1 дБ; количество разрядов 6; минимальный шаг ослабления 0,5 дБ; входная мощность $P_{1дБ}$ более 3 дБм.

Для реализации ЦАТТ в диапазоне частот 1–4 ГГц ячейки с ослаблением 4, 8, 16 дБ выполнены на основе ячеек Т-типа, ячейки с ослаблением 0,5; 1 и 2 дБ выполнены в виде вырожденных звеньев. Управление ячейками происходит следующим образом: на Т-звено подается одновременно два противоположных по значению (0 или 1,8 В) управляющих сигнала V_{ctrl} и $\sim V_{ctrl}$. В случае вырожденного звена необходимо одно управляющее напряжение $\sim V_{ctrl}$. Для упрощения управления и минимизации

количества контактных площадок на кристалле ЦАТТ реализованы инверторы.

Также стоит отметить наличие корректирующих ёмкостей во всех ячейках. В общем случае возможно реализовать схемы коррекции на основе индуктивностей или ёмкостей, но так как индуктивность значительно превышает по габаритам в топологическом смысле, то предпочтительнее использовать именно ёмкости.

Топология разработанного ЦАТТ представлена на рис. 4. В топологии предусмотрено 2 вида управления. Первый тип: управление каждой ячейкой по отдельности (контактные площадки $\sim Q0/\sim Q1/\sim Q2/Q3/\sim Q3/Q4/\sim Q4/Q5/\sim Q5$). Второй тип: управление ячейками через инверторы (контактные площадки D0/D1/D2/D3/D4/D5). Размеры кристалла составляют 0,91×1,53 мм².


 Рис. 4. Топология ЦАТТ на основе 180 нм КМОП-технологии (1,39 мм²)

На рис. 5 представлены смоделированные характеристики ЦАТТ в диапазоне частот DC – 4 ГГц.

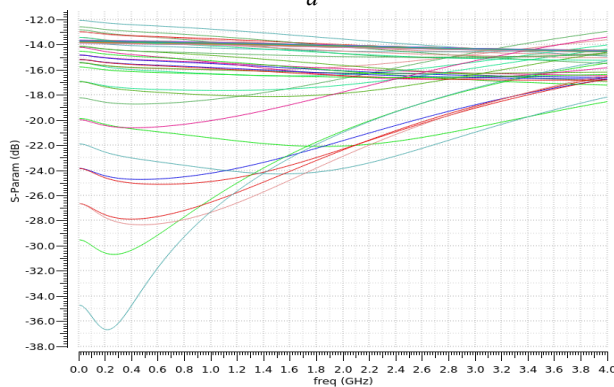
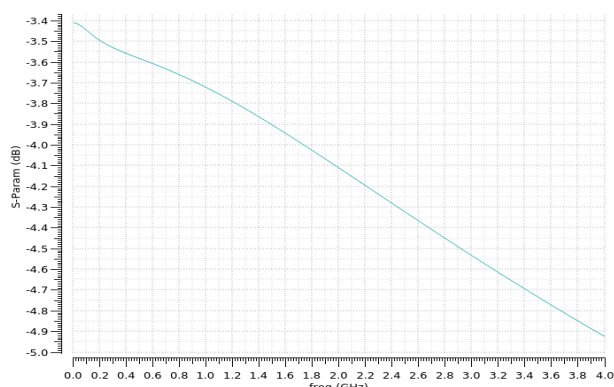


Рис. 5 (начало)

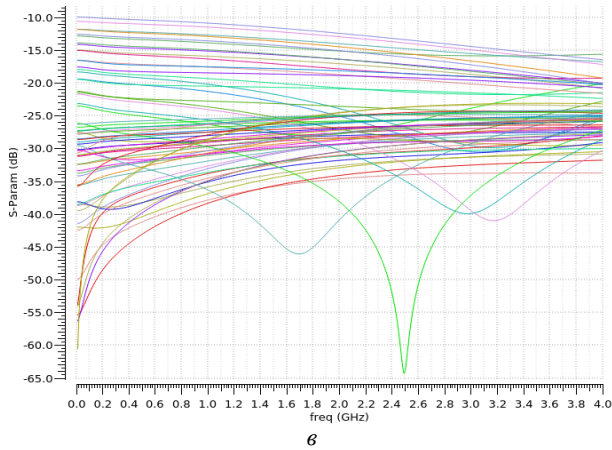


Рис. 5 (окончание). Параметры ЦАТТ:
 a – коэффициент передачи в опорном состоянии;
 b – S_{11} во всех 64 состояниях; v – S_{22} во всех 64 состояниях

Потери в опорном состоянии на частоте 2 ГГц составляют –4,1 дБ, СКО по амплитуде составляет 0,86 дБ, коэффициенты отражения от входа/выхода не превышают –10 дБ.

Трансимпедансный усилитель

Требования, которые были предъявлены к ТИУ: полоса пропускания DC – 3 ГГц; коэффициент усиления не менее 20 дБ; коэффициент трансимпедансного усиления в дифференциальном включении не хуже 58 дБ; согласование по выходу не хуже –10 дБ; размах выходного напряжения на нагрузке 100 Ом в дифференциальном включении не менее 500 мВ; скорость передачи данных не менее 2,5 Гб/с.

Разработанный ТИУ представляет собой многокаскадный дифференциальный усилитель, первый каскад которого представляет собой усилительный каскад с резистивной параллельной обратной связью. Дополнительно ТИУ обладает схемами компенсации смещения тока фотодиода, подачи смещения на фотодиод и схемой индикации уровня входного оптического сигнала. Более подробно разработка ТИУ описана в [3].

На рис. 6 представлен результат моделирования трансимпедансного коэффициента передачи Z_t в зависимости от частоты входного сигнала. Полоса пропускания по уровню –3 дБ составляет 3,3 ГГц. Согласно проведенному моделированию, разработанная ИС ТИУ может быть использована в оптических системах со скоростью передачи данных 2,5 Гб/с.

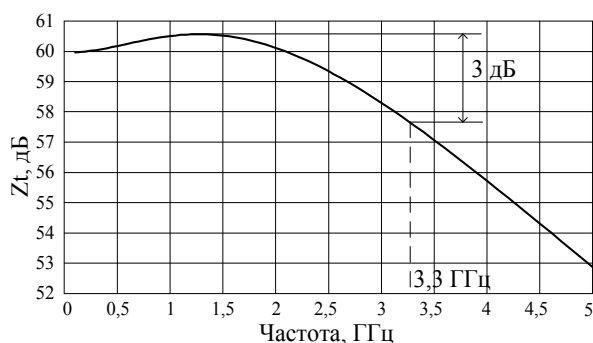


Рис. 6. Трансимпедансный коэффициент усиления ТИУ

На рис. 7 приведена топология разработанной ИС ТИУ, размеры кристалла составили $1 \times 0,75 \text{ мм}^2$.

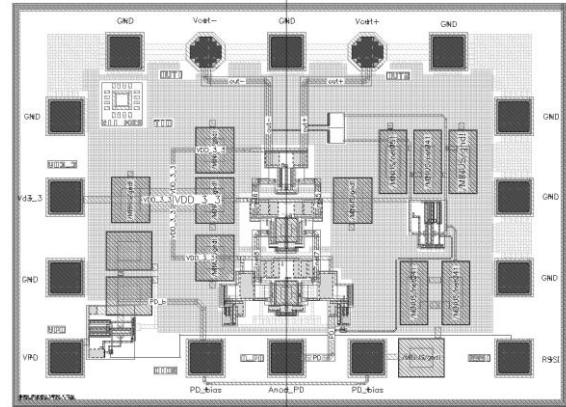


Рис. 7. Топология ТИУ на основе 180 нм КМОП-технологии ($0,75 \text{ мм}^2$)

Тестовые элементы

Тестовые элементы необходимы для уточнения параметров электрических моделей, входящих в библиотеку, а также для характеристики разработанных устройств (например, разработанных катушек индуктивностей).

Состав тестовых элементов:

- 1) структуры для деэмпединга;
- 2) конденсаторы емкостью от 0,5 до 4,5 пФ;
- 3) катушки индуктивности от 0,1 до 2,5 нГн;
- 4) усилительные и переключающие СВЧ-транзисторы.

На рис. 8 приведена топология разработанных тестовых элементов, размеры кристалла составили $3,05 \times 1,45 \text{ мм}^2$.

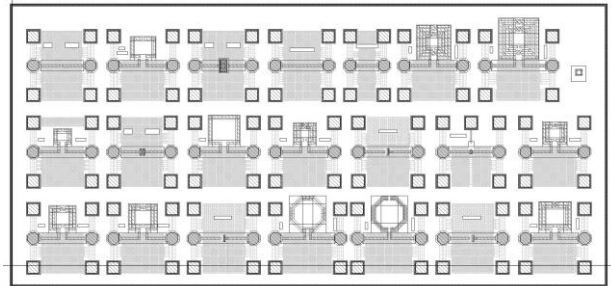


Рис. 8. Топология тестовых элементов на основе 180 нм КМОП-технологии ($4,42 \text{ мм}^2$)

Заключение

Данная статья посвящена описанию результатов проектирования СВЧ ИС на основе 180 нм КМОП-технологии АО «Микрон» в рамках технологического сервиса MPW. В результате разработан комплект СВЧ ИС в составе: МШУ диапазона 2–4 ГГц; ЦАТТ диапазона 1–4 ГГц; ТИУ для оптических линий передачи 2,5 Гб/с; тестовые элементы. На настоящий момент представленный комплект СВЧ ИС запущен в производство.

Проектирование СВЧ ИС было выполнено 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» по госзаданию на выполнение научно-исследовательской работы «Разработка методики прототипирования электронной компонентной базы на отечественных микроэлектронных производствах на основе сервиса MPW (FSMR-2023-0008)».

Литература

1. Europractice, IC prototyping service [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.europractice.com>, свободный (дата обращения: 14.09.2023).
2. Ходжиков Д.В. Разработка ИС малошумящего усилителя S-диапазона на основе отечественной 180 нм КМОП-технологии / Д.В. Ходжиков, А.С. Коряковцев, А.А. Коколов // Электронные средства и системы управления: матер. докл. междунар. науч.-практ. конф.: в 2 ч. – Томск: В-Спектр, 2022. – С. 27–29.
3. Коряковцев А.С. Разработка ИС-трансимпедансного усилителя на основе отечественной 180 нм КМОП-технологии для 2,5 Гбит/с оптических линий связи / А.С. Коряковцев, А.А. Коколов, Ф.И. Шеерман // Электронные средства и системы управления: матер. докл. Междунар. науч.-практ. конф.: в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2022. – С. 38–41.

Коколов Андрей Александрович
Зав. лаб. ЛПРИСиСНК, доцент каф. КСУП ТУСУРа
Эл. почта: andrei.a.kokolov@tusur.ru

Шеерман Федор Иванович
Вед. н.с. лаб. СВЧ микроэлектроники НИИ МЭС,
доцент каф. КСУП ТУСУРа
Эл. почта: fish@kcup.tusur.ru

Коряковцев Артём Сергеевич
Мл. н.с. ЛПРИСиСНК ТУСУРа
Эл. почта: artem.s.koriakovtsev@tusur.ru

Шутов Евгений Александрович
Мл. н.с. ЛПРИСиСНК ТУСУРа
Эл. почта: artem.s.koriakovtsev@tusur.ru

Ходжиков Диас Владимирович
Мл. н.с. ЛПРИСиСНК ТУСУРа
Эл. почта: dias.khodzhikov@tusur.ru

А.С. Коряковцев, Л.И. Бабак, А.А. Коколов

Проектирование многокаскадных СВЧ-трансимпедансных усилителей с противозумовой коррекцией на основе символьного анализа и модифицированного метода Брауде

Предложена методика проектирования многокаскадных СВЧ-трансимпедансных усилителей (ТИУ) с противозумовой коррекцией на основе символьного анализа. Применение разработанного авторами модифицированного метода Брауде позволило аналитически рассчитать цепи коррекции каскадов для обеспечения АЧХ трансимпеданса и коэффициента усиления по напряжению с разным наклоном. Методика иллюстрируется примером расчета трехкаскадного СВЧ ТИУ, каждый каскад которого выполнен по схеме КМОП-инвертора.

Ключевые слова: многокаскадный СВЧ-трансимпедансный усилитель, модифицированный метод Брауде, противозумовая коррекция, КМОП-инвертор.

В настоящее время получают все большее распространение интегральные СВЧ-оптические приемники (ОПрм), включающие кристаллы фотодиода (ФД) и трансимпедансного усилителя (ТИУ) на основе КМОП-технологий, с полосами пропускания одного канала до десятков ГГц. В связи с малыми величинами паразитных параметров эквивалентные схемы (ЭС) интегральных КМОП-транзисторов до частот порядка 10–20 ГГц являются достаточно простыми, это открывает путь к применению аналитических (символьных) методов проектирования интегральных ВЧ- и СВЧ-КМОП-усилителей, которые имеют ряд достоинств по сравнению с традиционными численными методами моделирования [1].

Однако предложенные в литературе аналитические методики не являются универсальными и предназначены для расчета конкретных схем широкополосных усилительных каскадов [2]. Систематическую основу для проектирования сверхширокополосных усилителей обеспечивает классический метод Г.В. Брауде [3, 4].

В [5] авторы настоящей статьи предложили на его базе методику расчета однокаскадного интегрального ТИУ на КМОП-транзисторах при использовании автоматического получения символьных передаточных и входных функций усилителя с помощью алгоритмов компьютерной алгебры. Такая методика для нескольких разных схем усилительных каскадов была реализована в программе автоматизированного проектирования и символьного анализа ОПрм и ТИУ SYMATIA [6].

В ОПрм с многокаскадными ТИУ становится возможным дополнительно улучшить шумовые характеристики, применив метод противозумовой коррекции (ПШК), тоже предложенный Г.В. Брауде [3, 4]. Он состоит в том, что спад амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) коэффициента усиления первого каскада ТИУ, обусловленный емкостью подключенного к нему ФД, компенсируется корректирующими элементами в этом каскаде полностью или вообще не компенсируется, а полная компенсация для обеспечения плоской АЧХ всего усилителя осуществляется в следующих каскадах.

Однако классический метод Г.В. Брауде для расчета сверхширокополосных усилителей [3, 4] дает возможность получить лишь плоскую форму АЧХ коэффициента усиления, а применение ПШК предполагает различную форму АЧХ в разных каскадах. В настоящей статье разрабатывается методика проектирования многокаскадных СВЧ-трансимпедансных усилителей с ПШК на основе предложенного в [7] модифицированного метода Брауде, позволяющего обеспечить АЧХ трансимпеданса и коэффициента усиления по напряжению каскадов с разным наклоном. Методика иллюстрируется примером расчета трехкаскадного СВЧ ТИУ на КМОП-транзисторах.

Расчет характеристик ОПрм с многокаскадным ТИУ

Предлагаемая методика расчета многокаскадных СВЧ ТИУ (рис. 1, а) базируется на следующих формулах, позволяющих определить коэффициент трансимпедансного усиления (КТУ) $Z_{T\Sigma}$, ГВЗ КТУ $\tau_{Z\Sigma}$ и флуктационный входной шумовой ток $|i_{n\Sigma}|$ всего N -каскадного усилителя с подключенным на входе ФД по характеристикам отдельных усилительных каскадов и ФД:

$$Z_{T\Sigma} = Z_{T1}(C_{PD}, Z_{in2}) \cdot \prod_{i=2}^N K_{Ui}(Z_{in,i+1}); \quad (1)$$

$$\tau_{Z\Sigma} = \tau_{Z1}(Z_{in2}) + \sum_{i=2}^N \tau_{Ui}(Z_{in,i+1}); \quad (2)$$

$$|i_{n\Sigma}|^2 = 4KT_0\Delta f R_n |j\omega C_{PD} - Y_{Sn}|^2, \quad (3)$$

где Z_{T1} и τ_{Z1} – соответственно КТУ и ГВЗ КТУ 1-го каскада ТИУ с подключенным ФД; K_{Ui} , τ_{Ui} и $Z_{in,i}$ – соответственно коэффициент усиления по напряжению (КУН), ГВЗ КУН и входной импеданс i -го каскада ($i = 2, 3, \dots, N$); $Z_{in,N+1} = R_L$ – нагрузка N -го каскада, т.е. ТИУ; R_n и Y_{Sn} – соответственно шумовое сопротивление и оптимальный импеданс источника сигнала, при котором достигается минимальный коэффициент шума ТИУ при отсутствии ФД (это так называемые стандартные шумовые параметры ТИУ

как четырехполосника); C_{PD} – емкость ФД; K – постоянная Больцмана; T_0 – абсолютная температура среды; Δf – шумовая полоса, обычно равная 1 Гц (обобщение формулы (3) приведено в [8]).

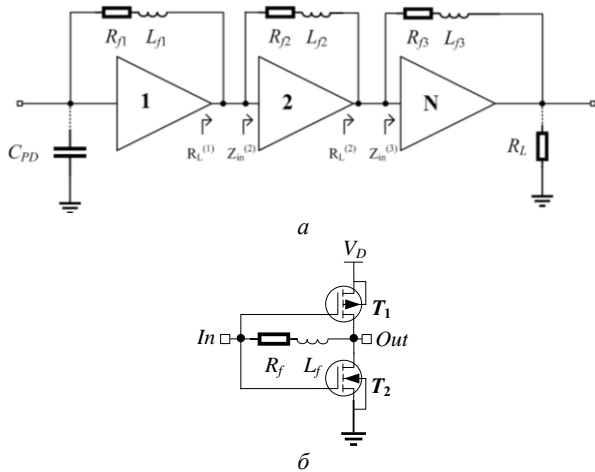


Рис. 1. Структурная схема N-каскадного ТИУ – а; принципиальная схема каскада ТИУ на основе КМОП-инвертора с ООС – б

Согласно (1), для обеспечения плоской АЧХ КТУ $|Z_T(f)|$ многокаскадного ТИУ в полосе частот $[f_L, f_U]$ нужно контролировать формы АЧХ КТУ $|Z_T(f)|$ первого каскада с подключенным ФД и АЧХ КУН $|K_U(f)|$ остальных каскадов.

Расчет каскада ТИУ на основе схемы КМОП-инвертора с разным наклоном АЧХ

Предлагаемую методику проектирования удобно пояснить на примере многокаскадного ТИУ, в каждом каскаде которого используется одна и та же схема КМОП-инвертора с цепью параллельной отрицательной обратной связи (ООС) (см. рис. 1, б). В этой схеме уровни КТУ Z_T и КУН K_U зависят от сопротивления ООС R_f , а АЧХ КТУ и КУН различной формы могут быть получены путем изменения корректирующей индуктивности ООС L_f [5].

Вначале рассмотрим получение АЧХ разной формы для усилительного каскада на рис. 1, б с помощью модифицированного метода Брауде [7]. Аналитическое (символьное) выражение для КТУ $Z_T(p)$ такой схемы ($p = j\omega$) при резистивной нагрузке и описании МОП-транзисторов упрощенными ЭС было получено с помощью алгоритмов компьютерной алгебры в [5], аналогичным образом нами были найдены выражения для КУН $K_U(p)$ и входного импеданса $Z_{in}(p)$ КМОП-инвертора, все указанные характеристики представляют собой дробно-рациональные функции. Для удобства характеристики $Z_T(p)$ и $K_U(p)$ запишем в следующем общем виде:

$$T(p) = \frac{a(p)}{b(p)} = \frac{a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + \dots + a_m p^m}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + \dots + b_n p^n}, \quad (4)$$

где коэффициенты a_i и b_j ($i = 0, 1, \dots, m; j = 0, 1, \dots, n$) зависят от варьируемых элементов цепи ООС R_f и L_f в схеме на рис. 1, б. После упрощения (удаления в (4) слабо влияющих коэффициентов a_i и b_j) для

функции $Z_T(p)$ КМОП-инвертора порядка числителя и знаменателя соответственно равны $m = 1$ и $n = 3$, а для функции $K_U(p)$ – $m = 2$ и $n = 2$.

Перейдем от функции $T(j\omega)$ к квадрату модуля $\Phi(\omega^2) = |T(j\omega)|^2$ и представим его в виде $\Phi(X) = \Phi_0 \Phi_{\text{ном}}(X)$, где $X = \omega^2$; $\Phi_0 = a_0^2/b_0^2$ – не зависящий от частоты постоянный множитель, определяющий уровень коэффициента усиления; $\Phi_{\text{ном}}(X)$ – нормированная функция, определяющая форму АЧХ [3, 4, 7]. В данном случае постоянный множитель Φ_0 зависит только от сопротивления ООС R_f , а функция $\Phi_{\text{ном}}(X)$ – только от индуктивности ООС L_f . Далее в соответствии с модифицированным методом Брауде [7] запишем уравнение, соответствующее равенству нулю первой производной функции $\Phi(X)$ по X в точке $X = X_0$, выбираемой в пределах рабочего частотного диапазона:

$$\Phi'(X_0) = 0. \quad (5)$$

Различные формы АЧХ КТУ $Z_T(j\omega)$ и КУН $K_U(j\omega)$ целесообразно получить для нескольких фиксированных значений сопротивления ООС R_f , отвечающих разным величинам уровня усиления (т.е. разным величинам КТУ $Z_{T0} = Z_T(0)$ и КУН $K_{U0} = K_U(0)$ на нулевой частоте). Формулы, связывающие Z_{T0} и K_{U0} с сопротивлением R_f , найдем из условия $T_0 = T(0) = a_0/b_0$ – см. (4). Отсюда

$$R_f = \frac{Z_{T0}(g_m + G_{ds} + G_L) + 1}{g_m}; \quad (6)$$

$$R_f = \frac{K_{U0} + 1}{g_m - K_{U0}(G_{ds} + G_L)}, \quad (7)$$

где g_m и G_{ds} – соответственно суммарные крутизна и выходная проводимость включенных параллельно n МОП- и p МОП-транзисторов в КМОП-инверторе (см. рис. 1, б); $G_L = 1/R_L$ – проводимость нагрузки. Величина индуктивности ООС L_f при заданных значениях X_0 и R_f находится из условия (5), которое в обоих случаях (КТУ и КУН) после упрощения приводит к уравнению 2-й степени относительно L_f .

Предложенный в [8] способ получения семейства АЧХ разной формы с помощью модифицированного метода Брауде состоит в решении уравнений вида (5) при выборе различных значений $f_0 = \omega_0 / (2\pi) = \sqrt{X_0} / (2\pi)$ в пределах рабочего диапазона частот усилителя $[f_L, f_U]$, здесь f_L, f_U – соответственно нижняя и верхняя граничные частоты полосы пропускания.

На рис. 2 показаны вычисленные таким образом семейства АЧХ КТУ $|Z_T(f)|$ и КУН $|K_U(f)|$ с разным наклоном при следующих исходных данных: ширина затвора n МОП- и p МОП-транзисторов $W_g = 70$ мкм, $R_L = 50$ Ом, $R_f = 200$ Ом. Расчет АЧХ КТУ $|Z_T(f)|$ выполнен с учетом емкости ФД $C_{PD} = 150$ фФ, подключенной ко входу КМОП-инвертора, АЧХ КУН $|Z_T(f)|$ – без ФД. В таблице приведены рассчитанные для $R_L = 50$ Ом и $R_f = 150$ Ом значения других параметров однокаскадного усилителя для АЧХ $|Z_T(f)|$ и $|K_U(f)|$ различной формы (здесь $f_{3\text{дб}}$ – полоса пропус-

кания ТИУ на уровне -3 дБ; SL – наклон АЧХ в единицах $\%/ГГц$ – процент/ГГц). Сетка величин f_0 для решения уравнения $\Phi'(X_0, e) = 0$ выбрана неравномерной, чтобы получить семейство АЧХ с заметным изменением наклона. Максимальная величина f_0 выбрана также из условия, чтобы интегральная индуктивность L_f в КМОП-технологии не превышала величин порядка $L_{\max} = 1,5\text{--}3$ нГн при верхних граничных частотах полосы пропускания $10\text{--}15$ ГГц.

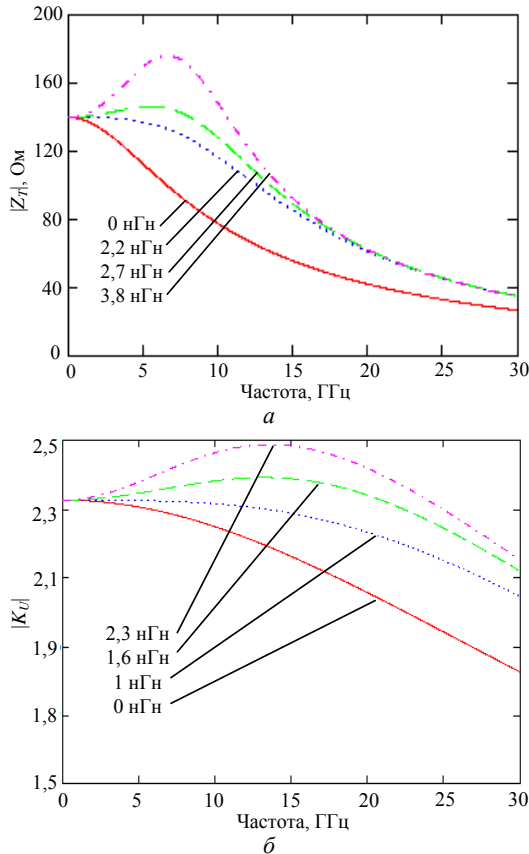


Рис. 2. Рассчитанные АЧХ с разным наклоном КМОП-инвертора ($R_L = 50$ Ом, $R_f = 200$ Ом): а – $|Z_T(f)|$ ($C_{PD} = 150$ фФ); б – $|K_U(f)|$ ($C_{PD} = 0$)

Из таблицы видно, что при уменьшении сопротивления ООС R_f гораздо меньшими становятся величины индуктивности ООС L_f , необходимые для обеспечения одного и того же наклона АЧХ $|Z_T(f)|$. Таким образом, чем меньше будет коэффициент усиления Z_{T0} каскада КМОП-инвертора, тем меньше используемые в нем величины индуктивностей ООС. Расчеты при разных значениях нагрузки каскада также показывают, что при увеличении R_L одинаковые наклоны АЧХ реализуются при меньших величинах индуктивности L_f .

Методика и пример расчета трехкаскадного интегрального СВЧ ТИУ с ПШК для ОПРм

На базе выполненного расчета усилительного каскада на основе схемы КМОП-инвертора с разным наклоном АЧХ можно предложить методику проектирования ОПРм с многокаскадными ТИУ при использовании ПШК. Эту методику поясним на примере.

Параметры КМОП-инвертора, соответствующие АЧХ $|Z_T(f)|$ и $|K_U(f)|$ с разным наклоном ($R_L = 50$ Ом)

АЧХ $ Z_T(f) $ ($C_{PD} = 150$ фФ, $R_f = 150$ Ом, $Z_{T0} = 100$ Ом)				АЧХ $ K_U(f) $ ($C_{PD} = 0$, $R_f = 150$ Ом, $K_{U0} = 2,15$)			
f_0 , ГГц	L_f , нГн	$f_{3дБ}$, ГГц	SL , $\%/ГГц$	f_0 , ГГц	L_f , нГн	$f_{3дБ}$, ГГц	SL , $\%/ГГц$
0	1,25	17,9	-6,9	0	0,631	≈ 53	-0,2
12	1,4	18,9	-2,5	15	0,81	$\approx 53,8$	+1,1
15	1,5	19,5	+1,5	18	0,99	≈ 54	+2,6
17	1,8	20,2	+10,1	21,1	1,8	$\approx 54,3$	+9,8
18	2,2	20,8	+26,7	21,5	3	$\approx 54,2$	+18

В качестве исходных данных зададим следующие требования к ОПРм: верхняя граничная частота полосы пропускания $f_U \geq 15$ ГГц; КТУ Z_{T2-0} на нулевой частоте не менее 600 Ом (т.е. $Z_{T2-0} \geq Z_{T\Sigma} = 600$ Ом); входной шумовой ток $|\bar{i}_{n\Sigma}|$ не более 20 пА/ $\sqrt{ГГц}$; нагрузка ТИУ $R_L = 50$ Ом. Требуемое число каскадов ТИУ N определяется в результате расчета. Задача проектирования заключается в достижении компромисса между величинами КТУ и шумового тока ОПРм при условии удобной реализации ТИУ в виде ИС (точнее говоря, желательно использовать минимально возможные величины индуктивностей катушек в усилительных каскадах для минимизации общей площади и стоимости ИС).

Если начать расчет с 1-го каскада, то точно неизвестна его нагрузка, а именно импеданс 2-го каскада. Поэтому расчет проведем в следующей последовательности. Вначале приближенно определим входной импеданс $Z_{in2}(f)$ 2-го каскада с целью определения нагрузки 1-го каскада. После выполняется расчет 1-го каскада, затем последнего (N -го) каскада, а далее каскады с последовательно убывающими номерами $N-1$, $N-2$, $N-3$ и т.д. рассчитываются, начиная с предпоследнего, в сторону входа усилителя, в конце более точно осуществляется расчет 2-го каскада.

Применим такую методику к многокаскадному ТИУ, выполненному на КМОП-инверторах (см. рис. 1, а), хотя в каскадах могут быть применены и другие усилительные схемы.

1. Выберем ФД с емкостью $C_{PD} = 150$ фФ, обеспечивающий полосу пропускания более 15 ГГц.

2. Назначаем первоначально резистивное сопротивление нагрузки 2-го каскада: $R'_{L2} = 50$ Ом (при меньшей полосе пропускания ОПРм эта величина может быть больше). По графикам рис. 2, б и таблице находим, что для получения положительного наклона АЧХ КУН $|K_{U2}(f)|$ 2-го каскада в полосе не менее 15 ГГц могут быть выбраны величины элементов цепи ООС $R_{j2} = 150\text{--}200$ Ом и $L_{j2} = 1$ нГн. На этом шаге выбор индуктивности L_{j2} не критичен, так как все равно в конце 2-й каскад будет пересчитываться с учетом реально необходимого наклона АЧХ. Вычисляем при этих значениях элементов входной импеданс $Z_{in2}(f)$ 2-го каскада и находим, что этот импеданс (т.е. нагрузка 1-го каскада) близок к сопротивлению 50 Ом.

3. Далее выполняется расчет 1-го каскада. С этой целью используем аналогичные рис. 2, а графики семейств АЧХ КТУ $|Z_{T1}(f)|$, построенные для разных величин сопротивления ООС R_{L1} при нагрузке $R_{L1} = 50$ Ом и подключении ко входу каскада известной емкости ФД $C_{PD} = 150$ фФ. По графикам выбираем величины элементов цепи ООС R_{L1} и L_{L1} , учитывая ряд условий.

Так, в 1-м каскаде сопротивление ООС R_{L1} желательно взять больше для увеличения трансимпеданса $|Z_{T1}|$ и снижения входного шумового тока $|\bar{i}_{n1}|$ 1-го каскада (и соответственно шумового тока ОПРМ $|\bar{i}_{n\Sigma}|$). Но повышение R_{L1} возможно только до той степени, пока обеспечивается нужная полоса пропускания каскада и можно реализовать компенсацию спада АЧХ; кроме того, большим значениям R_{L1} соответствуют большие значения индуктивности L_{L1} . Чтобы облегчить выбор сопротивления ООС, на рис. 3, а приведен график зависимости шумового тока $|\bar{i}_{n1}|$ 1-го каскада с подключенным ФД от частоты и величины R_{L1} . В качестве компромисса можно взять величину $R_{L1} = 200$ Ом, при этом КТУ на нулевой частоте будет равен $Z_{T1-0} = 140$ Ом, а входной шумовой ток составит около 11 пА/√Гц, что существенно ниже заданного значения $|\bar{i}_{n\Sigma}|$.

Выбор корректирующей индуктивности L_{L1} для различных ФД облегчает график на рис. 3, б, построенный для $R_{L1} = 50$ Ом. Он показывает величину L_{L1} , которая требуется для полной компенсации наклона АЧХ КТУ, обусловленного ФД с разными значениями емкости C_{PD} . Как видно, для обеспечения плоской АЧХ 1-го каскада при $C_{PD} = 150$ фФ требуется индуктивность $L_{L1} = 2$ нГн. Однако при ПШК для снижения величин интегральных входного шумового тока $|\bar{i}_{n\Sigma}^{rms}|$ и выходного шумового

напряжения $|\bar{u}_{n\Sigma}^{rms}|$ АЧХ КТУ 1-го каскада должна быть спадающей. Поэтому выберем меньшее значение индуктивности ООС $L_{L1} = 1$ нГн. В таком случае осуществляется частичная компенсация наклона АЧХ, и на частоте 10 ГГц величина отрицательного наклона уменьшается со значения $SL_1 = -45$ %/Гц для некорректированного 1-го каскада ($L_{L1} = 0$) до $SL_1 = -34$ %/Гц для скорректированного.

В заключение этого шага определяем, что остальные каскады ТИУ для получения плоской частотной характеристики $|Z_{T\Sigma}(f)|$ всего усилителя с ФД должны обеспечить положительный наклон $SL_{2+3} = -SL_1 = +34$ %/Гц, а их КУН для получения КТУ ТИУ $Z_{T\Sigma-0} = 600$ Ом суммарно должен быть не менее $Z_{T\Sigma-0} / Z_{T1-0} = 600 \text{ Ом} / 140 \text{ Ом} = 4,28$. Так как в соответствии с рис. 2, б и таблицей один каскад КМОП-инвертора при $R_{L1} = 150\text{--}200$ Ом может обеспечить величину K_{U0} порядка 2–3 раза, всего в ТИУ достаточно 3 каскадов.

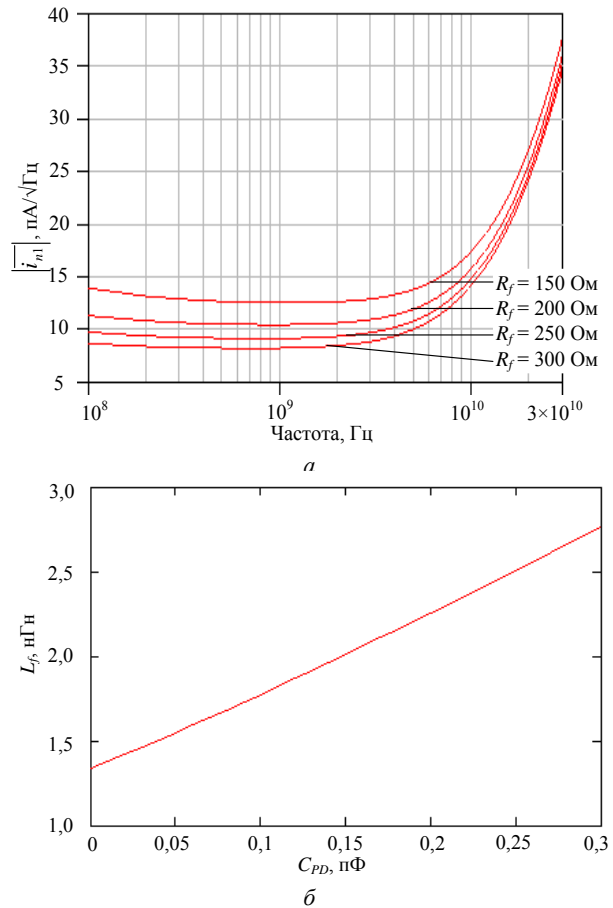


Рис. 3. Шумовой ток $|\bar{i}_{n1}|$ на входе первого каскада ($C_{PD} = 150$ фФ, $R_{L1} = 50$ Ом) – а; зависимость индуктивности ООС L_{L1} , соответствующей плоской АЧХ КТУ, от емкости ФД C_{PD} ($R_{L1} = 50$ Ом, $R_{L1} = 200$ Ом) – б

4. Далее расчет продолжаем с последнего (в данном случае третьего) каскада и вновь используем графики семейств АЧХ КУН $|K_U(f)|$ на рис. 2, б, построенные при нагрузке ТИУ $R_{L1} = 50$ Ом. По приведенным выше расчетам видно, что по характеристикам $Z_{T\Sigma-0}$ и $|\bar{i}_{n\Sigma}|$ у ТИУ есть определенный запас.

Поэтому для снижения величины индуктивности ООС L_{L3} сопротивление R_{L3} можно взять ниже, чем в 1-м каскаде: $R_{L3} = 150$ Ом, при этом обеспечивается его КУН $K_{U3-0} = 2,15$. Из таблицы выберем для 3-го каскада значение корректирующей индуктивности $L_{L3} = 1,8$ нГн, соответствующее подъёму АЧХ $SL_3 \approx +10$ %/Гц. Таким образом, 2-й каскад должен реализовать величину K_{U2-0} не менее $4,28/2,15 = 1,99$ и положительный наклон АЧХ КУН $SL_2 = SL_{2+3} - SL_3 = +34$ %/Гц -10 %/Гц $= +24$ %/Гц.

5. На последнем шаге для 2-го каскада выбираем величину резистора ООС $R_{L2} = 150$ Ом, что соответствует значению $K_{U2-0} = 2,15$. Таким образом, результирующий КТУ ТИУ будет равен

$$140 \text{ Ом} \cdot 2,15 \cdot 2,15 = 647 \text{ Ом},$$

т.е. больше, чем необходимо. Далее с целью более точного расчета графики АЧХ КУН $|K_{U2}(f)|$, аналогичные рис. 2, б, строим для реальной нагрузки 2-го

каскада $Z_{L2}(f) = Z_{in3}(f)$ при $R_f = 150$ Ом. Из этих графиков выбираем индуктивность ООС, отвечающую требуемому наклону $SL_2 = +24$ %/ГГц: $L_{p2} = 1,4$ нГн.

На этом расчет ТИУ с ПШК заканчивается. В заключение было выполнено моделирование рассчитанного трехкаскадного ТИУ при подключенном ФД с использованием точных моделей КМОП-транзисторов

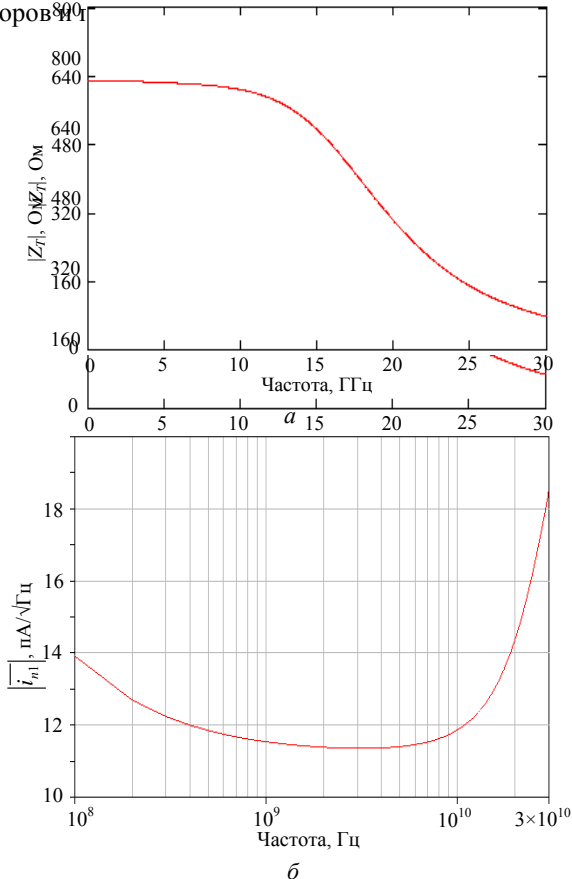


Рис. 4. Частотные характеристики трехкаскадного ТИУ с ФД:
а – КТУ $|Z_{TΣ}(f)|$; б – входной шумовой ток $|i_{nΣ}(f)|$

На рис. 4, а представлена полученная частотная зависимость КТУ $|Z_{TΣ}(f)|$. Величина $Z_{TΣ-0}$ на низкой (нулевой) частоте составляет около 640 Ом, что соответствует значению 54 дБ·Ом. Полоса пропускания по уровню -3 дБ равна 16,7 ГГц, при этом в полосе до 10–12 ГГц АЧХ КТУ близка к плоской форме. Таким образом, цепи частотной коррекции в каскадах ТИУ, осуществляющие компенсацию ёмкости ФД, рассчитаны правильно.

На рис. 4, б показана вычисленная частотная характеристика входного шумового тока $|i_{nΣ}(f)|$. В полосе 0,1–20 ГГц этот ток не превышает 14 пА/√Гц, а в большей части этого частотного диапазона равен 11,5–12 пА/√Гц, что является хорошим результатом для ОПРм на КМОП ТИУ.

Заключение

В работе предложена методика проектирования многокаскадных СВЧ ТИУ, основанная на символьном методе анализа. Применение противозумовой коррекции позволяет улучшить шумовые характери-

стики ОПРм. Аналитический расчет цепей коррекции каскадов для обеспечения АЧХ трансимпеданса и коэффициента усиления по напряжению с разным наклоном базируется на модифицированном методе Брауде [7]. Приведен пример расчета ОПРм с трехкаскадным СВЧ ТИУ на КМОП-транзисторах.

Работа выполнялась в рамках государственного задания при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (уникальный идентификатор FEWM-2023-0014).

Литература

1. Fakhfakh M. Design of analog circuits through symbolic analysis. – Tunisia: Bentham Books, 2012. – 468 p.
2. Meghdadi M. A Highly Linear Dual-Gain CMOS Low-Noise Amplifier for X-Band / M. Meghdadi, M. Piri, A. Medi // IEEE Trans. Circ. Syst. II: Express Briefs. – 2017. – Vol. 65, № 11. – PP. 1604–1608.
3. Брауде Г.В. Коррекция телевизионных и импульсных сигналов. – М.: Связь, 1967. – 249 с.
4. Лурье О.Б. Усилители видеочастоты. – М.: Сов. радио, 1961. – 676 с.
5. Коряковцев А.С. Символьный анализ и расчет входного каскада СВЧ-трансимпедансного усилителя по схеме КМОП-инвертора с обратной связью / А.С. Коряковцев, Л.И. Бабак, А.А. Коколов // XII Всерос. науч.-техн. конф. «Электроника и микроэлектроника СВЧ»: сб. докладов. – Санкт-Петербург. 29 мая – 2 июня 2023 г. – СПб.: СПбГЭТУ, 2023. – С. 145–150.
6. Черкашин М.В. Программа моделирования и автоматизированного расчета СВЧ-оптических приемников и трансимпедансных усилителей на основе символьного анализа / М.В. Черкашин, А.С. Коряковцев // Наст. сборник.
7. Бабак Л.И. Модифицированный метод Брауде для проектирования ВЧ- и СВЧ-сверхширокополосных усилителей / Л.И. Бабак, А.С. Коряковцев // Наст. сборник.
8. Leven A. Unified analytical expressions for transimpedance and equivalent input noise current of optical receivers / A. Leven, R. Reuter, Y. Baeyens // IEEE Trans. – 2000. – Vol. MTT-48, № 10. – PP. 1701–1706.

Коряковцев Артём Сергеевич

Аспирант каф. компьютерных систем в управлении и проектировании (КСУП) ТУСУРа, м.н.с. лаб. проектирования радиочастотных интегральных схем и систем на кристалле (ЛПРИСиСНК)
ORCID: 0000-0001-6075-390X
Эл. почта: artem.s.koriakovtsev@tusur.ru

Бабак Леонид Иванович

Д-р техн. наук, директор НИИ микроэлектронных систем ТУСУРа, проф. каф. КСУП
ORCID: 0000-0002-2333-0518
Эл. почта: leonid.babak@mail.ru

Коколов Андрей Александрович

Канд. техн. наук, с.н.с. ЛИКС, доцент каф. КСУП ТУСУРа
ORCID: 0000-0002-8910-4329
Эл. почта: kokolovaa@gmail.com

Е.В. Кабанова, В.С. Швоев, Н.А. Набережнев, А.Е. Горяинов, А.А. Калентьев

Разработка алгоритма структурно-параметрического синтеза схемных решений СВЧ-малошумящих усилителей с учетом технологического процесса

Рассмотрены существующие методики и алгоритмы структурно-параметрического синтеза схемных решений СВЧ-малошумящих усилителей (МШУ). Описана методика, выполняющая структурно-параметрический синтез СВЧ МШУ с использованием генетического алгоритма (ГА). Рассмотрена программа структурно-параметрического синтеза СВЧ МШУ 50ohm Tech LNA Designer с использованием моделей целевого технологического процесса по классу характеристик. Представлены результаты тестирования программы на примере синтеза однокаскадного усилителя на базе технологического процесса 0,25 мкм GaAs pHEMT.

Ключевые слова: малошумящий усилитель, сверхвысокие частоты, синтез, генетический алгоритм, морфологическое множество.

Передовым направлением развития радиоэлектроники на сегодняшний день является освоение все более высоких частот для увеличения емкости каналов связи, улучшения качества и скорости передачи данных. Новые стандарты 5G- и 6G-связи требуют создания новых технологий изготовления устройств. Каждый технологический процесс уникален, и компоненты, изготовленные по двум разным процессам, будут обладать различными характеристиками, в том числе и частотными. Следовательно, для реализации систем передачи данных новых стандартов требуется также и проектирование новых устройств, изготовленных на новой технологической линии [1].

Проектирование СВЧ-устройств, таких как малошумящие усилители (МШУ), многоступенчатые аттенуаторы и фазовращатели, невозможно без использования специализированных систем автоматизированного проектирования (САПР) и может занимать месяцы работы опытного инженера.

Существуют подходы, позволяющие значительно ускорить процесс проектирования за счет автоматизации [2–10]. Так, в мире активно развивается направление структурно-параметрического синтеза СВЧ-устройств, когда специальный алгоритм, как правило, с применением элементов искусственного интеллекта выполняет поиск структуры устройства и значений его элементов. Благодаря применению таких подходов время получения схемного решения, удовлетворяющего требованиям, можно сократить до нескольких часов.

Существующие методики, как правило, выполняют синтез с использованием идеализированных моделей элементов. Впоследствии инженер должен выполнить замену идеализированных моделей на модели целевого технологического процесса, что приведет к изменению характеристик устройства, а, следовательно, к необходимости доработки или перепроектирования.

Выполнение синтеза с использованием моделей технологического процесса могло бы исключить необходимость доработки решений инженером вручную или свести их к минимуму.

В данной работе представлена методика структурно-параметрического синтеза СВЧ МШУ по комплексу характеристик с использованием моделей технологического процесса. Синтез основан на использовании генетического алгоритма и морфологического анализа для определения физически реализуемых структур. Использование моделей техпроцесса накладывает также дополнительные требования к структуре устройства (учет цепей питания, сквозных отверстий и т.д.).

Подходы и методики к задаче структурно-параметрического синтеза

В настоящее время для проектирования СВЧ МШУ используются графоаналитические методы [3] на основе использования круговой диаграммы Вольперта–Смита, аналитические методы [3], методы «реальной частоты» [5], систематический поиск, декомпозиционный метод синтеза [6], методики «визуального» проектирования [7] и др. Имеется также небольшое количество программных продуктов, обеспечивающих решение задачи проектирования СВЧ МШУ (Amplifier Design Wizard [8], Linc2 [9] и др.).

Большинство из перечисленных методов основано на процедурах нелинейной оптимизации, которые страдают от общеизвестных недостатков (зависимость от начальных условий, отсутствие гарантий нахождения глобального оптимума) и не подходят для синтеза структуры устройства [2]. Кроме того, многие из них не учитывают полный комплекс характеристик СВЧ МШУ, а также особенности технологического процесса.

Одним из наиболее перспективных подходов является использование генетического алгоритма (ГА) для структурно-параметрического синтеза радиоэлектронных устройств. В отличие от нейронных сетей он не требует большого объема данных для обучения. Так, для обучения нейросети, способной выполнить структурно-параметрический синтез какого-либо класса устройств, потребуются десятки тысяч примеров спроектированных устройств на целевом технологическом процессе. В это же время

быть загружен дубликат библиотеки компонентов, для создания которого используется программа PDK Bridge [13]. Таким образом, в процессе синтеза МШУ используются модели компонентов, учитывающие особенности технологического процесса.

Пример синтезированного устройства

Для демонстрации алгоритма структурно-параметрического синтеза с применением ГА, реализованного в программе 50ohm Tech LNA Designer, был проведен синтез однокаскадного усилителя на базе технологического процесса 0,25 мкм GaAs pHEMT. Требования к характеристикам однокаскадного усилителя представлены в таблице.

Требования к характеристикам однокаскадного МШУ

Характеристика	Значение
Рабочий диапазон частот, ГГц	6–12
Коэффициент усиления, дБ	10
Неравномерность коэффициента усиления, дБ	1
Коэффициент согласования на входе, дБ	–10
Коэффициент согласования на выходе, дБ	–10
Коэффициент устойчивости	1
Коэффициент шума, дБ	3

Частоты моделирования: 0,1–60 ГГц, шаг 0,1 ГГц.

На каждой итерации синтеза происходит оценка полученных решений по комплексу характеристик. Для каждого полученного решения моделируются характеристики и рассчитывается их отклонение от заданных требований. К полученным отклонениям применяются весовые коэффициенты, после чего они объединяются в одно значение ЦФ при помощи одной из трех функций свертки: минимаксная функция, СКО, суммирующая функция.

В результате синтеза было получено решение, полностью удовлетворяющее заданным требованиям к характеристикам. Принципиальная схема полученного решения представлена на рис. 4. Все элементы схемы являются элементами целевого технологического процесса, во время синтеза происходило варьирование геометрических параметров моделей. Синтез (1000 итераций ГА) потребовал менее 5 мин.

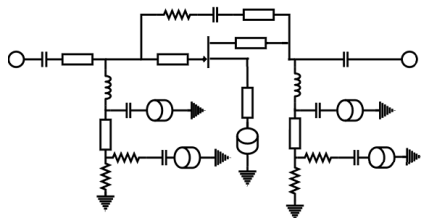


Рис. 4. Принципиальная схема полученного решения

Графики характеристик полученного решения представлены на рис. 5.

Исследование сходимости предложенного алгоритма

В рамках работы был проведен численный эксперимент по исследованию влияния типа ЦФ на

сходимость синтеза. Для этого было произведено 100 запусков синтеза описанной выше задачи для каждого типа ЦФ: минимаксной, суммирующей и СКО.

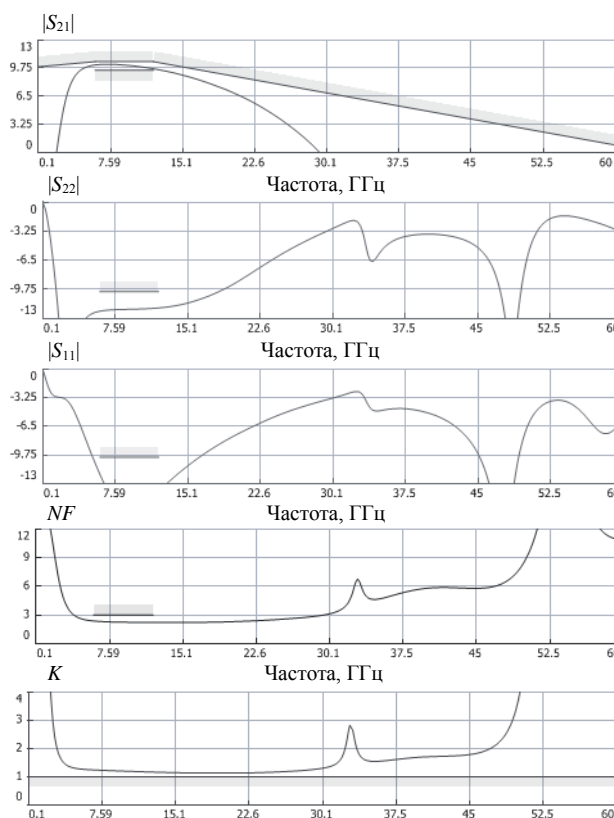


Рис. 5. Графики характеристик полученного решения

Сходимость синтеза отслеживалась по следующим критериям:

- количество итераций, требующихся для нахождения первого решения, удовлетворяющего требованиям (рис. 6);
- количество уникальных (отличных друг от друга) структур решений, удовлетворяющих требованиям, после 1000 итераций (рис. 7);
- количество найденных решений, удовлетворяющих требованиям, после 1000 итераций (рис. 8).

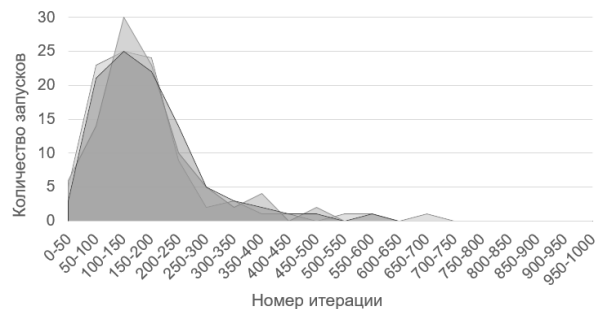


Рис. 6. Распределение зависимости количества итераций, необходимого для нахождения первого удовлетворяющего требованиям решения от типа ЦФ

Результаты эксперимента показывают, что тип ЦФ незначительно влияет на сходимость синтеза,

имея одинаковое распределение по всем трём критериям. Вероятно, задача структурно-параметрического синтеза однокаскадного усилителя является недостаточно сложной для сравнения типа ЦФ. Планируется провести повторный эксперимент на задаче синтеза трёхкаскадного усилителя.



Рис. 7. Распределение зависимости количества найденных структурных решений от типа ЦФ

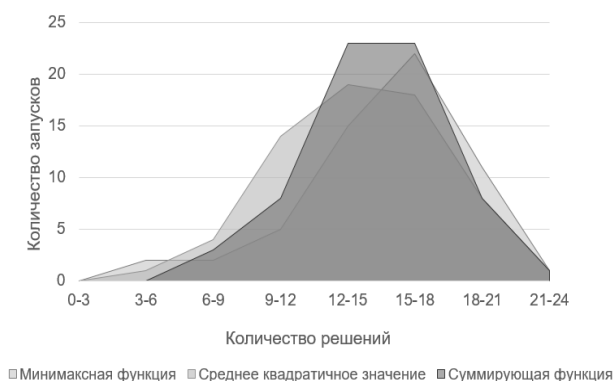


Рис. 8. Распределение количества найденных решений в зависимости от типа ЦФ

Заключение

Представленные результаты показывают применимость предложенной методики для решения задачи структурно-параметрического синтеза СВЧ МШУ с использованием моделей целевого технологического процесса по комплексу характеристик.

Литература

1. Горяинов А.Е. Автоматизированное построение моделей пассивных компонентов и их применение при структурно-параметрическом синтезе малошумящих СВЧ-транзисторных усилителей: дис. ... канд. техн. наук. – Томск: ТУСУР, 2016. – 168 с.
2. Калентьев А.А., Автоматизированный структурно-параметрический синтез малошумящих СВЧ-транзисторных усилителей на основе генетического алгоритма: дисс. канд. техн. наук. – Томск: ТУСУР, 2015. – 275 с.
3. Besser L. Practical RF circuit design for modern wireless systems: Passive circuits and systems / L. Besser, R. Gilmore. – Vol. 2. – London–Boston: Artech House, 2003. – 569 p.
4. Madley M.W. Microwave and RF circuits: analysis, synthesis and design. – London: Artech House, 1993. – 643 p.

5. Yarman B.S. A dynamic CAD technique for designing broadband microwave amplifiers // RCA Review. – 1983. – Vol. 44, № 12. – PP. 551–565

6. Babak L.I. Decomposition synthesis approach to design of RF and microwave active circuits // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest. Phoenix, AZ. – 2001. – PP. 1167–1170.

7. Бабак Л.И. Программа «визуального» проектирования корректирующих и согласующих цепей СВЧ-устройств / Л.И. Бабак, М.В. Черкашин, Д.А. Зайцев // Сб. трудов 15-й Междунар. Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – Севастополь: Вебер, 2005. – Т. 2. – С. 423–424.

8. Multimatch – RF and microwave impedance-matching amplifier and oscillator synthesis software // West: AMPSA Ltd. – URL: <http://www.ampsa.com>

9. Linc2 – Computer aided engineering solutions for RF and microwave design. – URL: <http://appliedmicrowave.com>

10. A new genetic-algorithm-based technique for low noise amplifier synthesis / L.I. Babak, A.A. Kokolov, A.A. Kalentyev, D.V. Garays // Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), 2012 7th European. – 2012. – PP. 381–384.

11. Морфологический анализ интегральных СВЧ-усилителей с распределенным усилением / И.М. Добуш, А.А. Калентьев, А.А. Метель, А.Е. Горяинов // Вопросы радиоэлектроники. – 2020. – № 49(6). – С. 40–46.

12. Набережнев Н.А. Представление морфологического множества в программе синтеза СВЧ МШУ / Н.А. Набережнев, В.С. Швоев, Е.В. Кабанова, А.Е. Горяинов, А.А. Калентьев // Матер. XIX Междунар. науч.-практ. конф. «ЭССУ–2023» (в печати).

13. Новичкова Ю.А. Экспериментальное исследование подходов синтеза СВЧ-устройств с использованием библиотек моделей элементов / Д.В. Билевич, А.Е. Горяинов, А.А. Калентьев // Матер. XVII Междунар. науч.-практ. конф. «ЭССУ»: в 2 ч. – Томск: В-Спектр, 2021. – Ч. 1. – С. 29–32.

Кабанова Екатерина Вадимовна

Студентка каф. компьютерных систем в управлении и проектировании (КСУП) ТУСУРа
Эл. почта: kabanova.ekaterina.2000@gmail.com

Швоев Владимир Сергеевич

Студент каф. автоматизации обработки информации (АОИ) ТУСУРа
Эл. почта: shvovv.work@gmail.com

Набережнев Николай Александрович

Студент каф. АОИ ТУСУРа
Эл. почта: supovik@gmail.com

Горяинов Александр Евгеньевич

Доцент каф. КСУП, к.т.н., ТУСУР
Эл. почта: aleksandr.e.goriainov@tusur.ru

Калентьев Алексей Анатольевич

Доцент каф. КСУП, к.т.н., ТУСУР, директор ООО «500м Технолоджиз»
Эл. почта: aleksei.a.kalentev@tusur.ru

В.И. Степанов, А.А. Метель, А.С. Сальников

Автоматизированный синтез направленного ответвителя Ланге с использованием суррогатной модели

Представлена реализация автоматизированного синтеза направленного ответвителя Ланге диапазона частот 40–50 ГГц, основанного на технологическом процессе 0,18 мкм GaAs pHEMT. Для автоматизированного синтеза применяется суррогатная модель, построенная с использованием данных различной точности. В качестве точной модели используется электромагнитное моделирование, а в качестве грубой – компактная модель направленного ответвителя, предоставляемая фаундри. Суррогатная модель построена для пространства решений, где с шагом 1 мкм изменяются длина линий в диапазоне от 300 до 800 мкм, расстояние между линиями от 3 до 20 мкм, а ширина линии от 5 до 20 мкм. Построенная суррогатная модель обеспечивает среднюю абсолютную ошибку по коэффициентам передачи 0,03 дБ, по коэффициентам отражения 0,12 дБ, по разнице фаз 0,08 град, по неравномерности деления 0,04 дБ. В результате автоматизированного синтеза, основанного на использовании суррогатной модели, было получено решение, полностью удовлетворяющее предъявленным требованиям.

Ключевые слова: суррогатная модель, синтез, отображение пространства параметров, интерполяция Кригинга, направленный ответвитель Ланге, электромагнитное моделирование.

Электромагнитное (ЭМ) моделирование – один из обязательных этапов проектирования сверхвысокочастотных (СВЧ) монолитных интегральных схем. Оно позволяет проводить расчет характеристик устройства с высокой точностью, но при этом является вычислительно затратным. Из-за этого использование ЭМ-моделирования во время параметрической оптимизации может быть неэффективно, так как требуется проведение сотен и даже тысяч итераций расчета. В частности, проблема длительного расчета относится к направленным ответвителям, так как необходим учет взаимного влияния близко расположенных линий.

Наиболее перспективным подходом, позволяющим сократить длительность расчетов, является использование суррогатной модели [1, 2]. Суррогатной называется модель, обеспечивающая скорость расчета, сравнимую со схемотехническим моделированием, и точность, сравнимую с ЭМ-моделированием [3]. Она позволяет заменить длительное ЭМ-моделирование во время проведения параметрической оптимизации. При этом для любых устройств, материалов и технологий изготовления может использоваться универсальная методика построения суррогатной модели [4, 5].

Суррогатные модели можно разделить на 2 вида: построенные с использованием данных одной точности и с использованием данных различной точности. В радиоэлектронике широкое распространение нашел второй вид [1, 2, 6]. Суррогатные модели такого вида чаще всего строятся на основе интерполяции ко-кригинга [7] или отображения пространства параметров (ОПП), при котором результаты грубой модели уточняются с помощью математического преобразования [8]. При этом преобразование может применяться как к геометрическим параметрам (входное ОПП), так и к откликам (выходное ОПП или ВОПП). К преимуществам подхода ОПП можно отнести малые временные затраты, так как обычно для получения функции преобразования требуется от нескольких единиц до нескольких де-

сятков точек в выборках точной и грубой моделей [2]. В настоящей работе будет использоваться модификация метода ВОПП, адаптивное ВОПП [9]. Целью работы является реализация автоматизированного синтеза направленного ответвителя Ланге с использованием разработанной методики построения суррогатной модели.

Методики построения суррогатной модели

Разработчик выбирает одну или несколько топологий направленного ответвителя и определяет пространство геометрических состояний. Предлагаемая методика построения суррогатной модели направленного ответвителя состоит из 3 основных этапов [10]:

- 1) генерация выборок точной и грубой моделей;
- 2) аппроксимация поверхности откликов грубой модели по сетке геометрических состояний;
- 3) адаптивное ВОПП.

Каждый элемент в выборке содержит геометрическое состояние и соответствующий ему отклик. Набор точек геометрических состояний может быть случайным, квази случайным, равномерным или адаптированным. Широко распространен метод латинского гиперкуба для получения квази случайной выборки [11], позволяющий добиться хорошей равномерности.

Применение аппроксимации поверхности откликов грубой модели позволяет увеличить число геометрических состояний, для которых рассчитан отклик грубой модели без дополнительных временных затрат. Для функции аппроксимации (f_A) входными параметрами являются геометрические состояния:

$$R_{T,A}(x_T) = f_A(x_T), \quad (1)$$

где $R_{T,A}(x_T)$ – это аппроксимированная поверхность откликов грубой модели; x_T – это геометрические состояния грубой модели.

Для определения функции аппроксимации может использоваться множество методов, среди которых следует выделить интерполяцию кригинга,

представляющую собой регрессию гауссовских процессов, широко используемую в разных областях, в том числе для построения суррогатных моделей [7].

В ВОПП определяется функция преобразования откликов грубой модели в отклики точной. Адаптивное ВОПП представляет собой функцию преобразования ($f_{a.OПП}$), связывающую отклики грубой и точной модели, а также геометрические состояния:

$$R_T(x) = R_{c.OПП}(x) = f_{a.OПП}(R_T(x), x), \quad (2)$$

где $R_T(x)$ – отклики точной модели; $R_{c.OПП}(x)$ – отклики суррогатной модели после адаптивного ВОПП.

Такой подход позволяет расширить пространство геометрических состояний, для которого строится модель, и повысить точность относительно ВОПП [6]. Для получения функции преобразования используется интерполяция кригинга с квадратичной экспоненциальной корреляционной функцией.

Автоматизированный синтез направленного ответвителя Ланге

Исследуемый вариант топологии направленного ответвителя Ланге представлен на рис. 1. Топология основана на 0,18 мкм GaAs рНЕМТ-технологическом процессе.

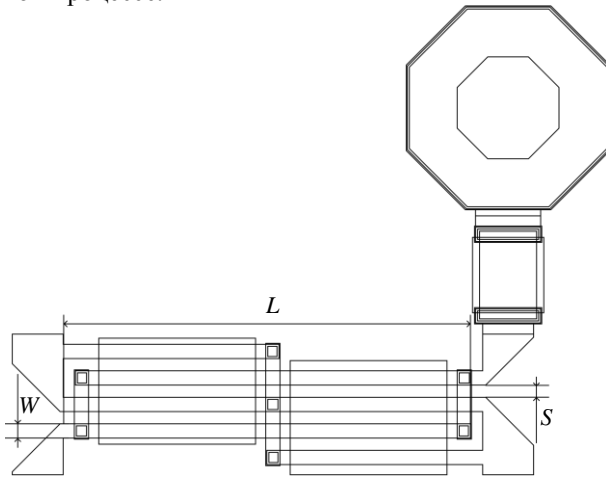


Рис. 1. Исследуемый вариант топологической реализации ответвителя Ланге

Нижняя граница варьируемых параметров определяется пределом технологического процесса, а верхняя – предельно допустимой площадью ответ-

вителя Ланге. Также обе границы определяют рабочий диапазон частот. На площадь наложено ограничение, не более 1000×200 мкм. Таким образом, в пространстве решений с шагом 1 мкм длина линий (L) изменяется в диапазоне от 300 до 800 мкм, расстояние между линиями (S) от 3 до 20 мкм, а ширина линии (W) от 5 до 20 мкм.

В качестве точной модели используется ЭМ-моделирование исследуемой топологии с настройками, рекомендованными фаундри, а в качестве грубой модели используется компактная модель ответвителя Ланге, предоставляемая фаундри. Всего для построения суррогатной модели было рассчитано 2200 геометрических состояний грубой и 100 геометрических состояний точной модели.

Результатом адаптивного ВОПП является суррогатная модель, предсказывающая S -параметры ответвителя Ланге по заданным геометрическим параметрам. При автоматизированном синтезе направленного ответвителя в качестве целевых параметров использовались коэффициенты отражения по входу ($|S_{11}|$) и выходам ($|S_{22}|$, $|S_{33}|$), разность фаз (ϕ), неравномерность деления (s), диапазон рабочих частот (f_p). Также учитывались ошибки по неравномерности деления (Δs) и по разности фаз ($\Delta \phi$). В табл. 1 приведены требования к синтезируемому направленному ответвителю Ланге.

Таблица 1

Требования к основным характеристикам направленного ответвителя Ланге

Параметр	Значение	Единица измерения
f_p	40–50	ГГц
s	2	дБ
Δs	Не более 0,2	дБ
$ S_{11} , S_{22} , S_{33} $	Не более –20	дБ
ϕ	90	град
$\Delta \phi$	0,5	град

Результатом автоматизированного синтеза могут являться направленные ответвители, имеющие различные геометрические параметры. При автоматизированном синтезе использовалась целевая функция, растущая при приближении характеристик устройства к требованиям. В табл. 2 приведены результаты синтеза интегрального направленного ответвителя Ланге, отсортированные по убыванию целевой функции.

Таблица 2

Результаты автоматизированного синтеза направленного ответвителя Ланге

Геометрические параметры			Характеристики				
L , мкм	S , мкм	W , мкм	s , дБ	$ S_{11} $, дБ	$ S_{22} $, дБ	$ S_{33} $, дБ	f , град
679	16	8	–1,83	–23,4	–26,4	–20,9	89,5
655	16	7	–2,14	–21,8	–28,1	–19,9	90,2
695	15	7	–2,16	–21,9	–29,2	–20,1	90,3
687	16	8	–2,20	–23,4	–26,0	–21,0	89,5
631	16	7	–2,22	–21,7	–28,7	–19,8	90,2
700	15	7	–2,20	–22,0	–29,3	–20,0	90,4
649	16	7	–2,15	–21,8	–28,0	–19,9	90,2
684	16	8	–2,17	–23,4	–26,1	–21,0	89,5
614	17	8	–2,19	–22,9	–29,5	–20,5	89,1
647	17	8	–2,11	–23,0	–27,6	–20,6	89,2

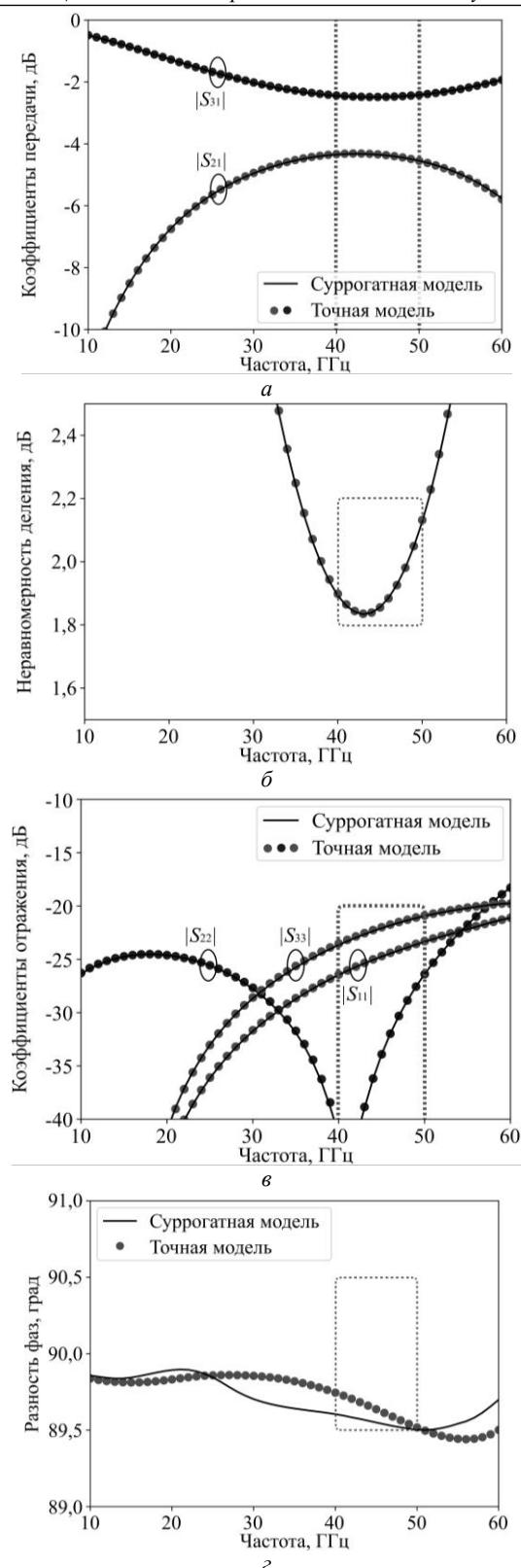


Рис. 2. Сравнение суррогатной модели и результатов ЭМ-моделирования: а – коэффициенты передачи; б – неравномерность деления; в – коэффициенты отражения; г – разность фаз

Верификация суррогатной модели

Для проведения верификации было выбрано оптимальное с точки зрения геометрических пара-

метров решение и проведено точное ЭМ-моделирование. Инженером выбран направленный ответвитель с наибольшим значением целевой функции. Геометрические параметры выбранного решения: $L = 679$ мкм, $S = 16$ мкм, $W = 8$ мкм. На рис. 2 представлено сравнение суррогатной модели и результатов ЭМ-моделирования выбранного решения. Пунктирной линией обозначены границы требований к основным характеристикам.

Средняя абсолютная ошибка по коэффициентам передачи составляет 0,03 дБ, по коэффициентам отражения 0,12 дБ, по разнице фаз 0,08 град, по неравномерности деления 0,04 дБ. Время расчета одного геометрического состояния суррогатной модели при этом составляет порядка 10 мс. В то время как среднее время ЭМ-моделирования одного геометрического состояния составляло порядка 5 мин.

Заключение

В данной работе представлена реализация автоматизированного синтеза направленного ответвителя Ланге диапазона частот 40–50 ГГц. Для ускорения расчетов применялась суррогатная модель, построенная с использованием данных различной точности. Для построения суррогатной модели применялось 2 метода: аппроксимация поверхности откликов грубой модели и адаптивное выходное отображение пространства параметров с использованием кригинга с квадратичной экспоненциальной корреляционной функцией.

В результате выполнения автоматизированного синтеза было получено решение, удовлетворяющее поставленным требованиям, и проведена верификация. Для верификации использовалось точное ЭМ-моделирование выбранного геометрического состояния. Средняя абсолютная ошибка по коэффициентам передачи составляет 0,03 дБ, по коэффициентам отражения 0,12 дБ, по разнице фаз 0,08 град, по неравномерности деления 0,04 дБ. Полученные результаты подтверждают эффективность разработанной методики построения суррогатной модели. При этом время расчета одного геометрического состояния суррогатной модели составляет порядка 10 мс, против 5 мин для точного ЭМ-моделирования.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 19-79-10036, <https://rscf.ru/project/22-79-41023/>.

Литература

1. Kurgan P. Efficient surrogate modeling and design optimization of compact integrated on-chip inductors based on multi-fidelity EM simulation models // *Micromachines*. – 2021. – Vol. 12, № 11. – PP. 1341–1358.
2. Rayas-Sánchez J.E. Advanced RF and microwave design optimization: a journey and a vision of future trends / J.E. Rayas-Sánchez, S. Koziel, J.W. Bandler // *IEEE Journal of Microwaves*. – 2021. – Vol. 1, № 1. – PP. 481–493.
3. A two-step surrogate modeling strategy for single-objective and multi-objective optimization of radiofrequency circuits / F. Passos, R. González-Echevarría, E. Roca, R. Castro-Lopez, F.V. Fernandez // *Soft Computing*. – 2019. – Vol. 23, № 13. – PP. 4911–4925.

4. An inductor modeling and optimization toolbox for RF circuit design / F. Passos, E. Roca, R. Castro-Lopez, F.V. Fernandez // *Integration*. – 2017. – Vol. 58. – PP. 463–472.
 5. SIDE-O: A toolbox for surrogate inductor design and optimization / F. Passos, E. Roca, R. Castro-Lopez, F.V. Fernandez // 2016 13th International Conference on Synthesis, Modeling, Analysis and Simulation Methods and Applications to Circuit Design (SMACD). – IEEE, 2016. – PP. 1–4.
 6. Koziel S. Space mapping with adaptive response correction for microwave design optimization / S. Koziel, J.W. Bandler, K. Madsen // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2009. – Vol. 57, № 2. – PP. 478–486.
 7. Variable-fidelity surrogate modelling with kriging / S. Ulaganathan, I. Couckuyt, F. Ferranti, T. Dhaene, E. Laermans // 17th International Conference on Chemistry and Chemical Engineering, World Academy of Science, Engineering and Technology, International Science Index, Computer and Information Engineering (ICCCE–2015). – 2015. – PP. 514–518.
 8. Space mapping technique for electromagnetic optimization / J.W. Bandler, R.M. Biernacki, S.H. Chen, P.A. Grobely, R.H. Hemmers // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 1994. – Vol. 42, № 12. – PP. 2536–2544.
 9. Исследование условий и методов построения surrogate модели и ее применение для синтеза интегрального симметрирующего трансформатора / В.И. Степанов, А.А. Метель, А.С. Сальников, Д.В. Билевич, И.М. Добуш, А.А. Калентьев, А.Е. Горяинов // *Радиотехника*. – 2023 (в печати).
 10. Inductor synthesis technique based on surrogate modeling / V.I. Stepanov, A.A. Metel, A.S. Salnikov, D.V. Bilevich // *IEEE Ural-Siberian Conference on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBEREIT)*. – Ekaterinburg: IEEE, 2023. – PP. 139–142.
 11. Koziel S. Accurate modeling of microwave devices using kriging-corrected space mapping surrogates / S. Koziel, J.W. Bandler // *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*. – 2012. – Vol. 25, № 1. – PP. 1–14.
-
- Степанов Владислав Игоревич**
Лаборант лаб. «50ohm Lab» ТУСУРа,
Студент каф. физической электроники (ФЭ) ТУСУРа
ORCID 0000-0002-1356-0221
Эл. почта: vladislav.stepanov@50ohm.tech
- Метель Александр Андреевич**
Лаборант лаб. «50ohm Lab» ТУСУРа
ORCID: 0000-0002-2228-357X
Эл. почта: aleksandr.metel@50ohm.tech
- Сальников Андрей Сергеевич**
Канд. техн. наук, зав. лаб. «50ohm Lab» ТУСУРа,
доцент каф. ФЭ ТУСУРа
ORCID: 0000-0002-5827-9556
Эл. почта: andrei.salnikov@main.tusur.ru

Г.А. Жапова, А.А. Кокотов, Е.А. Шутов

Экспериментальное исследование и построение малосигнальной модели для 0,25 мкм GaAs pHEMT-транзистора

Исследованы и применены существующие методы экстракции параметров для расчета модели СВЧ-транзистора на основе измеренных S -параметров. Также были представлены результаты экстракции параметров малосигнальной модели СВЧ-транзистора, созданного с использованием 0,25 мкм GaAs pHEMT-технологии. На практике было показано, что эти методы успешно применимы для получения точных параметров модели транзистора.

Ключевые слова: экстракция, СВЧ, малосигнальная модель, S -параметры, транзистор, эквивалентная схема.

Разработка математических моделей для последующего внедрения их в автоматизированные системы проектирования (САПР) на сегодняшний день является технической основой проектирования и повышения качества разрабатываемых устройств. И несмотря на то, что на данный момент в САПР внедрено множество моделей, задача их построения продолжает оставаться сложной и трудоемкой в связи со сложностью описания конкретных полупроводниковых устройств как в линейном, так и в нелинейном режимах. Поэтому для решения этой проблемы зачастую прибегают к различным методам экстракции для получения более точных моделей конкретных устройств.

В данной работе рассмотрены различные методы экстракции [1–6], а также применены уже существующие методики экстракции параметров, на основе которых была построена линейная малосигнальная модель для 0,25 мкм GaAs HEMT-транзистора (ширина затвора $W_g = 4 \times 50$ мкм) по экспериментально измеренным S -параметрам.

Обзор методов экстракции

Методы экстракции [1–3], которые рассматриваются далее, представляют собой точные аналитические методы определения паразитных параметров линейной модели транзистора, что необходимо для проектирования, разработки и производства высокопроизводительных интегральных микросхем.

Одним из наиболее известных методов является тот, что был разработан Дамбрином [1], сюда же можно отнести модифицированную эквивалентную схему Бэррота [2]. Также рассмотрим метод, предложенный Тайрани [3], который позволяет избежать неоднозначностей, обычно наблюдаемых при определении значений паразитных сопротивлений.

Метод Дамбрина [1] описывает подход определения паразитных параметров малосигнальной эквивалентной схемы полевого транзистора. Основное преимущество предложенного метода заключается в его способности учитывать различные эффекты и их влияние на поведение транзистора. Авторы провели эксперименты на нескольких образцах полевых транзисторов и сравнили полученные результаты с традиционными методами определения эквивалентной схемы.

В целом данный подход представляет простой и быстрый метод определения малосигнальной экви-

валентной схемы полевого транзистора, который может быть полезен для дальнейших исследований. Однако у метода имеются и свои трудности, связанные с неопределенностью при вычислении сопротивления канала.

Метод Бэррота [2] использует расширенную эквивалентную схему внутренней части транзистора. В работе [2] представлены выражения, которые позволяют рассчитать все внутренние параметры на любой частоте. Также в ходе исследования данного метода, было выявлено, что метод хорошо подходит для описания транзисторов со скачкообразным видом фазовой составляющей параметра S_{12} .

Для решения проблемы неопределенности при вычислении сопротивления канала используется метод, представленный Тайрани [3]. Данный метод имеет ту же последовательность действий расчета внутренних параметров транзистора, что была описана ранее [2], но отличие в том, что для данной методики расчет паразитных элементов осуществляется с использованием двух измерений S -параметров в холодном режиме без использования режимов при $V_{gs} > 0$ В.

Помимо вышеописанных методов, существует еще множество работ, посвященных методикам экстракции, каждая из которых имеет свои достоинства и особенности. Например, работы Г. Компа [4] и [5], Ц. Чжао [6] и т.д.

В своей работе [4] Г. Компа описывает методику расчета малосигнальной эквивалентной схемы транзистора на основе многомерной оптимизации. В работе [5] предлагается использовать комбинацию методов многомерной оптимизации и двунаправленного поиска для экстракции параметров модели СВЧ-транзистора.

В работе [6] Ц. Чжао представляет модель эквивалентной схемы, состоящей из 19 элементов, которая учитывает влияние паразитных емкостей затвора и стока. Эта модель позволяет более точно и достоверно описывать поведение устройства на высоких частотах.

Материалы и метод исследования

В качестве объекта исследования был использован СВЧ-транзистор, изготовленный на основе 0,25 мкм GaAs pHEMT-технологии с шириной затвора $W_g = 4 \times 50$ мкм, при этом граничная частота

передачи по току f_i в рабочей точке составила порядка 37 ГГц. Измерения транзистора проводились на базе зондовой станции Cascade 11000 с использованием векторного анализатора цепей (ВАЦ) Keysight PNA-X в диапазоне 100 МГц – 40 ГГц (2001 точка), структурная схема измерительной установки изображена на рис. 1.

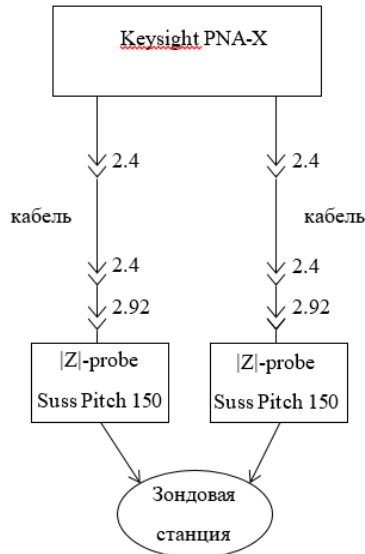


Рис. 1. Схема измерений на базе зондовой станции

Эквивалентную схему, показанную на рис. 2, принято делить на 2 части: внутреннюю, содержащую 7 элементов (C_{gs} , C_{gd} , C_{ds} , R_{gs} , R_{ds} , g_m , τ), и внешнюю, содержащую 8 элементов (L_g , L_d , L_s , R_g , R_d , R_s , C_{pg} , C_{pd}). Как правило, внешние паразитные элементы остаются постоянными и неизменными во всем диапазоне рабочих точек.

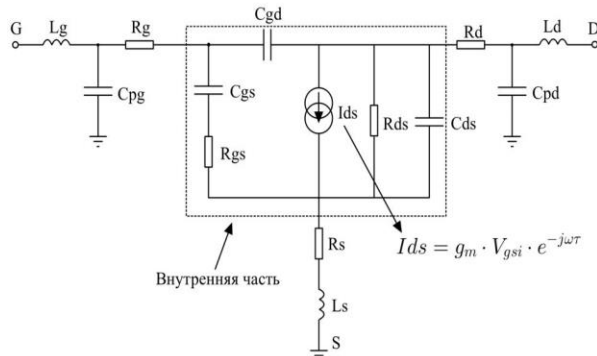


Рис. 2. Малосигнальная эквивалентная схема СВЧ-полевого транзистора

В рамках данной исследовательской работы был применен метод [1] с учетом изменений расчета сопротивления канала и паразитных емкостей согласно [3], далее для получения наилучших результатов производилась минимизация целевой функции (1)

$$GF = \frac{|S_{ij}^{\text{изм}} - S_{ij}^{\text{расчет}}|}{0.5 \cdot (|S_{ij}^{\text{изм}}| + |S_{ij}^{\text{расчет}}|)}, \quad (1)$$

где $S_{ij}^{\text{изм}}$ – измеренные S -параметры, $S_{ij}^{\text{расчет}}$ – рассчитанные S -параметры.

Первым этапом всегда производится вычисление внешних паразитных параметров при нулевом напряжении на стоке (холодный режим работы). При напряжениях сток-исток $V_{ds} = 0$ В, и напряжении затвор-исток $V_{gs} = -1,5$ В проводилось измерение S -параметров для вычисления паразитных емкостей, а при напряжениях $V_{ds} = 0$ В, $V_{gs} = +0,8$ В – для вычисления паразитных индуктивностей и сопротивлений.

На втором этапе были измерены S -параметры транзистора в рабочих точках. Далее была проведена процедура вычитания паразитных внешних элементов из измеренных данных, которая состоит из следующих шагов [1]:

- преобразование S -матрицы в Z -матрицу и вычитание индуктивностей L_g и L_d ;
- преобразование полученной Z -матрицы в Y -матрицу и вычитание емкостей C_{pd} и C_{pg} ;
- преобразование полученной Y -матрицы в Z -матрицу и вычитание сопротивлений R_g , R_d , R_s и индуктивности L_s ;
- преобразование полученной Z -матрицы в Y -матрицу.

По итогам выполнения данной процедуры образуется Y -матрица, из которой далее вычисляются значения элементов внутренней эквивалентной схемы транзистора [2].

Подводя итог, всю процедуру экстракции можно представить в виде алгоритма, представленного на рис. 3.

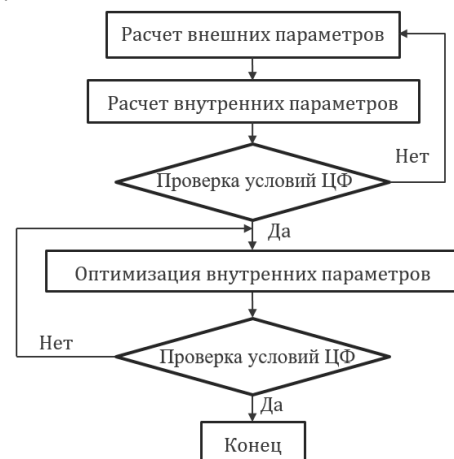


Рис. 3. Алгоритм процедуры экстракции

Результаты исследования

Для удобства проведения процедуры экстракции была написана программа, реализующая алгоритм, изображенный на рис. 4. Алгоритм составлен в пакете прикладных программ MATLAB.

На основе измеренных S -параметров для рабочей точки $V_{ds} = 3$ В, $V_{gs} = -0,5$ В была построена малосигнальная модель, результаты моделирования которой представлены на рис. 4 и 5. В таблице приведены значения внутренних параметров модели для пяти рабочих точек при $V_{ds} = 3$ В ($V_{gs} = -0,3$ В; $-0,4$ В; $-0,5$ В; $-0,6$ В; $-0,7$ В). Значения внешних паразитных параметров составили: $L_g = 30$ пГн;

$R_g = 1,2 \text{ Ом}$, $C_{pg} = 42,8 \text{ пФ}$, $L_d = 23 \text{ нГн}$, $R_d = 1 \text{ Ом}$,
 $C_{pd} = 23 \text{ фФ}$, $R_s = 2,5 \text{ Ом}$, $L_s = 10 \text{ нГн}$.

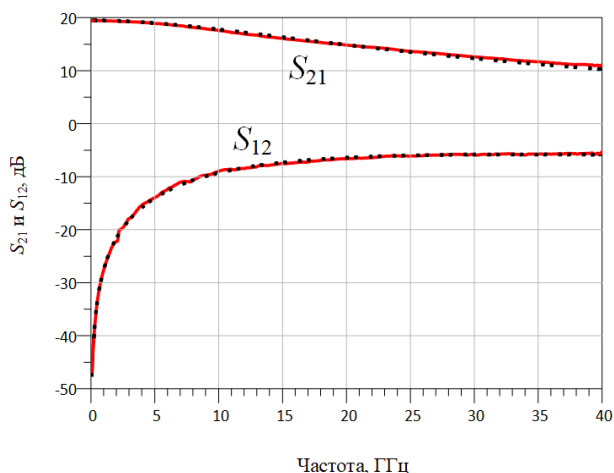


Рис. 4. Экспериментально измеренные (сплошная линия) и смоделированные (пунктирная линия) S -параметры (S_{21} и S_{12}) в рабочей точке $V_{ds} = 3 \text{ В}$, $V_{gs} = -0,5 \text{ В}$

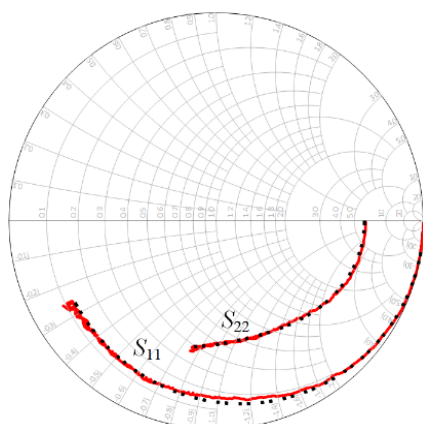


Рис. 5. Экспериментально измеренные (сплошная линия) и смоделированные S -параметры (S_{11} и S_{22}) в рабочей точке $V_{ds} = 3 \text{ В}$, $V_{gs} = -0,5 \text{ В}$

Значения элементов малосигнальной модели СВЧ-транзистора

$V_{ds} = 3 \text{ В}$	$V_{gs} = -0,3 \text{ В}$	$V_{gs} = -0,4 \text{ В}$	$V_{gs} = -0,5 \text{ В}$	$V_{gs} = -0,6 \text{ В}$	$V_{gs} = -0,7 \text{ В}$
$C_{gs}, \text{ фФ}$	105,6	104,5	105,9	106,1	106,2
$R_{gs}, \text{ Ом}$	2,17	2,55	2,4	2,65	2,84
$C_{gd}, \text{ фФ}$	22,6	23,14	23,5	24,3	24,5
$R_{ds}, \text{ Ом}$	288,7	276,9	273,2	278,9	276,4
$C_{ds}, \text{ фФ}$	17,2	16,84	17,4	16,8	17,33
$G, \text{ мСм}$	33,3	36,2	38,5	39,1	39,5
$\tau, \text{ псек}$	1,52	1,21	1,18	1,17	1,15

Графики, изображенные на рис. 4 и 5, показывают минимальные различия в измеренных и рассчитанных S -параметрах, что говорит о том, что полученная малосигнальная модель хорошо описывает поведение транзистора в данной рабочей точке.

Также, чтобы оценить адекватность поведения модели на основе полученных результатов, были построены графики зависимости внутренних параметров транзистора от приложенного напряжения на затворе, графики изображены на рис. 6–10.

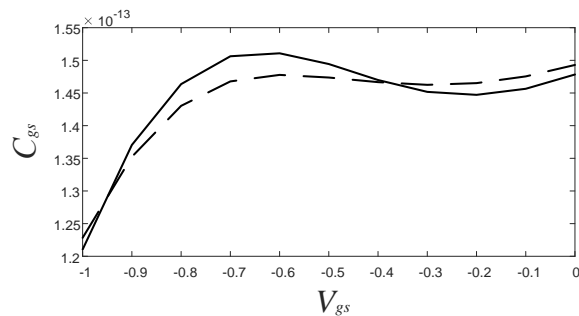


Рис. 6. Зависимость C_{gs} от V_{gs} при $V_{ds} = 3 \text{ В}$ (прямая линия), $V_{ds} = 2 \text{ В}$ (штрихованная линия)

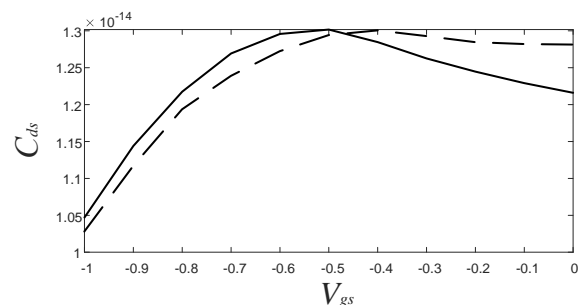


Рис. 7. Зависимость C_{ds} от V_{gs} при $V_{ds} = 3 \text{ В}$ (прямая линия), $V_{ds} = 2 \text{ В}$ (штрихованная линия)

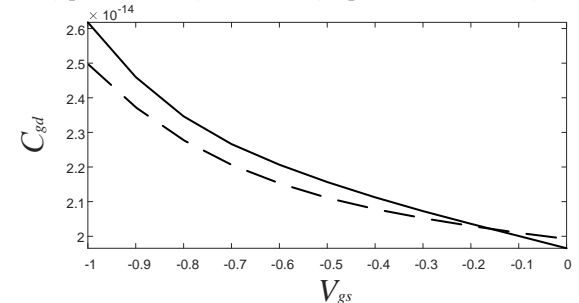


Рис. 8. Зависимость C_{gd} от V_{gs} при $V_{ds} = 3 \text{ В}$ (прямая линия), $V_{ds} = 2 \text{ В}$ (штрихованная линия)

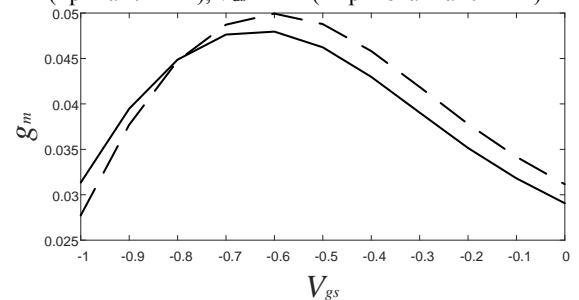


Рис. 9. Зависимость g_m от V_{gs} при $V_{ds} = 3 \text{ В}$ (прямая линия), $V_{ds} = 2 \text{ В}$ (штрихованная линия)

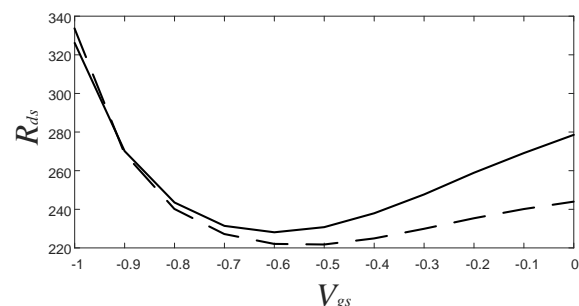


Рис. 10. Зависимость R_{ds} от V_{gs} при $V_{ds} = 3 \text{ В}$ (прямая линия), $V_{ds} = 2 \text{ В}$ (штрихованная линия)

Заключение

В результате данной работы был произведен обзор и выполнено исследование различных методов экстракции параметров малосигнальной модели СВЧ-полевых транзисторов. На основе методов [1–3] была проведена экстракция параметров для СВЧ-транзистора с шириной затвора 4×50 мкм, изготовленного на основе GaAs рНЕМТ-технологии, в диапазоне частот до 40 ГГц. Для реализации процедуры экстракции был разработан алгоритм, реализованный в пакете прикладных программ MATLAB.

Согласно результатам получено хорошее совпадение измеренных и смоделированных S -параметров. Кроме того, были построены зависимости внутренних параметров СВЧ-транзистора от напряжения затвора при фиксированных напряжениях на стоке V_{ds} (2 и 3 В). Плавный характер изменения данных параметров свидетельствует о точности модели и правильности проведенных расчетов.

Работа выполнялась в рамках государственного задания при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (уникальный идентификатор FEWM-2022-0006).

Литература

1. Dambrine A. New method for determining the FET small-signal equivalent circuit / A. Dambrine, A. Cappy, F. Heliodore, E. Playez // IEEE Trans Microwave Theory Tech. – July 1988. – Vol. 36. – PP. 1151–1159.

2. Berroth M. High-Frequency Equivalent Circuit of GaAs FET's for Large-Signal Applications / M. Berroth,

R. Bosch // IEEE Trans Microwave Theory Tech. – February 1991. – Vol. 39, № 2. – PP. 224–229.

3. Tayrani R. A new and reliable direct parasitic extraction method for MESFETs and HEMTs / R. Tayrani, J.E. Gerber, T. Daniel, R.S. Pengelly, U.L. Rohde // 23rd European Microwave Conference. – 1993.

4. Kompa G. Modeling of dispersive microwave FET devices using a quasi-static approach // International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering. – 1995. – Vol. 5, № 3. – PP. 173–194.

5. Fujiang L. FET model parameter extraction based on optimization with multiplane datafitting and bidirectional search-a new concept / L. Fujiang, G. Kompa // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1994. – Vol. 42. – № 7. – PP. 1114–1121.

6. Zhao Z. A fast small signal modeling method for GaN HEMTs / Z. Zhao, L. Yang // Solid-State Electronics. – January 2021. – Vol. 175.

Жапова Гэрэлма Амгалановна

Магистрант каф. РСС ТУСУРа

Эл. почта: zhapovaga@gmail.com

Коколов Андрей Александрович

Доцент каф. КСУП ТУСУРа

Эл. почта: andrei.a.kokolov@tusur.ru

Шутов Евгений Александрович

Аспирант каф. КСУП ТУСУРа,

Эл. почта: evgenii.a.shutov@tusur.ru

А.С. Мырзахметов, Д.М. Моховиков, А.А. Гуляева

Модовый анализ различных типов волноводов на основе ТНЛНИ X-среза

Представлены результаты модового анализа волноводов на основе тонкопленочного ниобата лития на изоляторе (ТНЛНИ) X-среза. Были построены модели волноводов двух типов: гребенчатого и волновода с нагрузкой из SiN. Модели были исследованы на зависимость эффективного показателя преломления ТЕ0-моды, для длины волны 1,55 мкм, от ширины и высоты слоя SiN, для случая с волноводом нагрузки, а также, высоты и угла наклона стенок волновода, для варианта гребенчатого волновода. Также был определен модовый состав в зависимости от геометрических параметров волноводов.

Ключевые слова: ниобат лития, модовый анализ, гребенчатый волновод, нитрид кремния.

Интегральная фотоника открывает большие перспективы для реализации недорогих и эффективных решений для связи, детектирования и вычислений. Кроме того, миниатюризация и интеграция фотонных структур позволяют создавать новые конструктивные решения и функциональные возможности, недоступные для их объемных аналогов.

Материальная база интегральной фотоники достаточно разнообразна и активно исследуется. В качестве примера материалов ФИС можно привести кремний (Si), фосфид индия (InP), нитрид кремния (SiN), арсенид галлия (GaAs), нитрид алюминия (AlN) и карбид кремния (SiC). Несмотря на значительный прогресс, эти материальные платформы не могут одновременно поддерживать сверхнизкие потери при распространении, быструю оптическую модуляцию и при этом быть оптически нелинейными.

Ниобат лития (LN), изучаемый с 1960-х гг., является одним из наиболее универсальных и привлекательных материалов для фотоники благодаря своим исключительным электро-, нелинейно- и акусто-оптическим свойствам, а также широкому окну пропускания и относительно высокому показателю преломления. Например, электрооптические модуляторы на основе LN широко распространены в волоконно-оптической связи, а периодически поляризованный ниобат лития широко используется для преобразования длины волны и генерации фотонных пар. Традиционные интегральные LN-устройства основаны на низкоиндексных контрастных волноводах, которые обычно формируются путем индиффузии титана (Ti) или обмена протонами в объемном LN. Эти устройства характеризуются слабым удержанием мод, большими габаритами и пониженной нелинейной эффективностью. В результате LN-устройства в основном остаются громоздкими дискретными компонентами.

Получение тонких пленок LN, расположенных на оболочке из изолятора с низким показателем преломления (например, диоксида кремния, SiO₂), а также методов получения гребневых или канальных волноводов с малыми потерями позволяет решить указанные проблемы и получить высококонтрастные волноводы. Впервые тонкопленочный ниобат лития

на кремниевых подложках был разработан в CREOL в 2013 г. [1]. За последние несколько лет на платформе тонкопленочного LN был разработан полный набор интегрированных оптических компонентов с отличными характеристиками. В качестве примера можно привести компактные и сверхвысокопроизводительные модуляторы [2], широкополосные источники частотных гребенок [3], а также рекордно эффективные преобразователи длины волны [4] и источники фотонных пар [5]. Однако несмотря на то, что ниобат лития изучается уже более 60 лет, есть множество фундаментальных и практических вопросов, в том числе относящихся к волноводам на основе ТНЛНИ. Целью данной работы является определение различий в модовом составе и его зависимости от геометрии гребенчатого и нагруженного волноводов на основе ТНЛНИ.

Типы волноводов на основе ТНЛНИ

Волноводы являются основой ФИС. Традиционные LN-волноводы получают при помощи диффузии металлов, к примеру титана [6]. Диффузионные волноводы на основе титана формируются путем осаждения полос титана на подложки из объемного LN с последующим термическим отжигом (рис. 1).

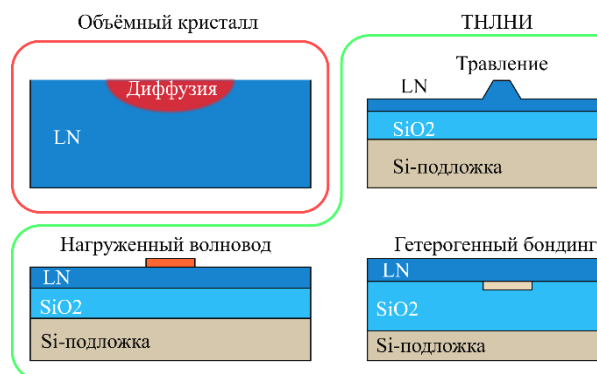


Рис. 1. Основные типы волноводов в LN

Ионы Ti приводят к увеличению показателя преломления до 0,05 в зависимости от плотности Ti. Основным недостатком этих волноводов является низкий контраст показателя преломления между волноводной и окружающей средой, приводящий к слабому оптическому ограничению (площадь мод от

10 до 100 мкм²). Поэтому они непригодны для применения в интегральных схемах, ими невозможно реализовать микрорезонаторы, делители, и интегральные модуляторы.

Возможность получения ТНЛНИ позволяет изготавливать монолитные гребенчатые волноводы с высоким контрастом показателя преломления и сильной локализацией мод. На рис. 1 показано поперечное сечение типичного гребенчатого волновода ТНЛНИ с наклонными боковыми стенками. Для формирования гребня волновода используются различные методы травления. Это может быть механическая обработка, жидкостное травление, ионное травление и сухое травление в плазме.

Сухое травление гораздо предпочтительнее для интегральной фотоники. Оно анизотропно, позволяет контролировать глубину травления и переносить сложные двумерные рисунки, а также совместимо с многослойной обработкой. Реактивно-ионное травление на основе фтора позволяет эффективно удалять LN за счет образования летучих фторированных ниобиевых (Nb) разновидностей [7]. Однако при этом образуется фторид лития (LiF), который является нелетучим и приводит к серьезным проблемам с повторным осаждением. Благодаря оптимизации литографии, травления и последующей очистки потери при распространении в волноводах с сухим травлением LNOI достигли 0,027 дБ/см в 2017 г. [8]. Устройства с оптическими потерями менее 0,1 дБ/см в настоящее время могут регулярно производиться несколькими группами, что делает LNOI надежной и масштабируемой платформой с низкими потерями для интегральной фотоники. Основным механизмом потерь в волноводе из LNOI, изготовленном методом сухого травления, является вклад шероховатости боковой поверхности (рис. 2) [9].

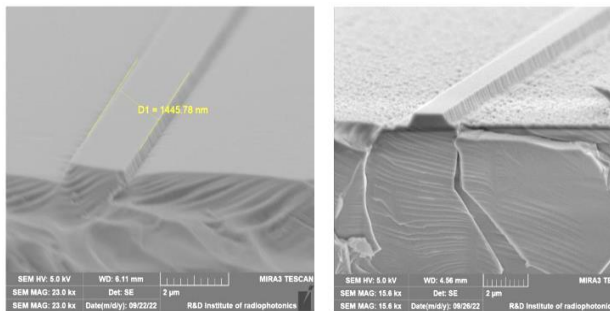


Рис. 2. СЭМ изображения волноводных профилей, сформированных по различным рецептам травления [9]

Другим классом волноводов на тонкопленочном LN является волноводы нагрузки, который позволяет избежать необходимости травления LN. Поверх тонкой пленки LN без травления осаждается / наносится полоса материала, как показано на рис. 1. Нанесенный материал обычно имеет такой же или близкий показатель преломления, что и LN, но его легче наносить и травить. Таким образом, формируется эффективный нагруженный волновод, в котором часть оптической моды заключена в пластине

LN и может использовать ее уникальные свойства материала. Использовались различные материалы загрузки, в том числе SiN, TiO₂, Ta₂O₅ и Si.

Возможно также присоединение LN к ФИС на основе других материальных платформ, таких как SiN и Si. Различие между подходами с нагруженным волноводом и гетерогенным бондингом (склеиванием) заключается в том, что в первом случае LN является основным материалом (хозяином), а во втором дополнительным материалом. Эти гибридные подходы представляют собой перспективный путь к интеграции LN с другими платформами ФИС, дополняя их недостающие функциональные возможности, такие как электрооптическая модуляция, нелинейные эффекты второго порядка и способность к квазифазовому согласованию. Однако одним из недостатков является то, что в LN находится только часть оптической моды, что приводит к более слабому взаимодействию с модой.

Исследование модового состава

Модовый анализ – это метод определения количества и природы электромагнитных мод в волноводе. Это важный этап в процессе конструирования волноводных структур, так как модовый состав волноводов напрямую влияет на их функциональную эффективность. Например, чтобы не допустить гибридизации мод, что приводит к сильному падению пропускательной способности электрооптических модуляторов [10].

Были построены две математические модели волноводов на основе ТНЛНИ: гребенчатого (рис. 3, а) и нагруженного (см. рис. 3, б). Геометрические параметры модели задавались так: w_{wg} – ширина волновода; h_{wg} – высота волновода; θ – угол наклона стенок гребня; t_{LN} – высота пленки ниобата лития. Для рис. 3, а: $t_{LN} = 0,3$ мкм; для рис. 3, б: $t_{LN} = 0,9$ мкм.

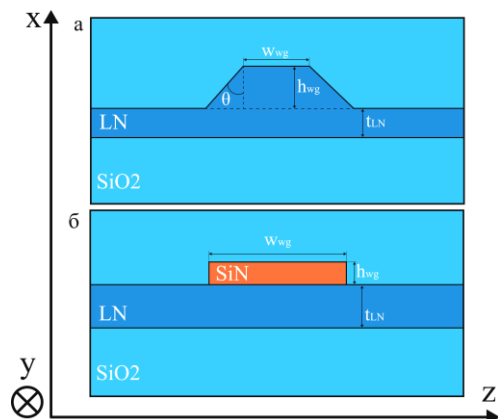


Рис. 3. Геометрические и материальные параметры модели гребенчатого (а) и нагруженного волновода (б)

Материальные параметры модели задавались показателями преломления: для SiO₂ $n_{SiO_2} = 1,46$; для SiN дисперсионным уравнением

$$n_{SiN} = \sqrt{1 + \frac{3,0249 \cdot \lambda^2}{\lambda^2 - 0,1353406^2} + \frac{40314 \cdot \lambda^2}{\lambda^2 - 1239,842^2}}; \quad (1)$$

для LN – тензором:

$$n_{LN} = \begin{pmatrix} n_o & 0 & 0 \\ 0 & n_o & 0 \\ 0 & 0 & n_e \end{pmatrix}, \quad (2)$$

где

$$n_o = \sqrt{1 - \frac{2,6734 \cdot \lambda^2}{\lambda^2 - 0,01764} + \frac{1,2290 \cdot \lambda^2}{\lambda^2 - 0,05914} + \frac{12,614 \cdot \lambda^2}{\lambda^2 - 474,60}},$$

$$n_e = \sqrt{1 - \frac{2,9804 \cdot \lambda^2}{\lambda^2 - 0,02047} + \frac{0,5981 \cdot \lambda^2}{\lambda^2 - 0,0666} + \frac{8,9543 \cdot \lambda^2}{\lambda^2 - 416,08}}.$$

Гребенчатый волновод на основе ТНЛИ

Было проведено исследование зависимости эффективного показателя преломления TE_0 -моды для длин волн 1,55 мкм от угла наклона стенок θ и высоты гребня h_{wg} . Результат расчета представлен на рис. 4. Также был определен модовый состав гребенчатого волновода при высоте волновода h_{wg} 0,6 мкм, ширине волновода w_{wg} 1,5 мкм и угле наклона стенок гребня θ от 0 до 55°. Результаты представлены на рис. 5.

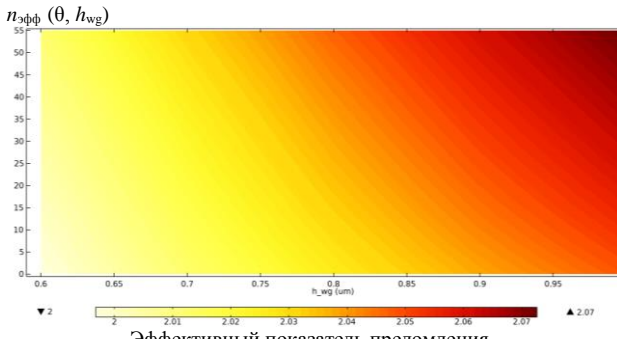


Рис. 4. Распределение эффективного показателя преломления в зависимости от высоты и угла наклона стенок волновода

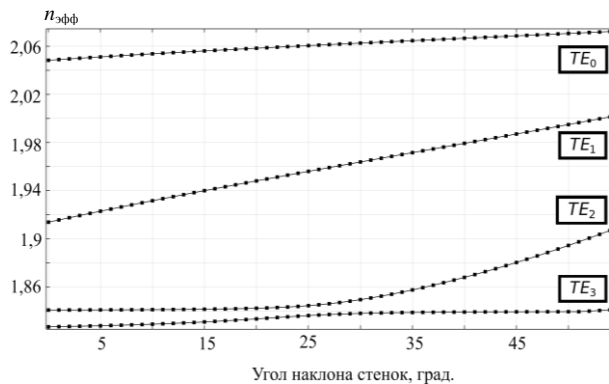


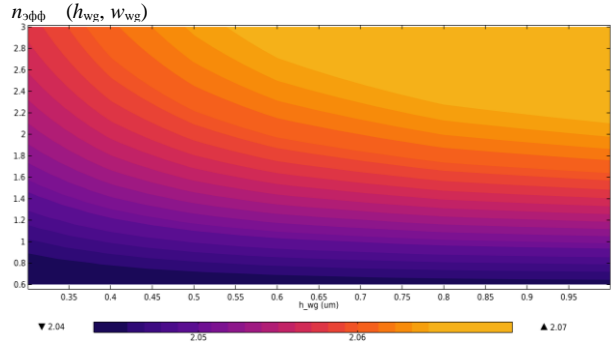
Рис. 5. Модовый состав гребенчатого волновода с высотой $h_{wg} = 0,6$ мкм, шириной $w_{wg} = 1,5$ мкм и углом наклона стенок θ от 0 до 55°

Как видно из рис. 4, с увеличением угла наклона стенок гребня θ волновода увеличивается значение эффективного показателя преломления, что говорит о большей локализации TE_0 -моды в гребне волновода. Но также с этим увеличивается и эффективный индекс моды TE_1 , мощность излучения будет делиться между TE_0 - и TE_1 -модами и будет вно-

сильте потери или приводить к нежелательному вращению поляризации.

Нагруженный SiN-волновод на основе ТНЛИ

Было проведено исследование зависимости эффективного показателя преломления TE_0 -моды для длин волн 1,55 мкм, от ширины w_{wg} и высоты h_{wg} волновода нагрузки. Результат расчета представлен на рис. 6.



Эффективный показатель преломления

Рис. 6. Распределение эффективного показателя преломления в зависимости от высоты и ширины волновода нагрузки

Также был определен модовый состав волновода с нагрузкой SiN при высоте нагрузки h_{wg} 0,6 мкм и ширине волновода w_{wg} от 0,6 до 3 мкм. Результаты представлены на рис. 7.

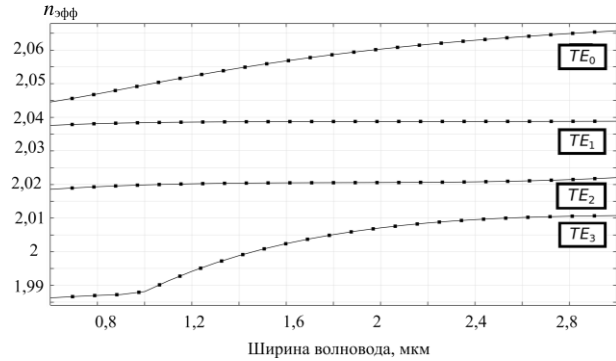


Рис. 7. Модовый состав волновода с нагрузкой SiN с высотой нагрузки $h_{wg} = 0,6$ мкм и шириной волновода нагрузки w_{wg} от 0,6 до 3 мкм

Как видно из рисунка, высота волновода нагрузки h_{wg} не сильно влияет на значение эффективного показателя преломления. Это значит, что модовое поле проникает в нагрузку до определенной эффективной глубины. Большее влияние на удержание моды приносит ширина волновода нагрузки w_{wg} . Также из рис. 7 видно, что при увеличении ширины волновода увеличивается только TE_0 -мода, что говорит о том, что данный тип волноводов может быть неэффективным для многомодового режима.

Также стоит отметить, что на рис. 5 и 7 представлены эффективные индексы для мод TE_2 и TE_3 . Они имеют малый эффективный индекс в сравнении с фундаментальной модой, и их называют эванесцентными, т.е. нераспространяющимися.

Заключение

В ходе работы было проведено исследование зависимости эффективного показателя преломления TE_0 -моды и модового состава от геометрических параметров гребенчатого и нагруженного волновода.

Для гребенчатого волновода было обнаружено, что при увеличении угла наклона стенок волновода θ локализация TE_0 - и TE_1 -мод в нем увеличивается. Чем больше угол наклона, тем меньше разница между индексами TE_0 - и TE_1 -мод. Данный факт очень важен, так как при сухом травлении волноводов на основе ТНЛНИ невероятно сложно добиться прямых стенок. Поэтому при проектировании одномодовых гребенчатых волноводов нужно учитывать влияние угла наклона стенок θ , так как это может привести к потерям и нежелательным эффектам, связанным с вращением поляризации.

Для нагруженного волновода было обнаружено, что изменение высоты волновода нагрузки h_{wg} , после определенного значения 0,2 мкм не влияет на эффективный показатель преломления. Это свидетельствует о том, что модовое поле из пленки LN проникает в слой нагрузки лишь до определённой эффективной глубины. Также было определено, что ширина волновода нагрузки w_{wg} , напротив, линейно влияет на локализацию TE_0 -моды. Анализ модового состава говорит о том, что волновод нагрузки имеет влияние в основном на фундаментальную моду, что ограничивает подобные волноводы в использовании для различных устройств, работающих в многомодовом режиме.

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. Rabiei P. et al. Heterogeneous lithium niobate photonics on silicon substrates // *Opt. Express*. – 2013. – Vol. 21 (21). – PP. 25573–25581.
2. High-performance hybrid silicon and lithium niobate Mach-Zehnder modulators for 100 Gbit s⁻¹ and beyond /

M. He, M. Xu, Y. Ren, J. Jian, Z. Ruan, Y. Xu, S. Gao, S. Sun, X. Wen, L. Zhou, L. Liu, C. Guo, H. Chen, S. Yu, L. Liu, X. Cai // *Nat. Photonics*. – 2019. – Vol. 13 (5). – PP. 359–364.

3. Self-starting bi-chromatic LiNbO₃ soliton microcomb / Y. He, Q.-F. Yang, J. Ling, R. Luo, H. Liang, M. Li, B. Shen, H. Wang, K. Vahala, Q. Lin // *Optica*. – 2019. – Vol. 6 (9). – PP. 1138–1144.

4. Periodically poled thin-film lithium niobate microring resonators with a second-harmonic generation efficiency of 250,000%/W / J. Lu, J.B. Surya, X. Liu, A.W. Bruch, Z. Gong, Y. Xu, H.X. Tang // *Optica*. – 2019. – Vol. 6 (12). – PP. 1455–1460.

5. High Quality Entangled Photon Pair Generation in Periodically Poled Thin-Film Lithium Niobate Waveguides / J. Zhao, C. Ma, M. Rüsing, S. Mookherjee // *Phys. Rev. Lett.* – 2020. – Vol. 124 (16).

6. Bazzan M. Optical waveguides in lithium niobate: Recent developments and applications / M. Bazzan, C. Sada // *Applied Physics Reviews*. – 2015. – Vol. 2 (4).

7. Plasma etching of proton-exchanged lithium niobate / H. Hu, A.P. Milenin, R.B. Wehrspohn, H. Hermann, W. Sohler // *J. Vac. Sci. Technol. A*. – 2006. – Vol. 24 (4). – PP. 1012–1015.

8. Monolithic ultra-high-Q lithium niobate microring resonator / M. Zhang, C. Wang, R. Cheng, A. Shams-Ansari, M. Lončar // *Optica*. – 2017. – Vol. 4(12). – PP. 1536–1537.

9. <https://doi.org/10.3390/app13042097>

10. Weigel P. O. et al. Design of high-bandwidth, low-voltage and low-loss hybrid lithium niobate electro-optic modulators // *Journal of Physics: Photonics*. – 2020. – Vol. 3, No. 1. – P. 012001.

Мырзахметов Аян Саятович
Инженер ЛФИС ПИШ ТУСУРА
Эл. почта: ayanmyr@yandex.kz

Моховиков Денис Максимович
Инженер ЛФИС ПИШ ТУСУРА
Эл. почта: exelenser@gmail.com

Гуляева Ангелина Алексеевна
Инженер ЛФИС ПИШ ТУСУРА
Эл. почта: angelina.a.guliaeva@tusus.ru

Секция 4

НАНОТЕХНОЛОГИИ В ЭЛЕКТРОНИКЕ

*Председатель – Троян Павел Ефимович, зав. каф. ФЭ,
проф., д.т.н.*

В.Н. Давыдов, В.Н. Ключникова, Е.А. Орехова, В.С. Сафонова

Модификации профиля квантовых ям в светодиодных гетероструктурах из InGaN/GaN для увеличения интенсивности излучения

Рассматриваются различные профили квантовых ям в светоизлучающих гетероструктурах с множественными квантовыми ямами с целью определения формы профиля ям, обеспечивающих увеличение интенсивности излучения по сравнению с ямами стандартного прямоугольного профиля. Основное внимание уделено профилям, получаемым различными комбинациями прямоугольных и треугольных ям. Рассчитаны спектры ям комбинированных профилей в приближении аддитивности спектров объединяемых ям. Установлено, что оптимальным профилем является профиль, получаемый широкой прямоугольной ямой и треугольной узкой. Данный профиль обеспечивает не только увеличение числа захватываемых носителей заряда на уровне верхней прямоугольной ямы, но и разрядку энергетического спектра нижней ямы за счет встроенного электрического поля треугольной ямы.

Ключевые слова: светодиодная гетероструктура, квантовая яма, прямоугольный профиль, треугольный профиль, комбинированный профиль, интенсивность излучения.

В настоящее время основным объектом для получения светоизлучающей гетероструктуры используются соединения элементов третьей группы таблицы Менделеева с азотом – $A^{III}N$. Для получения источника с длиной волны излучения менее 0,55 нм (синий–зеленый цвет) хорошие результаты получены на материале квантовой ямы (КЯ) $In_xGa_{1-x}N$ вариацией фазового состава $x = 0,10–0,28$ [1–3].

При создании гетероструктуры с барьерными слоями из GaN наиболее предпочтительным оказался прямоугольный профиль КЯ как по причине технологической простоты и управляемости процессом его получения, так и приемлемости получаемого энергетического спектра уровней размерного квантования. Достигнутая к настоящему времени эффективность излучения гетероструктур на основе барьеров InGaN–GaN достигает 50% [4–6].

Данное значение ограничено как действием электрического поля поляризации внутри КЯ, так и неоптимальным захватом свободных электронов и барьерных слоев на верхние энергетические состояния КЯ. Поле поляризации в КЯ складывается из поля спонтанной поляризации, пьезоэлектрического поля рассогласования постоянных решеток барьера и КЯ и пьезоэлектрического поля, вызванного нагревом кристалла в процессе работы гетероструктуры [7–9]. Борьба с указанными полями достаточно сложно, и потому данная задача до настоящего времени не имеет окончательного решения.

Повышение же скорости захвата носителей заряда на состояния КЯ может быть решено введением дополнительных уровней размерного квантования в верхней части КЯ путем расширения ямы. Последнее может быть получено путем создания комбинированного профиля: узкой ямы в нижней части КЯ и широкой в верхней [10, 11].

Преимущества комбинированного профиля перед одиночной ямой продемонстрировано на примере объединения нескольких прямоугольных ям [12]. Достижимое таким способом увеличение интенсивности излучения может составлять 4–5 раз по сравнению с ямой прямоугольного профиля. Заметим,

что наряду с увеличением скорости захвата носителей заряда прямоугольный комбинированный профиль несколько снижает величину поля поляризации в КЯ, что также способствует увеличению интенсивности излучения [12], не учтенному в приведенной оценке.

Однако остаются нерассмотренными свойства целого ряда возможных профилей КЯ, получаемых комбинацией ям прямоугольного и треугольного профилей: «треугольная–треугольная», «треугольная–прямоугольная», «прямоугольная–треугольная» из двух и более ям.

Точный расчет энергий уровней размерного квантования в ямах комбинированного профиля является сложной задачей [13] и в большинстве случаев не имеет аналитического решения. Их находят путем численного моделирования, что неудобно для оценки возможностей того или иного профиля в плане увеличения интенсивности излучения.

В качестве первого приближения решения указанной задачи можно рассчитывать энергетический спектр комбинированной ямы в приближении «аддитивных квантовых ям». В этом приближении спектр комбинированной ямы получают путем объединения спектров отдельных ям в порядке их сложения в комбинированном профиле без учета взаимодействия между ними. Это позволяет оценить возможности комбинированных профилей для увеличения интенсивности её излучения.

Целью данной работы является рассмотрение в аддитивном приближении энергетического спектра квантовых ям комбинированного профиля, полученного объединением прямоугольных и треугольных ям различного состава, ширины и глубины для увеличения интенсивности излучения создаваемых на их основе светоизлучающих гетероструктур из InGaN/GaN.

Расчет энергетических спектров ям различного профиля

Во всех рассматриваемых ниже случаях комбинированный профиль составляется так, чтобы он был центросимметричным, т.е. чтобы его левая часть

получалась из правой части путем зеркального отражения в плоскости, проходящей через фигуру параллельно оси энергий и перпендикулярно плоскости рисунка.

Для корректного сравнений различных профилей рассматриваются спектры для одного физико-химического состава объединяемых ям – x , т.е. концентрации индия в ямах будут, по возможности, одинаковыми, но профили объединяемых ямах будут разными.

И последнее, энергии уровней размерного квантования E_n в объединяемых ямах будут рассчитываться по известным выражениям. Так, для прямоугольной ямы шириной a и эффективной массой электронов m_e^*

$$E_n = \frac{\hbar^2 \pi^2}{2m_e^* a^2} n^2, \quad n=1,2,3,\dots \quad (1)$$

В треугольной яме уровни энергии размерного квантования рассчитываются следующим образом:

$$E_n = \left[\frac{3}{2} \pi \left(n - \frac{1}{4} \right) \right]^{2/3} \times \left[\frac{q^2 F^2 \hbar^2}{2m_e^*} \right]^{1/3}, \quad n=1,2,3,\dots \quad (2)$$

Здесь q – заряд электрона; F – величина электрического поля в треугольной яме; \hbar – приведенная постоянная Планка.

При расчете энергетического спектра составных квантовых ям различного профиля гетероструктуры InGaN/GaN введем исходные данные. Для этого воспользуемся линейной аппроксимацией зависимости рассчитываемого параметра от величины x , изменяемой от нуля до единицы. Получившиеся результаты будут использованы при расчете энергетических уровней комбинированных квантовых ям.

Все рассматриваемые далее профили вычисляются для следующего базового набора исходных

данных: массовое содержание индия в КЯ $x=0,1$, ширина узкой и широкой КЯ соответственно $a=2$ нм, $A=6$ нм, глубина электронной КЯ составляет 0,40 эВ.

Эффективная масса электронов и дырок в соединении $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$ вычисляется по формулам:

$$m_n^*(x=0,1) = 0,2 - 0,13 \cdot 0,1 = 0,187m_0,$$

$$m_p^*(x=0,1) = 0,8 + 0,85 \cdot 0,1 = 0,885m_0.$$

Ширина запрещенной зоны в соединении $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$ вычисляется без учета параболического члена

$$\Delta E_g(x=0,1) = 3,39 - 2,72 \cdot 0,1 = 3,12 \text{ эВ}.$$

Профиль «треугольная широкая – прямоугольная узкая»

Расчет энергетических уровней широкой ТКЯ для электронов произведен по формуле (2)

$$E_1 = \left[\frac{3}{2} \pi \left(1 - \frac{1}{4} \right) \right]^{2/3} \cdot \left[\frac{(5 \cdot 10^{-12})^2 \cdot (1,054 \cdot 10^{-34})^2}{2 \cdot 0,187 \cdot 9,1 \cdot 10^{-31}} \right]^{1/3} = 0,14 \text{ эВ}.$$

Произведен расчет энергии уровней размерного квантования узкой ПКЯ для электронов по формуле (1):

$$E_1 = \frac{(1,054 \cdot 10^{-34})^2 \cdot \pi^2}{2 \cdot 0,187 \cdot 9,1 \cdot 10^{-31} \cdot (4 \cdot 10^{-9})^2} = 0,12 \text{ эВ},$$

Аналогичным образом найдены энергии уровней размерного квантования узкой ПКЯ и широкой ТКЯ для дырок. Результирующий спектр энергий для различных профилей комбинированных КЯ представлен на рис. 1, а.

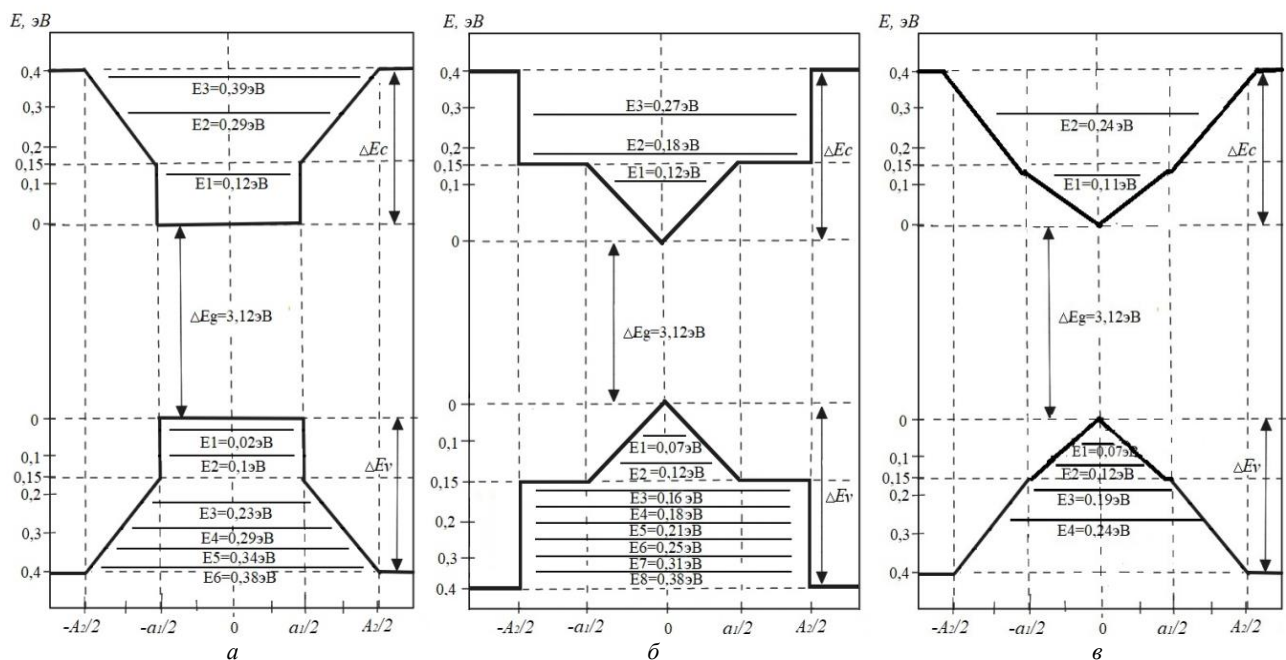


Рис. 1. Энергетические спектры в электронной и дырочной ямах для разных профилей:

а – профиль «треугольная широкая – прямоугольная узкая»; б – профиль «прямоугольная широкая – треугольная узкая»; в – профиль «треугольная широкая – треугольная узкая»

Из рисунка видно, что в данном профиле условия для захвата электронов и дырок n -КЯ и p -КЯ наилучшие: расстояния между состояниями барьерного слоя и верхним уровнем энергии в электронной и дырочной ямах минимальны и, следовательно, захват на эти состояния будет особенно интенсивным ввиду малого значения энергии, отдаваемой фононам решетки при захвате электроном и дыркой.

Профиль «прямоугольная широкая – треугольная узкая»

Для данного профиля значения эффективных масс такие же, как и в первом случае. Рассчитанный по формулам (1) и (2) энергетический спектр размерного квантования для этого вида профиля показан на рис. 1, б. Из рисунка видно, что плотность уровней энергии в дырочной КЯ более чем в два раза превышает плотность состояний в зоне электронной ямы, что связано с большей эффективной массой дырок. Как результат, скорость захвата дырок в КЯ с таким профилем будет превосходить скорость захвата электронов и именно этот захват будет ограничивать скорость рекомбинации неравновесных носителей, а значит, и интенсивность излучения всей гетероструктуры.

Профиль «треугольная широкая – треугольная узкая»

Данный профиль интересен тем, что в треугольном профиле верхней и нижней КЯ действует своё электрическое поле, величина которого отражена в наклоне стенок ямы. Это поле можно использовать для компенсации поля внутренней поляризации решетки вещества КЯ. Проведенный расчет энергетического спектра ям данного профиля показан на рис. 1, в. Для этого профиля характерно, что верхние уровни энергии в ямах находятся достаточно далеко от зоны проводимости и валентной зоны барьерного слоя.

Сравнение захвата в комбинированных профилях

Сравнивая между собой рассмотренные выше профили для увеличения скорости захвата свободных носителей заряда из барьерного слоя на состояния КЯ, можно сделать вывод, что комбинации прямоугольной и треугольной ям оказываются более предпочтительными из-за большого числа уровней размерного квантования в мини-зонах. При учете дополнительного фактора – потери энергии частицей при захвате – наилучший результат может быть достигнут в конфигурации «широкая треугольная – узкая прямоугольная». Однако профили с узкой треугольной ямой (см. рис. 1, б и в), проигрывая в скорости захвата, потенциально обладают меньшим полем спонтанной поляризации из-за его наложения на поле ямы. Этим уменьшается эффект пространственного разделения заряда в ямах. Это обстоятельство требует дальнейшего рассмотрения.

Полученные результаты по применению комбинированного профиля для светодиодных гетероструктур из $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$ пригодны и для других материалов, используемых для создания высокоэффек-

тивных источников излучения с нанообъектами, например на основе GaAs.

Заключение

В работе рассмотрены различные профили квантовых ям для светодиодных гетероструктур на основе $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$ для увеличения скорости захвата носителей заряда на состояния квантовых ям. Показано, что профили, сочетающие прямоугольные и треугольные ямы, дают наилучший результат, определяемый как числом дополнительных уровней размерного квантования, так и их положением в верхней яме. Дополнительный эффект от комбинирования ям заключается в изменении поля спонтанной поляризации в области излучательной рекомбинации, способный также увеличить интенсивность излучения светодиодного источника света.

Полученные результаты могут быть использованы для других материалов при изготовлении квантовых ям, например для арсенида галлия.

Литература

1. Шуберт Ф.Е. Светодиоды / под ред. А.Е. Юновича. – М.: Физматлит, 2008. – 496 с.
2. Юнович А.Э. Светодиоды и их применение для освещения: Светодиоды и их перспективы для применения в освещении. – М.: Знак, 2012. – 280 с.
3. Status and future of high-power light-emitting diodes for solid-state lighting / M.R. Krames, O.B. Shchekin, R. Mueller-Mach, G.O. Mueller, L. Zhou. // Journal of Display Technology. – 2007. – Vol. 3. – PP. 160–175.
4. Юнович А.Э. Исследования и разработки светодиодов в мире и возможности развития светодиодной промышленности в России // Светотехника. – 2007. – № 6. – С. 13.
5. Использование короткопериодных сверхрешеток InGaNGaN в светодиодах синего диапазона / В.С. Сизов, А.Ф. Цацульников, А.В. Сахаров, В.В. Лундин, Е.Е. Зава-рин, Н.А. Черкашин // Физика и техника полупроводников. – 2010. – Т. 44, № 7. – С. 955–962.
6. Бочкарева Н.И. Падение эффективности GaN-светодиодов при высоких плотностях тока, туннельные токи утечки и неполная латеральная локализация носителей в квантовых ямах InGaNGaN / Н.И. Бочкарева, Ю.Т. Ребане, Ю.Г. Шретер // Физика и техника полупроводников. – 2014. – Т. 48, № 8. – С. 1107–1117.
7. Исследование тепловых процессов в мощных InGaNGaN флип-чип светодиодах с использованием инфракрасной тепловизионной микроскопии / Д.А. Закгейм, И.П. Смирнова, И.В. Рожанский, С.А. Гуревич, М.М. Кулагина, Е.М. Аракчеева, А.Л. Закгейм, Е.Д. Васильева, Г.В. Иткинсон // Физика и техника полупроводников. – 2005. – Т. 44, № 3. – С. 390–396.
8. Влияние джоулева разогрева на квантовую эффективность и выбор теплового режима мощных голубых InGaNGaN светодиодов / А.А. Ефремов, Н.И. Бочкарева, Р.И. Горбунов, Д.А. Лавринович, Ю.Т. Ребане, Д.В. Тархин, Ю.Г. Шретер // Физика и техника полупроводников. – 2006. – Т. 40, № 5. – С. 621–627.
9. Davydov V.N. Polarization properties of MQW InGaNGaN heterostructures under heating // Russian Physics Journal. – 2014. – Vol. 57, No. 12. – PP. 1648–1657.
10. Davydov V.N. Energy possibilities of LED heterostructures with combined profile quantum wells / V.N. Davydov, O.F. Zadorozhny // Russian Physics Journal. – 2022. – Vol. 65, No. 5. – PP. 893–903.

11. Задорожный О.Ф. Анализ конфигураций пространственно объединённых треугольных гвантовых ям / О.Ф. Задорожный, В.Н. Давыдов // Вестник НовГУ. Сер.: Квантовая электроника. – 2022. – № 2. – С. 27–30.

12. Zhao H. et al. Approaches for high internal quantum efficiency green InGaN/GaN light-emitting diodes with large overlap quantum wells // Optics Express. – 2011. – Vol. 19, No. S4. – P. A991.

13. Драгунов В.П. Основы наноэлектроники: учеб. пособие. – 2-е изд. / В.П. Драгунов, И.Г. Неизвестный, В.А. Гридчин. – М.: Логос, 2006. – 496 с.

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

Клюшникова Варвара Николаевна

Магистрант каф. ЭП ТУСУРа
Эл. почта: varyklushnikova@gmail.com

Орехова Екатерина Александровна

Магистрант каф. ЭП ТУСУРа
Эл. почта: orexova.kakdela@gmail.com

Сафонова Виктория Сергеевна

Магистрант каф. ЭП ТУСУРа
Эл. почта: sunshine.rose187@gmail.com

Д.Л. Шиманович

Исследование микротвердости и износостойкости покрытий на основе анодного оксида алюминия в зависимости от технологических условий электрохимического анодирования

Изучено влияние электрохимических и температурных режимов при потенциостатических и гальваностатических условиях анодирования в водных растворах щавелевой и серной кислот на характеристики микротвердости и механической износостойкости функциональных толстослойных оксидных покрытий толщиной ~10–50 мкм. Показано улучшение микротвердости и износостойкости Al_2O_3 с уменьшением плотности тока, напряжения формовки и температуры электролитов. Осуществлен сравнительный анализ влияния структурно-морфологических параметров пористого Al_2O_3 , сформированного на пластинах из алюминиевого сплава АМГ-2М и А1 (99,95 %), на параметры микротвердости и устойчивости к абразивному износу. Получены улучшенные значения микротвердости (~5,5 ГПа) и износостойкости (~0,73 мкм/ч) Al_2O_3 -слоев, выращенных при оптимизированных технологических приемах.

Ключевые слова: алюминий, электрохимическое анодирование, пористый оксид алюминия, микротвердость, износостойкость.

Алюминий и его сплавы являются одними из наиболее востребованных конструкционных и функциональных материалов в различных областях промышленности. Вместе с тем приоритетным и актуальным направлением развития современного материаловедения в данной области является поиск высокоэффективных способов их дополнительной поверхностной защиты [1], которая может быть обеспечена путем различных условий формирования оксидных, барьерных или композиционных слоев и покрытий, обладающих высокой устойчивостью к физико-механическим и химическим воздействиям при определенных и жестких условиях эксплуатации.

Электрохимическое оксидирование (анодирование) – один из наиболее эффективных методов обработки поверхности алюминия и его сплавов и формирования поверхностной диэлектрической наноструктурированной Al_2O_3 -матрицы для улучшения защитных физико-механических и электрофизических свойств, а модификация поверхности пористого оксидного слоя за счет изменения структурно-топологических и морфологических характеристик позволяет увеличить коррозионную стойкость, механическую прочность, микротвердость, износостойкость, электроизоляционную прочность и расширить области функциональных применений оксидных покрытий [2–8].

В качестве исходного материала для экспериментальных исследований использовались пластины размером 48×60 мм из А1 (99,95%) и алюминиевого сплава АМГ-2М толщиной ~2 мм. Химическое обезжиривание пластин осуществлялось в бензине нефрас в течение ~3–5 мин, а после промывки в дистиллированной воде и сушки – в хромовой смеси $CrO_3:H_2SO_4$ (1:100) при температуре ~16–18 °С в течение ~2–3 мин. Температурный отжиг А1 проводился при Т ~350 °С в течение 1 ч для придания пластичности и равномерного распределения примесей по объему. Термостатирование А1-пластин осуществлялось на механическом прессе с усилием сжатия

~2·10⁵ кг/см² при температуре ~100 °С для получения плоскопараллельности сторон. Химическое травление дефектного слоя А1 проводилось в 5%-м водном растворе щелочи NaOH при температуре ~45–50 °С в течение ~15 мин, а химическая полировка – в растворе $H_3PO_4 : HNO_3$ (8:1) при температуре ~85 °С в течение ~5–7 мин.

Далее проводилось электрохимическое анодирование А1-пластин в 3; 5; 7%-х водных растворах щавелевой кислоты ($H_2C_2O_4$) и в 15; 20%-х водных растворах серной кислоты (H_2SO_4) в гальваностатических режимах при постоянных плотностях тока j ~15; 20; 25; 30 мА/см² и в потенциостатических режимах при постоянных напряжениях формовки U ~50; 60; 70 В (для $H_2C_2O_4$) и при U ~15; 20 В (для H_2SO_4) соответственно. В результате предварительных исследований было выявлено, что использование более высоких значений плотностей тока и напряжений является нежелательным, поскольку приводит либо к сопутствующим явлениям перегрева в локальных областях с возникновением на границе «электролит – оксидная пленка» так называемых «прожогов», либо к процессам химического травления в процессе роста Al_2O_3 , увеличению его пористости и рыхлости и в конечном итоге к ухудшению физико-механических характеристик слоев.

Была осуществлена сравнительная оценка влияния потенциостатических и гальваностатических режимов электрохимического анодирования на скорость формирования толстослойных пористых Al_2O_3 -покрытий и на их структурно-морфологические параметры.

Было показано, что при проведении процессов электрохимического анодирования при постоянных плотностях тока (в гальваностатических режимах) величина толщины сформированных оксидных покрытий (до ~50 мкм) определяется временем анодирования и является постоянной в течение определенных промежутков времени, т.е. скорость анодирования не изменяется в течение всего диапа-

зона времени анодирования, а кинетические зависимости имеют линейный характер с постоянными коэффициентами. Для выбранного алюминиевого сплава АМГ-2М углы наклона зависимостей определяются составом и температурой электролитов и значениями плотностей тока.

Было замечено, что при осуществлении электрохимического анодирования при постоянных напряжениях (в потенциостатических режимах) наблюдается замедление скорости электрохимического анодирования в зависимости от длительности процесса, поскольку с увеличением толщины сформированных оксидных покрытий происходит увеличение электрического сопротивления Al_2O_3 , что сопровождается понижением плотности тока. Кинетические кривые имеют нелинейный характер, и для всего диапазона времени процесса анодирования можно говорить только об усредненном значении скорости анодирования. Кривизна кинетических зависимостей определяется составом и температурой электролитов и значениями потенциалов анодирования. Было показано, что при увеличении концентрации электролитов и напряжения формовки происходит рост средней скорости анодирования.

Было установлено, что с увеличением значений напряжения анодирования и плотности тока наблюдается снижение пористости и увеличение значений диаметра пор и межпорного расстояния. Диаметр пор толстослойных Al_2O_3 -структур, сформированных на алюминиевом сплаве АМГ-2М в щавелево-кислых электролитах, больше, чем в сернокислых. Было показано, что диапазон значений диаметра пор составляет от ~45 до ~65 нм соответственно для 3–7%-х растворов $\text{H}_2\text{C}_2\text{O}_4$ ($U = 50\text{--}70\text{ В}$) и от ~20 до ~25 нм для 15–20%-х растворов H_2SO_4 ($U = 15\text{--}20\text{ В}$). На рис. 1 продемонстрированы СЭМ-фото структур поверхности и поперечного сечения толстослойных пористых Al_2O_3 -покрытий, сформированных на сплаве АМГ-2М в потенциостатических режимах в 20%-м растворе H_2SO_4 при напряжении ~15 В (рис. 1, а, б) и в 7%-м растворе $\text{H}_2\text{C}_2\text{O}_4$ при напряжении ~50 В (рис. 1, в, г).

В ходе проведения научных исследований было изучено влияние электрохимических и температурных режимов при потенциостатических и гальваностатических условиях анодирования и осуществлен сравнительный анализ влияния структурно-морфологических параметров пористого Al_2O_3 на характеристики микротвердости и механической износостойкости функциональных толстослойных оксидных покрытий. Физико-механические свойства Al_2O_3 анализировались на покрытиях толщиной ~10–50 мкм.

Для определения толщины оксидных пленок применялся толщиномер UNI-T UT342. Микротвердость Al_2O_3 -пленок измерялась на приборе ПМТ-3М методом вдавливания в испытуемый материал алмазного наконечника Виккерса с квадратным основанием четырехгранной пирамиды с углом при вершине 136° , обеспечивающей геомет-

рическое и механическое подобие отпечатков по мере углубления индентора под действием нагрузки 30 г, приложенной в течение ~15–20 с. Измерения диагоналей отпечатков производились с помощью винтового окулярного микрометра МОВ-1-16х. Износостойкость тестировалась на установке трения МТУ-1 с нежестко закрепленными абразивными частицами. Площадь контакта составляла $1,5\text{ см}^2$, продолжительность испытаний – 10 ч, нагрузка – 1,5 МПа.

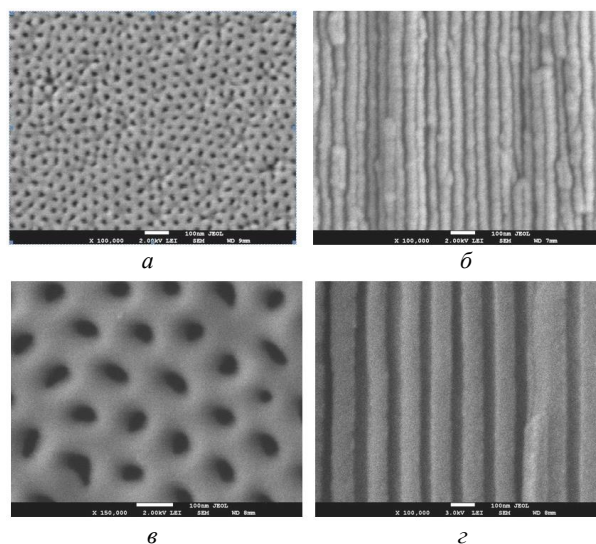


Рис. 1. СЭМ-фото структур поверхности (а, в) и поперечного сечения (б, г) толстослойных пористых Al_2O_3 -покрытий, сформированных в потенциостатических режимах в 20%-м растворе H_2SO_4 при напряжении ~15 В (а, б) и в 7%-м растворе $\text{H}_2\text{C}_2\text{O}_4$ при напряжении ~50 В (в, г)

Было показано, что наблюдается тенденция к ухудшению микротвердости и износостойкости Al_2O_3 на сплаве АМГ-2М с увеличением плотности тока, напряжения формовки и температуры электролитов. Так, например, увеличение плотности тока от ~15 до ~30 мА/см^2 при анодировании в 7%-м растворе $\text{H}_2\text{C}_2\text{O}_4$ и в 20%-м растворе H_2SO_4 при одинаковой температуре $T \sim 15\text{--}16^\circ\text{C}$ приводит к снижению микротвердости Al_2O_3 (толщиной ~20 мкм) соответственно от ~4,15 до ~3,5 ГПа и от ~3,6 до ~3,0 ГПа (рис. 2, а) и к ухудшению износостойкости соответственно от ~0,82 до ~0,92 и от ~0,91 до ~0,98 мкм/ч (рис. 2, б). А, например, повышение температуры 5%-го раствора $\text{H}_2\text{C}_2\text{O}_4$ от ~15–16 до ~22–23 $^\circ\text{C}$ при плотности тока ~20 мА/см^2 приводит к снижению микротвердости Al_2O_3 (толщиной ~20 мкм) от ~4,5 до ~3,2 ГПа (см. рис. 2, а) и падению износостойкости от ~0,78 до ~0,95 мкм/ч (см. рис. 2, б).

Было установлено, что с увеличением диаметра пор и пористости Al_2O_3 , выращенного при различных электрохимических режимах анодирования на сплаве АМГ-2М и на Al (99,95 %), наблюдается снижение параметров микротвердости и износостойкости в рамках применения одного типа электролитов (рис. 3, а, б). Однако сравнительный анализ Al_2O_3 -покрытий, сформированных в растворах

3–7%-й $\text{H}_2\text{C}_2\text{O}_4$ и 15–20%-й H_2SO_4 , показал, что в растворах $\text{H}_2\text{C}_2\text{O}_4$ показатели микротвердости и износостойкости больше за счет меньшей пористости, чем в растворах H_2SO_4 , хотя диаметр пор в последнем случае меньше. В электролитах на основе серной кислоты наблюдается усиление электропроводности и их травящей способности с повышением количества пор по объему и пористости. Было замечено, что значения микротвердости и износостойкости Al_2O_3 для сплава АМГ-2М выше, чем для Al (99,95%).

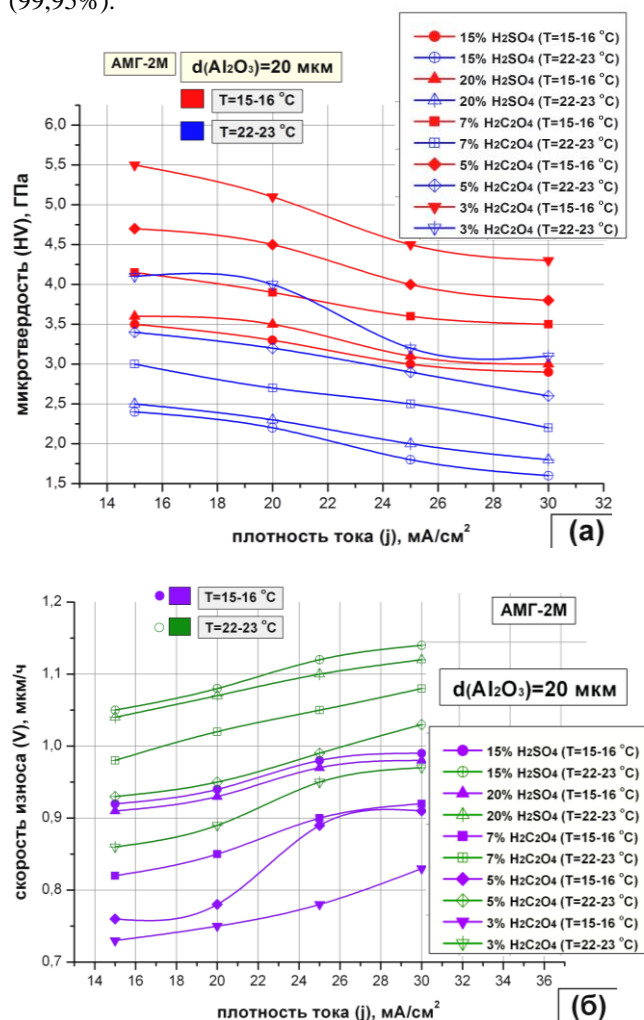


Рис. 2. Влияние электрохимических режимов анодирования (плотности тока, состава электролитов, температуры) сплава АМГ-2М на характеристики микротвердости (а) и износостойкости (б) оксидных покрытий толщиной ~20 мкм

Было выявлено, что ход кривых изменения микротвердости и скорости абразивного износа Al_2O_3 -покрытий (на сплаве АМГ-2М) в зависимости от их толщины имеет два участка (рис. 4, а, б): при увеличении толщины от ~10 до ~20 мкм микротвердость и износостойкость повышаются, а при увеличении толщины от ~20 до ~50 мкм – уменьшаются, поскольку сказывается увеличение пористости покрытий за счет химического травления при длительном анодировании. В рамках применения одного типа электролитов с увеличением их концентрации

и уменьшением напряжения анодирования наблюдается улучшение параметров микротвердости и износостойкости за счет формирования Al_2O_3 -покрытий с меньшим диаметром пор. Максимальные значения микротвердости (~5,5 ГПа) и лучшие параметры износостойкости (~0,73 $\text{мм}^3/\text{ч}$) характерны для Al_2O_3 толщиной ~20 мкм, выращенного в 3%-м растворе $\text{H}_2\text{C}_2\text{O}_4$ при $U = 50 \text{ В}$ или $j = 15 \text{ mA}/\text{cm}^2$ при $T = 15\text{--}16 \text{ }^\circ\text{C}$.

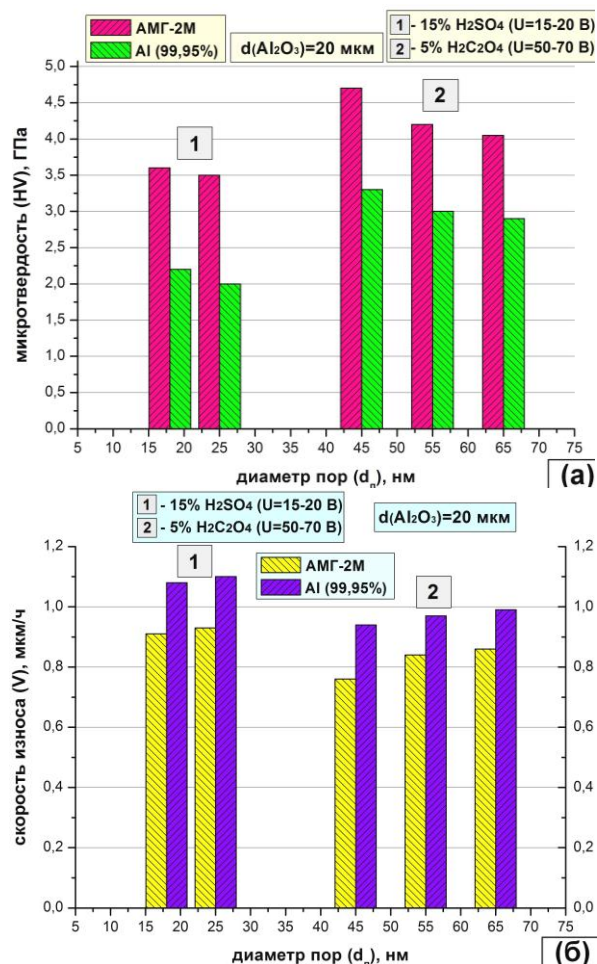


Рис. 3. Сравнительная гистограмма зависимости микротвердости (а) и скорости абразивного износа (б) от диаметра пор функциональных оксидных покрытий толщиной ~20 мкм, сформированных при различных электрохимических режимах анодирования на Al (99,95%) и на сплаве АМГ-2М

Таким образом, было показано, что наблюдается тенденция к повышению микротвердости и механической износостойкости оксидных покрытий с уменьшением плотности тока, напряжения формовки и температуры электролитов анодирования. Было продемонстрировано, что с уменьшением диаметра пор и пористости Al_2O_3 , выращенного при различных электрохимических режимах анодирования, наблюдается улучшение параметров микротвердости и износостойкости в рамках применения одного типа электролитов.

Было установлено, что максимальные значения микротвердости (~5,5 ГПа) и устойчивости к абра-

живному износу ($\sim 0,73$ мкм/ч) характерны для толстослойных Al_2O_3 -покрытий толщиной ~ 20 мкм, выращенных на алюминиевом сплаве АМГ-2М в 3%-м растворе $\text{H}_2\text{C}_2\text{O}_4$ в потенциостатическом режиме электрохимического анодирования при напряжении $U = 50$ В или в гальваностатическом режиме при плотности тока $j = 15$ мА/см² при температуре электролита $T = 15\text{--}16$ °С в динамическом режиме с обязательным перемещением образцов в электролите и перемешиванием.

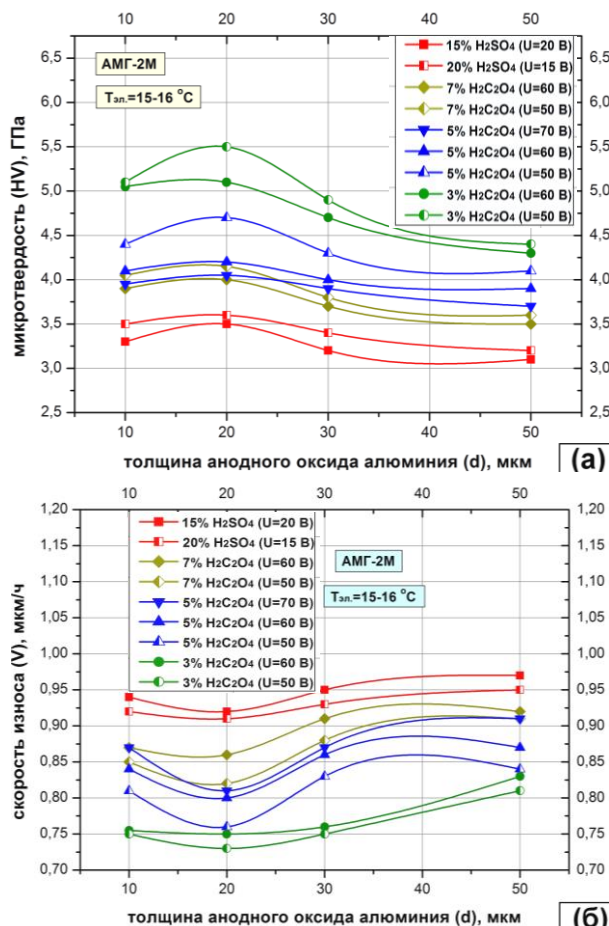


Рис. 4. Сравнительный анализ влияния толщины анодного оксида алюминия на характеристики микротвердости (а) и механической износоустойчивости (б) Al_2O_3 -покрытий, сформированных при различных технологических приемах анодирования на сплаве АМГ-2М

Литература

1. Лучкин Р.С. Коррозия и защита металлических материалов (структурные и химические факторы). – Тольяти: Изд-во ТГУ, 2017. – 269 с.
2. Сокол В.А. Анодные оксиды алюминия. – Мн.: Бестпринт, 2011. – 432 с.
3. Шиманович Д.Л. Технологические режимы для снижения внутренних напряжений, улучшения термической устойчивости к образованию трещин и повышения электрической прочности в анодных структурах Al- Al_2O_3 // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. – 2015. – Т. 15, № 3. – С. 79–82.
4. Шиманович Д.Л., Яковцева В.А. Электрохимическая алюмооксидная технология для приборов силовой электроники // Доклады БГУИР. – 2019. – № 3 (121). – С. 5–11.
5. Shimanovich D.L., Vorobjova A.I., Tishkevich D.I. [et al.]. Preparation and morphology-dependent wettability of porous alumina membranes // Beilstein Journal of Nanotechnology. – 2018. – Vol. 9. – PP. 1423–1436.
6. Шиманович Д.Л. Электрохимический синтез пористых мембран на основе наноструктурированного оксида алюминия // Наноматериалы и наноструктуры – XXI век. – 2014. – Т. 5, № 4. – С. 18–22.
7. Шиманович Д.Л., Сокол В.А., Чушкова Д.И. Методы электрохимического формирования однослойных и двухслойных мембранных структур на основе наноструктурированного анодного оксида алюминия // Известия НАН Беларуси. – Сер.: Физ.-техн. науки. – 2014. – № 2. – С. 19–23.
8. Шиманович Д.Л. Технологические способы синтеза высокоорганизованных мембранных наноструктурированных матриц на основе пористого анодного оксида алюминия // Физико-химические аспекты изучения кластеров, наноструктур и наноматериалов. – 2014. – Вып. 6. – С. 438–443.

Шиманович Дмитрий Леонидович

С.н.с., руководитель НИЛ 4.2 «Технология гибридных микросхем» Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (БГУИР)
Эл. почта: ShDL@tut.by

А. Уразбеков, П.Е. Троян, Ю.В. Сахаров

Резистивное переключение в мемристорных структурах, изготовленных магнетронным распылением составной мишени Ti-Cu

Исследованы структурные особенности и вольт-амперные характеристики металл/диэлектрик/металл на основе оксида титана, модифицированного медью. Образцы были получены магнетронным распылением составной титаново-медной мишени. Структуры демонстрируют эффект резистивного переключения с соотношением сопротивлений в высокоомном и низкоомном состояниях $\sim 10^2$.

Ключевые слова: резистивное переключение, влияние меди, оксид титана, тонкие пленки.

В последнее время эффект резистивного переключения и создание памяти мемристорного типа являются предметом интенсивных исследований, которые указывают на то, что мемристорная память может обладать высокими эксплуатационными характеристиками, такими как быстродействие, энергонезависимость, значительное количество циклов переключения, и возможностью сохранять информацию длительное время в широком диапазоне температур [1–3]. Задачами исследований в области мемристорной электроники являются установление закономерностей и механизмов резистивного переключения, которые существенно зависят от материалов диэлектрика и электродов. Вместе с тем вопросы выбора материалов активного слоя и электродов, обеспечивающих оптимальные параметры элементов памяти, остаются недостаточно изученными.

Общепринятым на сегодняшний день механизмом резистивного переключения считается обратимое разрушение и восстановление в слое диэлектрической плёнки токопроводящих каналов (филаментов). Эти филаменты формируются в процессе электроформовки с участием вакансий кислорода под действием электрического поля между электродами мемристора [4].

В настоящей работе развивается подход к использованию в мемристорных структурах оксидов Ti и Cu, разработанных технологическим режимом осаждения диэлектрика путем магнетронного распыления составной титаново-медной мишени в кислородосодержащей среде.

Структура и методика получения

Конструкция исследуемых мемристорных структур представляет собой структуры металл-диэлектрик-металл. В качестве нижнего и верхнего электродов применялся слой алюминия толщиной 80 нм, полученный методом термического испарения. В основе методики формирования активного слоя, рассматриваемых в настоящей работе мемристорных структур, заложены процессы, протекающие в плазме тлеющего разряда, создаваемого магнетронным источником распыления, катодом которого являлась составная мишень (рис. 1) Ti:Cu (титан-медь).

При этом относительная площадь, занимаемая медными дисками на составной мишени, была около

15% от общей площади зоны распыления мишени. Распыление проводилось в атмосфере воздуха при парциальном давлении $6 \cdot 10^{-3}$ мм рт. ст. и токе разряда 150 мА.

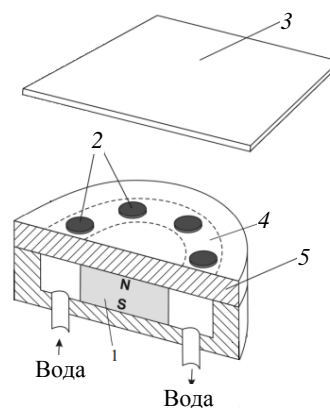


Рис. 1. Схематическое изображение магнетронной распылительной системы: 1 – постоянный магнит; 2 – медные диски; 3 – подложка; 4 – зона распыления; 5 – составная мишень (Ti:Cu)

На рис. 2, а показан первый квадрант типичной вольт-амперной характеристики мемристора на основе оксида титана без модификации медью с толщиной диэлектрического слоя ~ 60 нм, представленный в логарифмических координатах. Стоит отметить, что мемристивный эффект данных структур проявляется при толщине диэлектрического слоя в диапазоне от 40 вплоть до 150 нм. Вольт-амперная характеристика мемристора, изготовленного распылением составной мишени, проиллюстрирована на рис. 2, б. Мемристивный эффект подобных структур проявляется в диапазоне от ~ 100 до ~ 400 нм. Результат сравнения представленных зависимостей явно демонстрирует кратное увеличение отношения высокоомного состояния мемристора к низкоомному $\sim 10^2$.

Для лучшего понимания природы мемристивных свойств данных пленок необходимыми также являются знания атомарного состава активного слоя мемристора. Для этого на кремниевой подложке было произведено осаждение диэлектрического слоя при тех же параметрах магнетронного распыления составной титаново-медной мишени.

Результат энергодисперсионного рентгеновского анализа представлен на рис. 3.

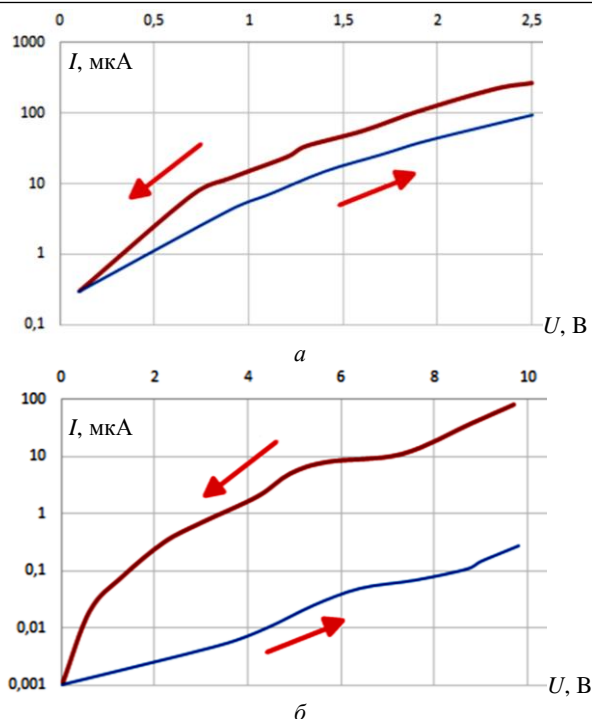


Рис. 2. Вольт-амперная характеристика структуры на основе оксида титана: *а* – без модификации медью; *б* – модифицированного медью

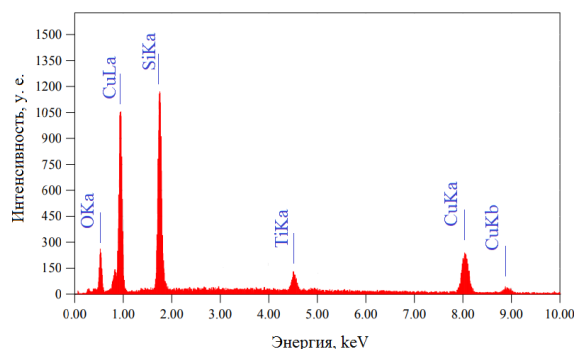


Рис. 3. Энергодисперсионный рентгеновский спектр диэлектрического слоя на кремниевой подложке

Исключая кремний из состава, количественный анализ дает следующие значения – кислорода 25,25%, титана – 9,62% и меди – 63,33% (атомная масса меди – 63,5 а.е.м., кислорода – 16 а.е.м., титана – 47,9 а.е.м.). Откуда можно сделать вывод о нестехиометрическом составе пленки и преобладании оксида меди в диэлектрическом слое.

В заключение для подтверждения филаментарного механизма переключения, реализуемого в представленных структурах, было снято растровое изображение торцевого склоа структуры после воздействия внешним электрическим полем (рис. 4). Можно наблюдать ясно выраженную вертикально-ориентируемую морфологию, которая может подтверждать указанный механизм.

Заключение

Рассмотрена методика образования пленок оксида титана, модифицированных медью, получен-

ные магнетронным распылением составной мишени, для создания на их основе мемристорных структур. Продemonстрировано кратное увеличение отношения высокоомного состояния мемристора к низкоомному.

Полученные результаты показывают целесообразность использования представленной технологии осаждения диэлектрических материалов для изготовления мемристоров.

Механизм влияния атомов меди на свойства мемристорных структур требует проведения отдельных исследований.



Рис. 4. Растровое изображение торцевого склоа структуры после воздействия внешнего электрического поля

Исследование проведено при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках программы «Приоритет 2030». Работа выполнена в рамках соглашения № 075-03-2020-237/1 от 05 марта 2020 г.

Литература

1. Yang R. Review of resistive switching mechanisms for memristive neuromorphic devices // Chinese Physics B. – 2020. – Vol. 29, No. 9. – P. 097305.
2. Chua L. Memristor-the missing circuit element // IEEE Transactions on circuit theory. – 1971. – Vol. 18, No. 2. – PP. 507–519.
3. Miao F. Anatomy of a nanoscale conduction channel reveals the mechanism of a high-performance memristor // Advanced materials. – 2011. – Vol. 23, No. 47. – PP. 5633–5640.
4. Rupp J.L.M. Editorial for the JECR special issue on resistive switching: Oxide materials, mechanisms, and devices / J.L.M. Rupp, I. Valov, D. Ielmini // Journal of Electroceramics. – 2017. – Vol. 39. – PP. 1–3.

Уразбеков Артур

Аспирант каф. физической электроники (ФЭ)
Томского государственного ун-та
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: artur.urazbekov@mail.ru

Троян Павел Ефимович

Д-р техн. наук, проф. каф. ФЭ ТУСУРа
Эл. почта: tpe@tusur.ru

Сахаров Юрий Владимирович

Д-р техн. наук, проф. каф. ФЭ ТУСУРа
Эл. почта: iurii.v.sakharov@tusur.ru

А.С. Кузьмин, С.П. Иваничко, Ю.С. Жидик, Д.М. Моховиков

Влияние парциального давления кислорода при осаждении плёнок ИТО методом реактивного магнетронного распыления на их оптические свойства

Представлены результаты исследования спектральных зависимостей показателей поглощения и преломления плёнок ИТО, осаждённых при различном парциальном давлении кислорода. Показано, что оптимальным режимом для получения прозрачных проводящих покрытий методом реактивного магнетронного распыления является обеспечение расстояния магнетрон–подложка 12 см и парциального давления кислорода в объеме рабочей камеры $8 \cdot 10^{-4}$ мм рт. ст. В таком режиме получаемые плёнки ИТО обладают оптимальными оптическими и электрическими свойствами.

Ключевые слова: тонкие плёнки, проводящие оксиды, плёнки оксида индия–олова, реактивное магнетронное распыление.

В настоящее время активно развиваются устройства оптоэлектроники, принцип действия которых связан с движением фотонов по оптическим каналам. Устройства оптоэлектроники используются для многочисленных целей: освещение, системы анализа, передача информации и др. [1].

На данный момент известно довольно большое количество соединений, обладающих указанными свойствами, и доступных для создания устройств оптоэлектроники: полимерные покрытия, карбоновые нанотрубки и другие наноструктуры [1].

Учитывая особенности оптоэлектронных приборов, для их создания широко применяются прозрачные проводящие оксиды – полупроводниковые материалы с высоким показателем пропускания в рабочем диапазоне длин волн (как правило, инфракрасном диапазоне) и хорошей электрической проводимостью, близкой к металлической. Проводящие оксиды выгодно отличаются простотой получения, возможностью управления свойствами и стабильностью параметров [2].

Одним из наиболее перспективных проводящих оксидов является оксид индия, легированный оловом (Indium Tin Oxide – ИТО). Данный материал используется для формирования прозрачных проводящих покрытий при изготовлении различных изделий электронной техники (дисплеи, электролюминесцентные лампы и др.) и в оптоэлектронике в качестве модулятора излучения. Широкое применение плёнок ИТО обусловлено свойствами данного материала, которые, в свою очередь, обуславливаются способом получения покрытия и условиями, при которых происходит процесс [3, 4].

Распространённым способом изготовления покрытий является реактивное магнетронное распыление. С помощью магнетрона можно получать как проводящие, так и диэлектрические покрытия из оксида индия–олова. Для изменения свойств необходимо контролировать парциальные давления рабочих газов и поддерживать их на определённом уровне с достаточно высокой точностью. Однако, помимо электрических свойств, от газовых условий при распылении зависят и оптические свойства плёнок ИТО [4].

Эксперимент

Экспериментальные образцы плёнок оксида индия–олова были получены путём реактивного магнетронного распыления мишени из сплава на подложки из боросиликатного стекла. Для напыления использовалась установка магнетронного распыления EPOS PVD.

Мишень выполнена из сплава индия–олова (состав мишени In 90% Sn 10%), напаянного на медную основу, для обеспечения хорошего контакта с магнетроном, что необходимо для ее охлаждения. Рабочая камера откачивалась двухступенчатой системой откачки, состоящей из пластинчато-роторного насоса 2НВР-5ДМ и турбомолекулярного насоса КУКУ FF-100/300Е. Установка оснащена нагревателем, установленным в рабочей камере вблизи подложки, а также расходомерами рабочих газов РРГ-12.

Напыление осуществлялось в смеси газов аргона и кислорода. Соотношение газов в смеси изменялось путём увеличения подачи в рабочий объём кислорода, которое происходило за счёт увеличения степени открытия заслонки расходомера. Ток разряда составлял 300 мА, время процесса напыления в ходе всех экспериментов было одинаковым и составляло 20 мин. Также в ходе эксперимента варьировалось расстояние магнетрон–подложка и составляло 10 и 12 см. Температура нагревателя в процессе напыления составляла 200 °С. После напыления осуществлялся отжиг в вакууме, температура нагревателя при этом 400 °С. Измерения оптических параметров выполнялись с помощью спектрального эллипсометрического комплекса ЭЛЛИПС 1891 САГ. Спектральный диапазон исследования параметров 400–850 нм.

Результаты экспериментов и анализ

Для исследования оптических параметров плёнок оксида индия–олова была проведена серия экспериментов при различных парциальных давлениях кислорода.

Вид спектральной зависимости эффективного показателя преломления системы плёнка ИТО–боросиликатное стекло для расстояния магнетрон–подложка 10 см показан на рис. 1.

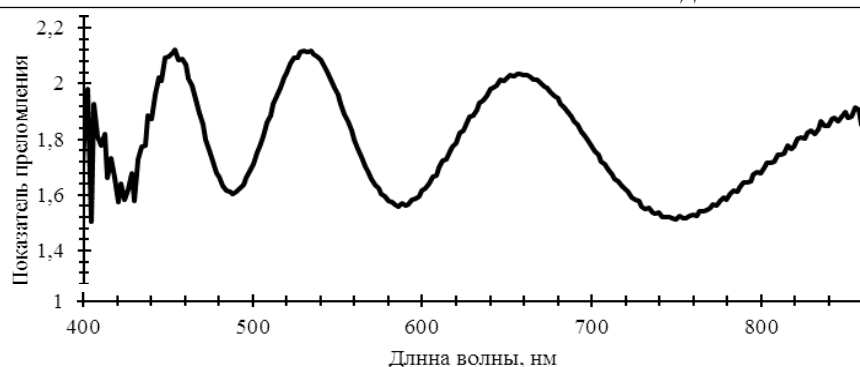


Рис. 1. Спектральная зависимость эффективного показателя преломления плёнки ИТО (парциальное давление кислорода $1,35 \cdot 10^{-3}$ мм рт. ст.)

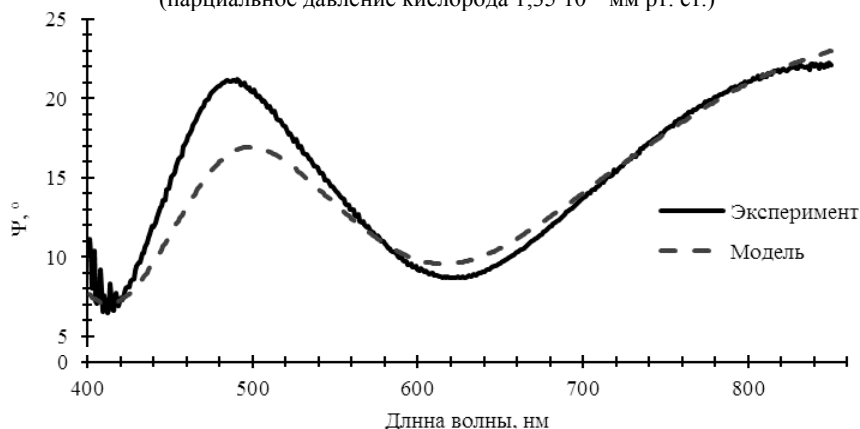


Рис. 2. Спектральные зависимости угла Ψ для плёнки ИТО

Для получения оптических параметров плёнки оксида индия–олова необходимо построить математическую модель на основе известных зависимостей, описывающих дисперсию оптических показателей. В таком случае решение обратной задачи эллипсометрии сводится к определению подгоночных коэффициентов модели путём сравнения измеренных и рассчитанных спектров эллипсометрических параметров [5].

Плёнки оксида индия–олова в указанном диапазоне длин волн являются слабопоглощающими, поэтому для описания зависимостей $n(\lambda)$ и $k(\lambda)$ использовалась дисперсионная формула Коши

$$n(\lambda) = A + \frac{B}{\lambda^2} + \frac{C}{\lambda^4},$$

$$k(\lambda) = D + \frac{E}{\lambda^2} + \frac{F}{\lambda^4},$$

где A, B, C, D, E, F – подгоночные коэффициенты, подбираемые с помощью алгоритмов Левенберга–Марквардта и Нелдера–Мида таким образом, чтобы минимизировать расхождения между измеренными и расчётными спектрами эллипсометрических параметров. Численным критерием сравнения служила функция минимизации вида

$$q = \frac{1}{2m-b-1} \sum_{i=1}^n \left(\left| \Psi_m^i - \Psi_c^i \right| + \left| \Delta_m^i - \Delta_c^i \right| \right),$$

где Ψ_m^i, Δ_m^i и Ψ_c^i, Δ_c^i – измеренные (m) и рассчитанные (c) значения эллипсометрических параметров на i -й длине волны, n – число длин волн, на которых

проводилась подгонка, m – число искомых параметров [5, 6]. В результате проведённой подгонки коэффициентов получено 6 коэффициентов, удовлетворительно описывающих образцы, полученные при расстоянии магнетрон–подложка 10 см, и столько же коэффициентов, описывающих результаты при расстоянии в 12 см. Значение критерия сравнения q при подгонке составляло менее 1, что позволяет судить о том, что модель однослойная плёнка (дисперсия Коши) – подложка служит хорошей интерпретацией полученных спектров.

На рис. 2 показаны измеренные и расчётные спектры для плёнки ИТО.

Полученные значения подгоночных коэффициентов для модели Коши, а также значение функции минимизации представлены в табл. 1.

Таблица 1

Значения подгоночных коэффициентов						
Расстояние магнетрон–подложка 10 см						
Алгоритм подгонки Левенберга–Марквардта						
A	B	C	D	E	F	q
1,27	4076,46	3068,16	–0,25	205,91	–230,35	3,93
Расстояние магнетрон–подложка 12 см						
Алгоритм подгонки Нелдера–Мида						
A	B	C	D	E	F	q
–0,14	10895,53	–14000,7	0,06	–1370,93	4517,63	1,7

На рис. 3 и 4 приведены спектральные зависимости показателей преломления и поглощения плёнки оксида индия–олова, полученные с помощью проведённых расчётов.

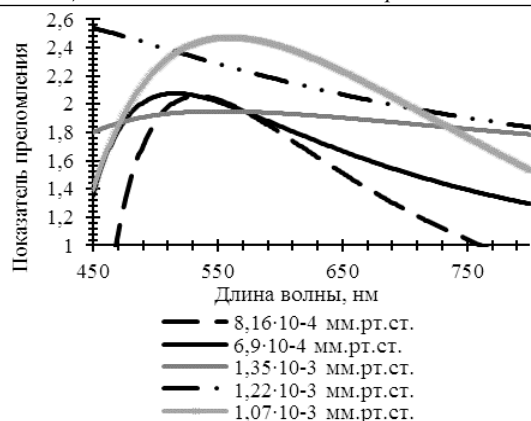


Рис. 3. Спектральная зависимость показателя преломления плёнок ИТО

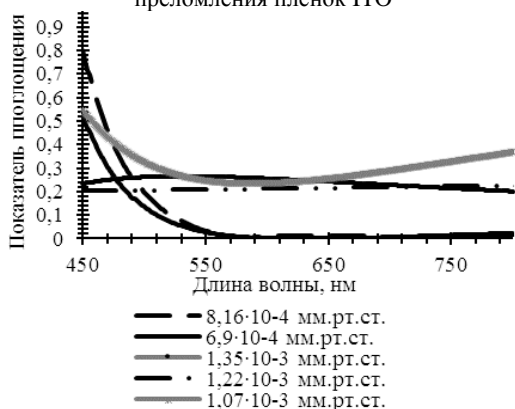


Рис. 4. Спектральная зависимость показателя поглощения плёнок ИТО

Численные значения показателей преломления и поглощения на длине волны красного лазера (632,8 нм), а также измеренные значения электрического сопротивления для всех экспериментальных образцов представлены в табл. 2.

Таблица 2

Оптические и электрические параметры

Расстояние магнетрон–подложка 10 см			
Парц. давление кислорода, мм рт. ст.	Показатель преломления	Показатель поглощения	Сопротивление, Ом
$1,35 \cdot 10^{-3}$	1,92	0,25	310
$1,22 \cdot 10^{-3}$	2,1	0,21	180
$1,07 \cdot 10^{-3}$	2,30	0,25	15
Расстояние магнетрон–подложка 12 см			
$8,16 \cdot 10^{-4}$	1,61	0,014	300
$6,9 \cdot 10^{-4}$	1,73	0,0017	99

Полученные спектральные зависимости согласуются с известными данными из литературы [7]. Анализ полученных результатов показал, что с увеличением расстояния магнетрон–подложка для получения прозрачных проводящих покрытий требуется меньшее парциальное давление кислорода. При парциальных давлениях кислорода менее $5,5 \cdot 10^{-4}$ мм рт. ст. и более $1,71 \cdot 10^{-3}$ мм рт. ст. плёнки непрозрачны, с высоким коэффициентом преломления и хорошей электропроводностью, близкой к металлической.

Заключение

Представлены результаты исследований спектральных зависимостей показателей поглощения и

преломления плёнок оксида индия–олова. Представлены значения подгоночных коэффициентов для дисперсионной модели Коши, описывающие поведение оптических параметров плёнок ИТО в диапазоне 450–800 нм.

На основе проведённых экспериментов можно сказать, что оптимальным режимом для получения прозрачных проводящих покрытий путём реактивного магнетронного распыления является: расстояние магнетрон–подложка 12 см, парциальное давление кислорода порядка $8 \cdot 10^{-4}$ мм рт. ст. В таком случае получаемые плёнки ИТО обладают оптимальными оптическими и электрическими свойствами.

Литература

1. Wager J.F. Transparent Electronics / J.F. Wager, D.A. Keszler, R.E. Presley // Springer Science & Business Media, 2007. – 312 p.
2. Transparent Conductive Oxides. Part I: General Review of Structural, Electrical and Optical Properties of TCOs Related to the Growth Techniques, Materials and Dopants / C. Habis, J. Zaraket, M. Aillerie // Defect and Diffusion Forum. – 2022. – Vol. 417. – PP. 243–256.
3. Жидик Ю.С. Прозрачные омические контакты для изделий гетероструктурной полупроводниковой оптоэлектроники: дис. ... канд. техн. наук. – Томск: ТУСУР, 2019. – 159 с.
4. Амосова Л.П. Магнетронное напыление прозрачных электродов из металлической мишени на холодную подложку / Л.П. Амосова, М.В. Исаев // ЖТФ. – Т. 84, вып. 10. – С. 127–132.
5. Fujiwara H. Spectroscopic Ellipsometry: Principles and Applications. – Wiley, 2007. – 388 p.
6. Основы эллипсометрии / А.В. Ржанов (отв. ред.), К.К. Свиташев, А.И. Семенов, В.К. Соколов / Ин-т физики полупроводников СО АН СССР. – Новосибирск: Наука, 1979. – 422 с.
7. Определение оптических характеристик ИТО плёнок, нанесённых при разных атмосферных условиях [Электронный ресурс]. – URL: http://www.nytek.ru/upload/iblock/191/prilozhenie-ellipsometriya-_opredelenie-opticheskikh-kharakteristik-ito-plenok-_rus_.pdf (дата обращения: 15.09.2023).

Кузьмин Александр Сергеевич

Мл. н.с. ЛИОР, каф. физической электроники (ФЭ) ТУСУРа

Эл. почта: kuzmin.sanya2013@yandex.ru

Иваничко Светлана Павловна

Мл. н.с. ЛИОР, каф. ФЭ ТУСУРа

Эл. почта: ivanichko.s.312-m@e.tusur.ru

Жидик Юрий Сергеевич

Вед. н.с. ЛИОР, к.т.н., каф. ФЭ ТУСУРа

Эл. почта: iurii.s.zhidik@tusur.ru

Моховиков Денис Максимович

Инж. лаб. фотонных интегральных схем (ЛФИС)

ПИШ им. В.А. Кобзева

Эл. почта: denis.m.mokhovikov@tusur.ru

Секция 5

АНТЕННЫ

И МИКРОВОЛНОВЫЕ УСТРОЙСТВА

*Председатель – Сычев Александр Николаевич, проф.
каф. КСУП, д.т.н.*

Р.Ю. Бородулин, Д.А. Лянгузов

Способ определения поверхности излучения бортовых антенн

Данный способ предназначен для определения границ поверхности излучения антенны, установленной на подвижном объекте (ПО). Данная поверхность влияет на распределение излучающих токов в зоне формирования реактивных электромагнитных полей. Применение указанного способа позволяет определить места внесения реактивностей в конструкцию антенны. Реактивности (емкости и индуктивности) позволяют управлять амплитудно-фазовым распределением токов.

Ключевые слова: поверхность излучения, ближняя зона, бортовая антенна.

Введем понятие поверхности излучения ПО, которая включает в себя антенну и часть корпуса объекта, влияя на распределение излучающих токов в зоне формирования реактивных электромагнитных полей, выполняет роль распределителя излучающих высокочастотных токов [1].

Исходными данными для работы способа являются:

- геометрическая модель ПО (в виде множества точек пространства);
- диапазон рабочих частот (характеризующийся коэффициентом перекрытия K_f);
- направленность (в том числе требуемые углы возвышения диаграммы направленности (ДН));
- требуемая ширина ДН (в горизонтальной и вертикальной плоскостях соответственно – $2\Delta\Theta$, $2\Delta\Phi$);
- место размещения антенны относительно корпуса объекта (координаты геометрического центра антенны – X_{cent} , Y_{cent});
- радиус сферы D , описанной вокруг антенны.

Основные этапы

В результате применения способа формируется модель поверхности излучения. В качестве математического аппарата для реализации используются метод конечных элементов (МКЭ) и метод Стреттона–Чу [2]. Рассмотрим основные этапы:

1. Расчет границ ближней зоны ($a_{\text{бз}}(\lambda_{\text{max}})$), принимая во внимание максимальное значение длины волны из рабочего диапазона частот:

$$a_{\text{бз}}(\lambda_{\text{max}}) = D/4 + (D/2) \sqrt[3]{D/\lambda_{\text{max}}},$$

где D – радиус окружности, описанной вокруг антенны, λ_{max} – максимальное значение длины волны из рабочего диапазона частот.

2. Определение типа и размеров излучателя. В зависимости от поставленной задачи могут применяться следующие типы излучателей: направленный, ненаправленный, с нижней точкой питания, с верхней точкой питания, симметричный, несимметричный. Каждый излучатель характеризуется вектором конструктивных параметров излучателя (КПИ) \vec{K} и распределением поверхностных электрических и магнитных токов J_z , J_m .

3. Анализ корпуса ПО МКЭ с установленной антенной в точке $A(X_{\text{cent}}, Y_{\text{cent}})$. В результате анализа определяется характеристика направленности $F(\phi, \Theta)$ и частотное распределение коэффициента стоячей волны (КСВ).

4. Если ограничения на выбор места установки антенны отсутствуют, использовать известные методики синтеза антенн [3].

5. Если ограничения есть, требуется совместить окружность с центром в точке A радиуса $a_{\text{бз}}$ с горизонтальным сечением ПО, выделить часть корпуса, попадающую в ближнюю зону. Выделенная на рис. 1 поверхность участвует в формировании излучения.

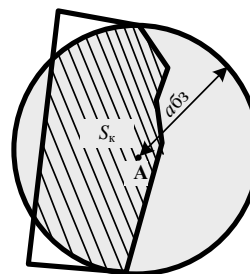


Рис. 1. Определение границ поверхности излучения ПО

6. Разбиение поверхности излучения на угловые сектора в зависимости от форм границ поверхности излучения ПО и требуемой формы ДН. Для слабонаправленной ДН целесообразно разбивать окружность на сектора, расположенные в сторону неравномерностей (углов и кромок). Для направленных антенн достаточно рассматривать в угловом секторе, равном величине $2\Delta\Theta$ или $2\Delta\Phi$. На рис. 2 представлен вариант разбиения поверхности излучения на 6 секторов при условии использования слабонаправленного излучателя, описанного в работе [4].

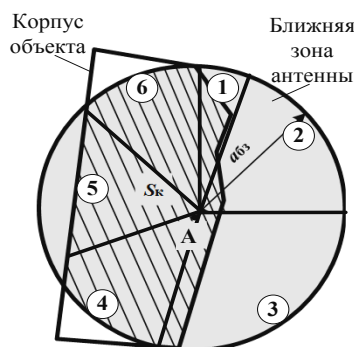


Рис. 2. Определение угловых секторов поверхности излучения ПО

7. Анализ коэффициента неравномерности $K_{\text{нер}}$ в полосе рабочих частот и вычисление частоты резонанса корпуса с шагом по сектору. На резонансной частоте корпуса ПО происходит выравнивание фор-

мы ДН, близкой к слабонаправленной. В данном случае под коэффициентом неравномерности понимается отношение значений коэффициентов усиления антенны на ПО $G_{\text{по}}$ и на идеально проводящей плоскости (ИПП) $G_{\text{ипп}}$, вычисленных на рабочей частоте при фиксированных значениях углов возвышения ДН. На рис. 3 приведен пример расчета $K_{\text{нер}}$ во втором угловом секторе

$$K_{\text{нер}}(f) = \frac{G_{\text{по}}(\theta, \varphi, f)}{G_{\text{ипп}}(\theta, \varphi, f)}.$$

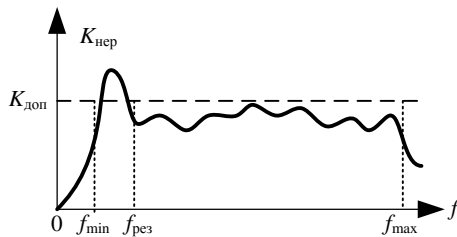


Рис. 3. Определение резонансной частоты ПО

8. Сравнение значений $K_{\text{нер}}$ на минимальной частоте и на резонансной, вычисление параметра K_{Δ} в каждом секторе с построением угловой диаграммы K_{Δ} (рис. 4). На данном этапе коэффициент неравномерности определяется как отношение минимального и максимального значений коэффициентов усиления антенны на данной рабочей частоте и неизменном угле φ' , который определяется сектором.

$$K_{\Delta} = |K_{\text{нер}}(f_{\text{мин}}) - K_{\text{нер}}(f_{\text{рез}})|,$$

$$K_{\text{нер}}(f, \varphi') = \frac{G_{\infty}(\theta, \varphi', f)_{\text{мин}}}{G_{\infty}(\theta, \varphi', f)_{\text{макс}}}.$$

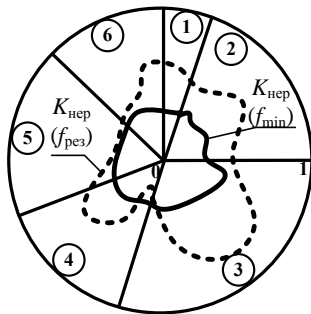


Рис. 4. Сравнение коэффициента неравномерности на резонансной и минимальной частотах

9. В зависимости от величины K_{Δ} принимается решение о дальнейшем внесении реактивностей в конструкцию антенны либо о необходимости изменения места размещения излучателя. В случае если по конструктивным соображениям установить антенну в другое место ПО не представляется возможным, следует сузить диапазон рабочих частот. Критерии принятия решения для двух типов излучателей [5] представлены в таблице.

В качестве конструктивных параметров выступают для прототипа № 1:

- ширина емкостных вставок b ;
- высота емкостных вставок c ;
- длина антенны-прототипа № 1 L ;
- ширина антенны-прототипа № 1 W ;

- расстояние между емкостными вставками d .
- Для прототипа № 2:
- внешний диаметр дополнительных емкостных колец $D1 - D4$;
 - внутренний диаметр дополнительных емкостных колец $d1 - d4$;
 - высота установки дополнительных емкостных колец $h1 - h4$;
 - радиус возбуждающего элемента r ;
 - ширина тонких прямоугольных шунтов W .

Допустимые значения параметра Δ

Малозаметная низкопрофильная антенна с изменяемой ДН					
Конструкционный параметр	b, c	d	W	L	
$\Delta K_{\text{нер}}$, раз	1,34	1,04		1,47	
Низкопрофильная несимметричная бортовая антенна для работы поверхностными волнами					
Конструкционный параметр	$D1 - D4$	$d1 - d4$	$h1 - h4$	r	W
$\Delta K_{\text{нер}}$, раз	1,44	1,18	1,53	1,07	1,16

Выводы

Новизна данного способа заключается в управлении полем ближней зоны излучателя с учетом влияния корпуса подвижного объекта при установке излучателя в заданном месте подвижного объекта. Способ может быть применен при установке и конструировании бортовых антенн.

Литература

1. Марков Г.Т. Антенны: учеб. для студентов радиотехнических специальностей вузов / Г.Т. Марков, Д.М. Саонов. – М.: Энергия, 1975. – 528 с.
2. Св-во о гос. регистрации программы для ЭВМ № 2023615321. Вычисление коэффициента неравномерности характеристики направленности антенны с использованием метода Стреттона-Чу 2023 / Д.А. Лянгузов, А.С. Леонюк, Р.Ю. Бородулин. – Заявка №2023611856. Дата поступления: 3 февраля 2023 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ: 14 марта 2023 г.
3. Лукьянов Н.О. Конструкционный синтез широкополосной крышевой антенны с изменяемой диаграммой направленности / Н.О. Лукьянов, М.Р. Бибарсов, Г.Ш. Бибарсова // Актуальные проблемы радио- и кинотехнологий: матер. IV Междунар. науч.-техн. конф., посвящ. 135-летию со дня рождения русского ученого, радиотехника и предпринимателя С.М. Айзенштейна. – 2020. – С. 74–78.
4. Бородулин Р.Ю. Модель низкопрофильной антенны для размещения на поверхности ограниченных размеров / Р.Ю. Бородулин, Д.А. Лянгузов // Изв. Тульского гос. ун-та. Технические науки. – 2022. – № 12. – С. 193–199.
5. Лянгузов Д.А. Низкопрофильная антенна с изменяемой диаграммой направленности // Системы управления, связи и безопасности. – 2022. – № 2. – С. 80–91.

Бородулин Роман Юрьевич

Д-р техн. наук, доцент каф. радиосвязи
Военной академии связи (ВАС), СПб.
Эл. почта: borodulroman@yandex.ru

Лянгузов Данила Андреевич

Адъюнкт каф. радиосвязи ВАС, СПб.
Эл. почта: danilalgz@ya.ru

С.А. Ходенков, Н.А. Шепета, Д.О. Малышев, О.В. Дианова

Микрополосковый диплексер

Рассмотрен микрополосковый диплексер на многомодовом резонаторе. Крайние одномодовые резонаторы электромагнитно связаны с центральным многомодовым резонатором, полосковый проводник которого имеет форму, близкую к форме шпильки. Благодаря использованию в таком проводнике дополнительных коротких отрезков, заземленных на основание, существенно расширяются смежные полосы пропускания диплексера. Конструкция рассчитана с использованием в ее 3D-модели подложки с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 9,8$.

Ключевые слова: диплексер, микрополосковый резонатор, амплитудно-частотная характеристика.

Функционирование многих современных высокотехнологичных устройств невозможно представить без использования беспроводных систем связи. Однако постоянное совершенствование последних требует планомерного решения ряда актуальных радиотехнических задач.

Так, в СВЧ-технике разработчики постоянно совершенствуют уже известные селективные устройства и разрабатывают новые. Традиционно востребованными остаются конструкции полосно-пропускающих фильтров [1–3], фильтров нижних и верхних частот [4, 5], а также диплексеров [6, 7].

При этом большое внимание уделяется микрополосковым устройствам, которые удачно сочетают в себе ряд преимуществ, таких как миниатюрность, высокие селективные свойства и технологичность изготовления.

В работе рассмотрена конструкция микрополоскового диплексера с расширенными полосами пропускания (рис. 1). Светлым цветом на рисунке показана диэлектрическая подложка, ее толщина составляет 1 мм, а диэлектрическая проницаемость $\epsilon = 9,8$. Эти величины зафиксированы и, соответственно, при проведении моделирования не изменялись. Полосковые проводники и их отрезки показаны на этом же рисунке более темным цветом.

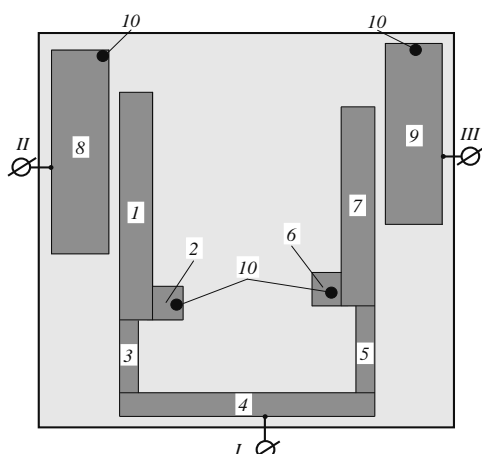


Рис. 1. Топология полосковых проводников СВЧ-диплексера на многомодовом микрополосковом резонаторе

Приведенные в работе данные получены с использованием численного электродинамического анализа 3D-модели диплексера.

Полосковый проводник центрального резонатора имеет форму, близкую к форме шпильки. Он состоит из нескольких состыкованных друг с другом прямоугольных отрезков 1–7. Входной порт конструкции I расположен на протяженном отрезке 4. Дополнительные короткие отрезки 2 и 6 заземлены на основание. Для этого в диэлектрической подложке предусмотрены круглые сквозные отверстия 10 диаметром $d \sim 0,45$ мм, заполненные проводящим материалом. На вышеупомянутых отрезках, как видно из рис. 1, расположено по одному такому отверстию. Таким образом, центральный резонатор является трехмодовым – пара параллельных друг другу четвертьволновых резонаторов, между которыми расположен полуволновой резонатор.

Отметим, что отрезки 1 и 7 полоскового проводника центрального резонатора имеют одинаковую ширину, но несколько отличаются между собой по длине. Аналогично между собой отличаются и отрезки 3 и 5.

Также в конструкции использованы различные по длине прямоугольные полосковые проводники 8 и 9 крайних одномодовых резонаторов, на которых расположены выходы диплексера II и III соответственно. На конце они также имеют отверстия 10, позволяющие реализовать заземление на основание. Поэтому эти резонаторы четвертьволновые.

Благодаря тому, что длина отрезка 1 превышает длину аналогичного отрезка 7, а длина проводника 8 превышает длину проводника 9, образованные ими резонаторы формируют, соответственно, низкочастотный и высокочастотный канал прохождения мощности. При этом настройка микрополоскового диплексера осуществляется таким образом, чтобы смежные полосы пропускания были сформированы парой резонансов каждая (рис. 2).

От полуволнового резонатора на АЧХ микрополоскового диплексера, приведенной на рис. 2, наблюдается центральный резонанс, расположенный по частотам между смежными полосами пропускания.

Укажем, что центральная частота полосы пропускания низкочастотного канала составляет $f_0 \sim 0,908$ ГГц, а ее относительная ширина – $\Delta f_1/f_{10} \approx 21\%$. Для высокочастотного канала значение этих величин $f_0 \sim 1,086$ ГГц и $\Delta f_2/f_{20} \approx 15\%$ соответственно.

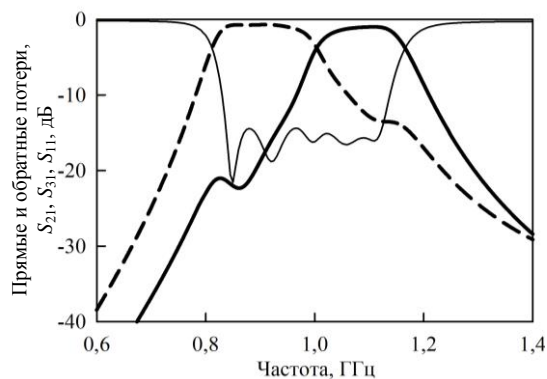


Рис. 2. АЧХ диплексера на многомодовом микрополосковом резонаторе в узком диапазоне частот

Отметим, что использование в конструкции дополнительных отрезков 2 и 6 полоскового проводника позволяет существенно расширить смежные полосы пропускания СВЧ-диплексера (см. рис. 2 и 3). При этом устройство имеет высокие частотно-селективные свойства. Так на его АЧХ наблюдается сильное подавление мощности на низких частотах.

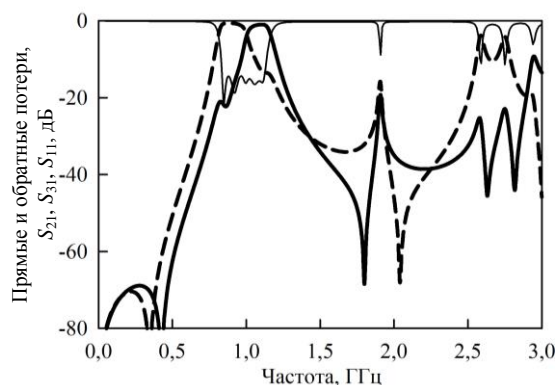


Рис. 3. АЧХ диплексера на многомодовом микрополосковом резонаторе в широком диапазоне частот

Укажем размеры конструкции микрополоскового диплексера – $19,05 \times 18,75 \times 1,00$ мм³. Площадь полосковых проводников или их отрезков, показанных на рис. 1, составляет: 1 – $10,20 \times 1,45$ мм²; 2 – $1,50 \times 1,25$ мм²; 3 – $3,25 \times 0,80$ мм²; 4 – $11,05 \times 1,10$ мм²; 5 – $3,85 \times 0,80$ мм²; 6 – $1,50 \times 1,25$ мм²; 7 – $8,95 \times 1,45$ мм²; 8 – $9,20 \times 2,50$ мм²; 9 – $8,10 \times 2,50$ мм². Зазоры между 8 и 1, а также между 7 и 9 имеют одинаковую величину и составляют – 0,50 мм.

Смещение верхнего края проводника 8 относительно верхнего края отрезка 1 составляет 1,95 мм. Аналогично смещение верхнего края проводника 9, относительно верхнего края отрезка 7 – 2,85 мм.

Таким образом, рассмотрен микрополосковый диплексер, реализованный с использованием в конструкции трех резонаторов – пары одномодовых и одного трехмодового с полосковым проводником в форме, близкой к форме шпильки, дополнительные короткие отрезки которого заземлены на основание.

СВЧ-устройство имеет высокие селективные свойства и обладает расширенными смежными полосами пропускания.

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации, проект FEFE-2023-0004.

Литература

1. Investigation of Microstrip Structures of Wideband Bandpass Filters / B.A. Belyaev, S.A. Khodenkov, R.G. Galeev, V.F. Shabanov // Doklady Physics. – 2015. – Vol. 60, No. 3. – PP. 95–101.
2. Hong J.S. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications / J.S. Hong, M.J. Lancaster. – Wiley, New York, 2011. – 627 p.
3. A Novel Ultra-Wideband (UWB) Bandpass Filter (BPF) With Pairs of Transmission Zeroes / H. Shaman, J.-S. Hong // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2007. – Vol. 17, No. 2. – PP. 121–123.
4. A miniaturized microstrip lowpass filter with sharp skirt performance and wide stopband utilizing modified hairpin 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.
5. High-Pass Filtering Characteristics of Transmission-Line Combs / K.M. Noujeim // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2009. – Vol. 57, No. 11. – PP. 2743–2752.
6. 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.
7. Compact Dual-band Bandpass Filter Using Spiral Resonators and Short-circuited Stub-loaded Resonator / K. Song, F. Zhang, Ch. Zhuge, Y. Fan // Microwave and Optical Technology Letters. – 2013. – Vol. 55, No 6. – PP. 1393–1398.

Ходенков Сергей Александрович

Канд. техн. наук, доцент, вед. н.с. науч.-исслед. лаб. института информатики и телекоммуникаций (НИЛ ИИТК) Сибирского гос. ун-та науки и технологий им. акад. М.Ф. Решетнева (СибГУ им. М.Ф. Решетнева)
Эл. почта: hsa1982sibsau@mail.ru

Шепета Наталья Александровна

Канд. техн. наук, доцент, с.н.с. НИЛ ИИТК СибГУ им. М.Ф. Решетнева
Эл. почта: nashka116@mail.ru

Малышев Дмитрий Олегович

Инженер-исследователь НИЛ ИИТК СибГУ им. М.Ф. Решетнева
Эл. почта: ma.hilfe@mail.ru

Дианова Оксана Викторовна

Инженер НИЛ ИИТК СибГУ им. М.Ф. Решетнева
Эл. почта: ettk@bk.ru

Н.А. Федоров, Т.Н. Пушкарёв, А.С. Шостак

Влияние фидера на результаты измерения импеданса линейной антенны в задачах радиоволнового контроля материальных сред

Рассмотрена работа системы измерительная линейная антенна – фидер. Представлены результаты влияния размера фидера на величину и характер комплексного сопротивления линейной антенны, расположенной над однородным полупространством. Показано, что при изменении длины фидера от нуля до четверти длины волны внесенное полупространством в антенну сопротивление меняет знак на противоположный относительно сопротивления антенны в свободном пространстве. Полученные данные позволяют улучшить достоверность результатов измерения импеданса линейных антенн, расположенных над контролируемой материальной средой, и имеют особую актуальность при широкополосном зондировании неоднородных сред на наличие скрытых неметаллических объектов.

Ключевые слова: линейная антенна, фидер, внесенное сопротивление в антенну, сопротивление антенны на выходе фидера, материальная среда, широкополосное зондирование.

В настоящее время для контроля геометрических и электрических характеристик различных материальных сред широко используются радиолокационные методы [1–4]. В этих методах контролируемая среда и приемопередающая аппаратура располагаются на расстоянии в несколько длин волн. Контролируемая среда не оказывает влияние на входное сопротивление приемопередающей антенны. В диапазоне метровых и дециметровых волн такие режимы работы антенн не всегда выполнимы. При работе на расстояниях порядка длины волны применяется другой подход [5].

Используется метод, основанный на измерении входного сопротивления антенны, расположенной над однородным и неоднородным полупространством. В работах [6–8] рассмотрены вопросы широкополосного зондирования в задачах обнаружения скрытых неметаллических неоднородностей, в частности, противотанковых мин в диэлектрических корпусах. Здесь зондирование производится в полосе частот 300–600 МГц.

Теория работы линейной антенны, расположенной параллельно границе раздела свободного пространства и однородной (слоистой) диэлектрической среды изложена в [5]. Задачу радиоволнового контроля решают путем измерения полного входного сопротивления линейной антенны $Z = Z_0 + \Delta Z$, где Z_0 – сопротивление антенны в свободном пространстве, ΔZ – внесенное в антенну сопротивление за счет наличия полупространства с диэлектрической проницаемостью ϵ_2 .

Известные работы на эту тему [5–10] посвящены различным методикам обнаружения и обработки сигналов, полученных непосредственно на зажимах питания линейной антенны.

Экспериментально и теоретически установлено, что внесенное полупространством сопротивление ΔZ имеет комплексный характер и зависит от высоты расположения линейной антенны над полупространством h и величины диэлектрической проницаемости ϵ_2 .

На рис. 1 показаны кривые зависимости ΔZ от относительной высоты антенны h/λ над полупро-

странством и зависимости мнимой части внесенного сопротивления $\text{Im}(\Delta Z)$ для трех видов почв (штриховые линии).

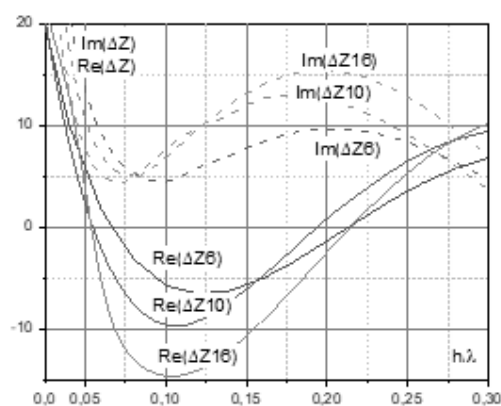


Рис. 1. Реактивная $\text{Im}(\Delta Z)$ и активная $\text{Re}(\Delta Z)$ части внесенного полупространством сопротивления в полуволновую антенну $Z(h/\lambda)$ для трех видов почв: $\epsilon_2 = 6-0,01i$; $\epsilon_2 = 10-0,1i$; $\epsilon_2 = 16-0,6i$

Расчеты проведены по методике из [9]. Здесь также показаны реальные части внесенного сопротивления $\text{Re}(\Delta Z)$ для трех видов почв (сплошные линии). По величине внесенного активного сопротивления на высоте антенны над почвой $h/\lambda \sim 0,12$ и величине реактивного сопротивления на высоте $h/\lambda \sim 0,2$. Измерения этих сопротивлений проводят с помощью специализированных измерителей, содержащих циркуляторы или направленные детекторы. Зачастую в переносных приборах (в георадиолокаторах и радиоволновых миноискателях) используют полное сопротивление линейной антенны $Z = Z_0 + \Delta Z$. Измерительная цепь в общем случае содержит антенну в качестве нагрузки, фидер и измеритель.

На рис. 2 дана физическая модель измерительной цепи.

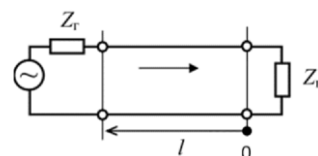


Рис. 2. Генератор (Z_r), фидер (l), антенна (Z_n)

Математическое описание работы фидера при различных нагрузках (Z_n) возьмем из [11] в виде

$$Z_{\text{вх}} = Z_n \frac{\cos(\beta \cdot l) + i(W / Z_n) \cdot \sin(\beta \cdot l)}{\cos(\beta \cdot l) + i(Z_n / W) \cdot \sin(\beta \cdot l)}, \quad (1)$$

где $Z_{\text{вх}}$ – сопротивление в точке с координатой l ; β – фазовый множитель – $2\pi/\lambda$; W – волновое сопротивление фидера. Отсчет l проводится от нагрузки Z_n в сторону генератора (Z_r).

В [12, 13] приводятся расчеты для фиксированных значений пассивной нагрузки Z_n .

Воспользуемся результатами [5] и приведем графики зависимости входного сопротивления линейной антенны от приведенной к длине волны высоты – $Z(h/\lambda)$ для трех видов почв. Комплексные диэлектрические проницаемости почв ϵ_2 содержат действительную относительную проницаемость ϵ_2 и мнимую часть $i \cdot 60\sigma\lambda$. Здесь σ – удельная проводимость, λ – длина волны. На рис. 3 показан случай отсутствия фидера ($l = 0$).

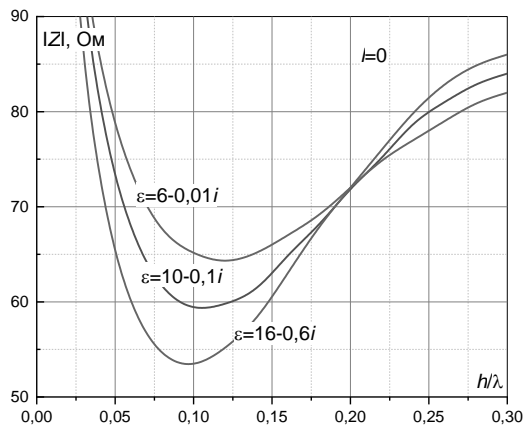


Рис. 3. Модуль полного сопротивления полуволновой антенны $Z(h/\lambda)$ для трех видов почв: $\epsilon_2 = 6 - 0,01i$; $\epsilon_2 = 10 - 0,1i$; $\epsilon_2 = 16 - 0,6i$. Фидер отсутствует – $l = 0$

По величине модуля полного сопротивления $|Z|$ на высоте $h/\lambda \sim 0,1$ можно судить, над какой почвой расположена линейная антенна: сухой ($\epsilon_2 = 6 - 0,01i$), влажной ($\epsilon_2 = 16 - 0,6i$) или почве средней влажности ($\epsilon_2 = 10 - 0,1i$). Обычно располагают при этом линейную антенну на высоте $h/\lambda \sim 0,1$. Величина модуля полного сопротивления $|Z|$ на высоте $h/\lambda \sim 0,1$ позволяет в принципе «определять» вид почвы и для других значений ϵ_2 .

Расчеты показали, что при других значениях фидера – l даже при малой по сравнению с длиной волны – h/λ вид зависимости $Z(h/\lambda)$ изменяется существенно. Графики на рис. 4 представляют зависимость модуля полного сопротивления линейной антенны, расположенной над почвой средней влажности ($\epsilon_2 = 10 - 0,1i$).

Расчеты проведены для следующих значений – l/λ (длина волны λ для простоты выбрана равной 1 м): $l = 0; 0,025; 0,05; 0,075; 0,1$. Это позволяет использовать результаты расчетов и для случая широкополосного зондирования. Например, при фиксированном значении $l = 0,1$ м на частоте 300 МГц l/λ будет равна 0,1, а на частоте 600 МГц l/λ будет равна 0,2.

Наибольшие изменения по сравнению с кривой для $l = 0$ имеет кривая для $l = 0,1$.

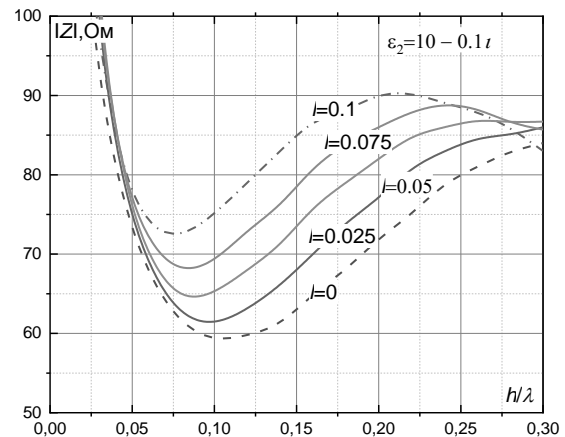


Рис. 4. Модуль полного сопротивления полуволновой антенны $Z(h/\lambda)$ для почвы с $\epsilon_2 = 10 - 0,1i$. Фидер для случаев $l = 0; 0,025; 0,05; 0,075; 0,1$

По результатам рис. 4 можно также утверждать, что при одночастотном зондировании коэффициент частотной неустойчивости генератора, питающего антенну, $\delta = \Delta f / f_0$, должен быть по меньшей мере, менее 0,025.

На рис. 5 приведены кривые модуля полного сопротивления линейной антенны над почвой средней влажности $\epsilon_2 = 10 - 0,1i$ в зависимости от высоты h/λ . Расчеты приведены для других значений l : $l = 0; 0,1; 0,15; 0,2; 0,25$.

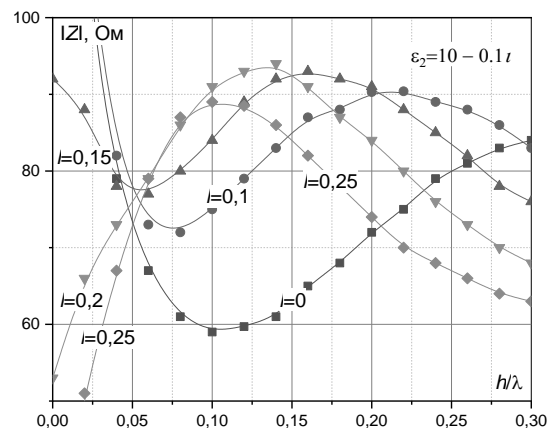


Рис. 5. Модуль полного сопротивления полуволновой антенны $Z(h/\lambda)$ для почвы с $\epsilon_2 = 10 - 0,1i$. Фидер для случаев: $l = 0; 0,1; 0,15; 0,2; 0,25$

Анализ кривых на рис. 5 показывает, что с ростом размера фидера l деформация модуля полного сопротивления $|Z|$ растет по сравнению со случаем отсутствия фидера ($l = 0$). Так, при $l = 0,25$ модуль полного сопротивления $|Z|$ имеет зеркально противоположный вид относительно значения модуля полного сопротивления в свободном пространстве (72 Ом). Так, в диапазоне высот h/λ от 0 до 0,05 $|Z|$ растет от 0 до 72 Ом. При $l = 0$ модуль $|Z|$ уменьшается от 100 до 72 Ом. Промежуточное положение занимает кривая $|Z|$ для случая $l = 0,15$ h/λ .

На рис. 6 приведены кривые для модуля $|Z|$ линейной антенны, расположенной на грунтах со следующими параметрами: $\epsilon_2 = 6-0,01i$; $\epsilon_2 = 10-0,1i$; $\epsilon_2 = 16-0,6i$. Рассматривается случай наибольшей деформации модуля полного сопротивления $|Z|$, размер фидера составляет $l = 0,15 h/\lambda$. Из анализа кривых на рис. 6 следует, что эффект наибольшей деформации проявляется для всех почв (диэлектриков). Для наглядности на рис. 6 приведена также кривая для антенны над почвой с $\epsilon_2=10-0,1i$ для случая отсутствия фидера ($l = 0$).

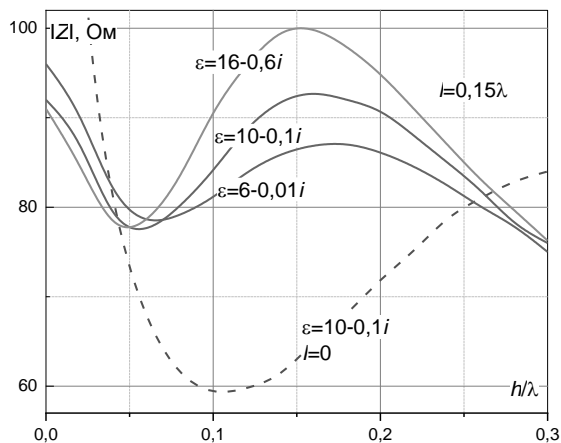


Рис. 6. Модуль полного сопротивления полуволновой антенны $Z(h/\lambda)$ для трех видов почв: $\epsilon_2 = 6-0,01i$; $\epsilon_2 = 10-0,1i$; $\epsilon_2 = 16-0,6i$. Размер фидера $l = 0,15 \lambda$

При широкополосном зондировании [6–8] на наличие в среде неоднородностей (мин) обычно поисковый элемент располагают на высоте $h/\lambda \sim 0,1$. Здесь λ – длина волны на средней частоте диапазона перестройки. С учетом этого условия наиболее приемлемая длина фидера h/λ будет равной 0,15. В этом случае при использовании усредняющих алгоритмов обработки сигналов от однородного грунта [6, 7] суммарный сигнал не будет меняться при изменении частоты генератора в пределах 300–600 МГц.

На рис. 7 приведены кривые для модуля полного сопротивления линейной антенны, расположенной над грунтами с параметрами: $\epsilon_2 = 6-0,01i$; $\epsilon_2 = 10-0,1i$; $\epsilon_2 = 16-0,6i$. Рассматривается случай самого большого размера фидера ($l = 0,25 h/\lambda$). Для наглядности на рис. 6 приведена также кривая для антенны над почвой с $\epsilon_2 = 10-0,1i$ для случая отсутствия фидера ($l = 0$). Анализ кривых позволяет сделать вывод о том, что по значениям $|Z|$ на высоте $h/\lambda \sim 0,1$ можно определять значение диэлектрической проницаемости почвы. По сравнению с результатами на рис. 3 здесь для среды с большей диэлектрической проницаемостью полное сопротивление имеет большее значение, а для среды с меньшим значением диэлектрической проницаемости полное сопротивление имеет меньшее значение. Фактически результаты на рис. 3 и 7 имеют противоположные значения относительно входного сопротивления в свободном пространстве (72 Ом).

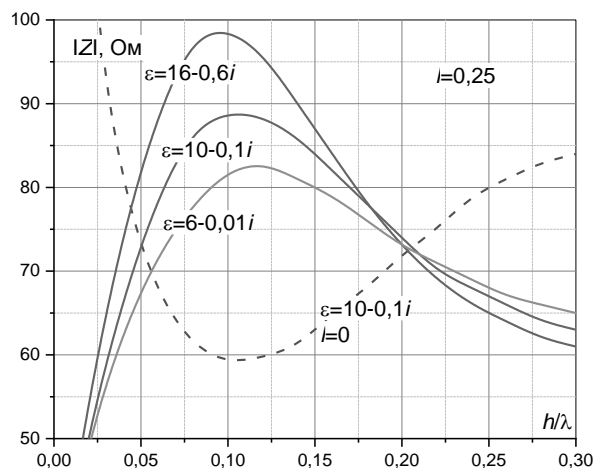


Рис. 7. Модуль полного сопротивления полуволновой антенны $Z(h/\lambda)$ для трех видов почв: $\epsilon_2 = 6-0,01i$; $\epsilon_2 = 10-0,1i$; $\epsilon_2 = 16-0,6i$. Размер фидера $l = 0,25 \lambda$

Выводы

Введение фидера между антенной, имеющей переменное комплексное сопротивление, и входом измерителя полных сопротивлений может существенно изменить значение и вид входного сопротивления антенны – $Z(h/\lambda)$ по сравнению с его значением в свободном пространстве (рабочая высота расположения антенны $h/\lambda \sim 0,1$).

Наибольшее искажение $Z(h/\lambda)$ происходит при размере фидера – $l \sim 0,15\lambda$ при $h/\lambda \sim 0,1$. В этом случае крутизна изменения результата измерения $Z(h/\lambda)$ от высоты наибольшая. Такой режим благоприятен при использовании частотно усредняющих алгоритмов [6, 7].

Характер изменения $Z(h/\lambda)$ при $l = 0,25\lambda$ и при $l = 0$ по отношению к модулю полного сопротивления антенны в свободном пространстве (72 Ом) имеет инверсный вид при расположении антенны на рабочей высоте $h/\lambda \sim 0,1$ (см. рис. 7, кривые для $\epsilon_2 = 10-0,1i$).

Оба варианта фидера ($l = 0$ и $0,25 h/\lambda$) с линейной антенной пригодны для измерения диэлектрической проницаемости материальных сред с малыми потерями в составе измерителя полных сопротивлений и линейной антенны. При промежуточном значении длины фидера в пределах $l = (0-0,25)\lambda$ точность измерения $Z(h/\lambda)$ при изменении h/λ будет меньшей.

Случай с фидером $l \sim 0,15\lambda$ может быть использован для оценки шероховатости поверхности полупространства при одночастотном зондировании. Так, при изменении высоты h/λ от 0,05 до 0,14 (см. рис. 6, кривая $\epsilon_2 = 16-0,6i$) модуль $Z(h/\lambda)$ почти линейно изменяется от 80 до 100 Ом.

Литература

1. Экспериментальные исследования физических и электрофизических свойств многослойной среды с помощью радиоволновой томографии / Д.Б. Романов, А.А. Зыков, И.С. Федянин, Ю.А. Сухобок // Изв. вузов. Физика. – 2020. – Т. 63, № 2 (746). – С. 30–35.

2. Мачерет Ю.Я. Диэлектрические свойства почв и грунтов и оценка их гидротермического состояния под снежным покровом по данным радиозондирования / Ю.Я. Мачерет, А.В. Сосновский, А.Ф. Глазовский // Лёд и снег. – 2022. – Т. 62, № 2. – С. 203–216.
3. Исследование возможности измерения диэлектрической проницаемости органов и тканей человека средствами радиолокационного зондирования и математического моделирования / Б.И. Авдоченко, В.Д. Репенко, А.В. Убайчин, А.В. Фатеев, Н.Д. Хатьков, V. Issakov // Сибирский журнал клинической и экспериментальной медицины. – 2020. – Т. 35, № 4. – С. 87–94.
4. Машков В.Г. Метод оценки состояния снежно-ледяного покрова / В.Г. Машков, В.А. Малышев, П.А. Федюнин // Изв. высш. учеб. завед. России. Радиоэлектроника. – 2021. – Т. 24, № 1. – С. 34–47.
5. Дума А.Р. Радиоволновой метод контроля параметров диэлектрических материалов на основе измерения импеданс линейных антенн / А.Р. Дума, В.И. Дорохов, А.С. Шостак // Дефектоскопия. – 1986. – Т. 36, № 1. – С. 54–61.
6. Широкополосная диагностика неоднородных сред с помощью линейных антенн / А.И. Потекаев, Г.Н. Парватов, А.С. Шостак, М.М. Абулкасымов // Изв. высш. учеб. завед. Физика. – 2018. – Т. 61, № 7 (727). – С. 35–39.
7. Абулкасымов М.М. Широкополосное зондирование неоднородных сред / М.М. Абулкасымов, Т.Г. Черныш, А.С. Шостак // Изв. высш. учеб. завед. Физика – 2017. – Т. 60, № 12-2. – С. 23–27.
8. Микроволновый миноискатель AN/PRS-8 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://blackgun.su/snaryazhenie/mikrovolnovyj-minoisatel-an-prs-8-ssha.html>
9. Влияние неоднородных подстилающих сред на импеданс системы из параллельно расположенных линейных антенн / А.И. Потекаев, Г.Н. Парватов, Т.Г. Черныш, А.С. Шостак // Изв. высш. учеб. завед. Физика. – 2019. – Т. 62, № 1 (733). – С. 60–64;
10. Методика компенсации первичного поля в задачах радиоволновой диагностики сред с помощью линейных антенн / А.И. Потекаев, Г.Н. Парватов, И.И. Горелкин, А.С. Шостак // Изв. высш. учеб. завед. Физика. – 2019. – Т. 62, № 9 (741). – С. 180–184.
11. Воскресенский Д.И. Устройства СВЧ и антенны // Радиотехника. – 2-е изд., доп. и перераб. – М.: Радиотехника, 2006. – 376 с.
12. Федоров Н.А. Применение компенсации реактивной составляющей нагрузки в задачах радиоволнового контроля с помощью длинной линии [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://storage.tusur.ru/files/154431/2022-izb-1.pdf> (дата обращения: 27.01.2023).
13. Федоров Н.А. Компенсация реактивной составляющей нагрузки в задачах радиоволнового контроля с помощью длинной линии // Междунар. науч.-техн. конф. молодых ученых БГТУ им. В.Г. Шухова, посвященная 300-летию Российской академии наук; национальная конф. с междунар. участием. – Белгород, 2022. – С. 264–270 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.bstu.ru/shared/attachments/252093> (дата обращения: 27.01.2023).
-
- Федоров Никита Алексеевич**
Студент Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: fedorovna1908@mail.ru
- Пушкарев Тимур Николаевич**
Преподаватель каф. конструирования и производства радиоаппаратуры (КИПР) ТУСУРа
Эл. почта: pushkarev-timur@mail.ru
- Шостак Аркадий Степанович**
Д-р техн. наук, проф. каф. КИПР ТУСУРа
Эл. почта: a-s-shostak@yandex.ru

УДК 537.876.4

В.В. Фисанов

Волны в плазменном метаматериале в геометрии Фойгта, ограниченном плоским проводящим экраном

Электромагнитные волны, свободно распространяющиеся в полупространстве плазменного метаматериала, ограниченном плоским идеально проводящим экраном, рассматриваются в геометрии Фойгта (постоянное магнитное поле приложено вдоль экрана и поперёк волнового распространения). Характеристики объёмных и поверхностных волн сопоставляются для сред, различающихся знаком магнитной проницаемости.

Ключевые слова: анизотропные плазменные метаматериалы, плоский идеально проводящий экран, геометрия Фойгта, объёмные и однонаправленные поверхностные волны.

Термин «метаматериалы», введённый в обиход на границе двух тысячелетий для обозначения электромагнитных материалов, которые по своим свойствам превосходят известные искусственные материалы и не встречаются в природе [1, 2], положил начало интенсивным и разнообразным исследованиям в электродинамике. Изучение уникальных свойств метаматериалов представляет большой интерес для многих приложений в области радиофизики и оптики, в том числе с целью создания совершенно новых устройств, управляющих электромагнитным излучением [3].

Одним из ответвлений актуального направления «Электромагнитные метаматериалы» являются плазменные материалы, к которым примыкают искусственные плазменные образования [4, 5]. Примерами плазменных метаматериалов могут служить среды Веселаго («дважды отрицательные» изотропные среды) [6, 7], плазмopodobные материалы с искусственно созданными магнитными свойствами. Под воздействием внешнего магнитного поля такие материалы становятся анизотропными, что значительно обогащает их способность взаимодействия с электромагнитными волнами. В плазмонике существенную роль играют поверхностные плазменные поляритоны. В этой связи применительно к плазменным метаматериалам представляют интерес начатые в 60-х гг. прошлого века исследования по поверхностным электромагнитным волнам в магнитоактивной плазме [8, 9]. В частности, было отмечено [10], что ограничивающая плазму идеально проводящая поверхность способна поддерживать поверхностную волну при определённых условиях. Свойства этой волны частично были изучены в работе [11].

На плоской поверхности $y=0$ правой прямоугольной системы координат расположен идеально проводящий плоский экран, ограничивающий полупространство $y>0$ плазменного метаматериала, который находится под воздействием однородного постоянного магнитного поля, приложенного параллельно экрану вдоль оси z . Исследуются объёмные и поверхностные монохроматические электромагнитные волны с круговой частотой ω и временным фактором $e^{-i\omega t}$, распространяющиеся поперёк маг-

нитного поля, т.е. в геометрической конфигурации Фойгта. Вихревые уравнения Максвелла для комплексных амплитуд напряжённостей электрического \mathbf{E} и магнитного \mathbf{H} полей

$$\nabla \times \mathbf{E} = i\omega\mu_0\mu\mathbf{H}, \quad \nabla \times \mathbf{H} = -i\omega\epsilon_0\bar{\epsilon}\mathbf{E} \quad (1)$$

содержат электрическую ϵ_0 и магнитную μ_0 постоянные. Относительная магнитная проницаемость метаматериала μ (скаляр) может принимать как положительные, так и отрицательные значения, а тензор относительной диэлектрической проницаемости в диадном представлении имеет вид $\bar{\epsilon} = \epsilon_1(\hat{x}\hat{x} + \hat{y}\hat{y}) - i\epsilon_2(\hat{x}\hat{y} - \hat{y}\hat{x}) + \epsilon_3\hat{z}\hat{z}$, частотная дисперсия элементов которого выражается следующими формулами:

$$\epsilon_1 = \left(\Omega^2 - 1 - R^2 \right) / \left(\Omega^2 - R^2 \right), \\ \epsilon_2 = R / \left[\Omega \left(\Omega^2 - R^2 \right) \right], \quad \epsilon_3 = \left(\Omega^2 - 1 \right) / \Omega^2$$

с относительными частотами $\Omega = \omega/\omega_p$ и $R = \omega_c/\omega_p$, где символы ω_p и ω_c обозначают плазменную и циклотронную частоту соответственно. С используемыми в магнитоионной теории параметрами X и Y они связаны по формулам: $\Omega = 1/\sqrt{X}$, $R = Y/\sqrt{X}$ [12]. Волновое распространение происходит в плоскости $z=0$. Дальнейший интерес представляют поперечно-магнитные волны с отличными от нуля составляющими $E_x(x, y)$, $E_y(x, y)$ и $H_z(x, y)$. Как следует из (1), магнитная составляющая подчиняется уравнению Гельмгольца

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} + k^2 H_z = 0, \quad (2)$$

где волновое число k относится к объёмным электромагнитным волнам. Электрические составляющие поля выражаются через $H_z(x, y)$ по формулам:

$$E_x(x, y) = \frac{i\epsilon_1}{\omega\epsilon_0\epsilon} \frac{\partial H_z}{\partial y} + \frac{\epsilon_2}{\omega\epsilon_0\epsilon} \frac{\partial H_z}{\partial x}, \\ E_y(x, y) = -\frac{i\epsilon_1}{\omega\epsilon_0\epsilon} \frac{\partial H_z}{\partial x} + \frac{\epsilon_2}{\omega\epsilon_0\epsilon} \frac{\partial H_z}{\partial y}. \quad (3)$$

Волновое число зависит от материальных параметров среды по формуле $k = k_0 \sqrt{\mu \varepsilon / \varepsilon_1}$, где обозначение $k_0 = \omega / c$ ($c = 1 / \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}$) относится к волновому числу для вакуума, и введён плазменный параметр $\varepsilon = \varepsilon_1^2 - \varepsilon_2^2 = \frac{(\Omega^2 - 1)^2 - \Omega^2 R^2}{\Omega^2 (\Omega^2 - R^2)}$. Показатель

преломления объёмных волн $N = \sqrt{\mu \varepsilon / \varepsilon_1}$ принимает мнимые значения на частотах, которым соответствуют отрицательные значения подкоренного выражения. Параметр $\varepsilon / \varepsilon_1$, называемый диэлектрической постоянной Фойгта [13], может быть представлен как

$$\frac{\varepsilon}{\varepsilon_1} = \frac{(\Omega^2 - 1)^2 - \Omega^2 R^2}{\Omega^2 (\Omega^2 - R^2 - 1)} = \frac{(\Omega^2 - \Omega_1^2)(\Omega^2 - \Omega_3^2)}{\Omega^2 (\Omega^2 - \Omega_2^2)} \quad (4)$$

с тремя критическими частотами $\Omega_2 = \sqrt{R^2 + 1}$ и $\Omega_{1,3} = (\mp R + \sqrt{R^2 + 4}) / 2$, причём $\Omega_3 = \Omega_1 + R = \Omega_1^{-1}$. Частоты $\Omega_{1,3}$ являются отсечками, а верхняя гибридная частота Ω_2 – резонансом для объёмных волн. Плазменная среда ($\mu = 1$) является непрозрачной в частотных диапазонах $0 < \Omega < \Omega_1$ и $\Omega_2 < \Omega < \Omega_3$. Из формулы (4) следует, что на плазменной частоте ($\Omega = 1$) среда подобна вакууму ($N = 1$). Также на циклотронной частоте ($\Omega = R$) получается значение $\varepsilon / \varepsilon_1|_{\Omega=R} = 2 - R^2$, которое обращается в нуль при величине $R = \Omega_1 = 1 / \sqrt{2}$. Имеет место последовательность критических частот

$$0 < \min(\Omega_1, R) < \max(\Omega_1, R) < \Omega_2 < \Omega_3. \quad (5)$$

В метаматериале с отрицательной магнитной проницаемостью $\mu = -1$ (такое же значение μ имеет частный случай среды Веселаго, известный как «антивакуум» [14] или «антивоздух» [15]) чередующиеся полосы прозрачности и непрозрачности по сравнению со случаем $\mu = 1$ меняются местами: среда оказывается непрозрачной в диапазонах $\Omega_1 < \Omega < \Omega_2$ и $\Omega > \Omega_3$.

Вычисление фазовой скорости $v_\phi = \omega_p \Omega / k$ и групповой скорости $v_g = \omega_p d\Omega / dk$ позволяет выявить тип дисперсии объёмных волн. В плазменном варианте с $\mu = 1$ имеем

$$v_\phi = c \sqrt{\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon}}, \quad v_g = \frac{c^2}{v_\phi \left[\frac{\varepsilon}{\varepsilon_1} + \frac{\Omega}{2} \frac{d(\varepsilon / \varepsilon_1)}{d\Omega} \right]} = \frac{c^2}{v_\phi \left[1 + R^2 / (\Omega^2 - \Omega_2^2)^2 \right]}. \quad (6)$$

Из (6) следует, что групповая скорость, как и фазовая, является положительной величиной, что является признаком нормальной дисперсии. Однако в варианте среды с $\mu = -1$ фазовая скорость вычисляется по формуле $v_\phi = c \sqrt{-\varepsilon_1 / \varepsilon}$, вследствие чего групповая скорость оказывается отрицательной, т.е. объёмная волна теперь имеет отрицательную дисперсию, что в изотропном пределе (антивакуум) соответствует обратной волне.

Электрические составляющие поля выражаются через $H_z(x, y)$ и её производные по формулам (3), а применение граничного условия $E_x = 0$ при $y = 0$ приводит к уравнению

$$\varepsilon_2 \frac{\partial H_z}{\partial x} + i \varepsilon_1 \frac{\partial H_z}{\partial y} = 0. \quad (7)$$

Бегущая поверхностная волна имеет структуру вида $\exp(i\zeta x - \xi y)$, где $\zeta^2 - \xi^2 = k^2$, причём $\xi > 0$, с её учётом из (7) следует дисперсионное уравнение

$$\varepsilon_1 \xi - \varepsilon_2 \zeta = 0, \quad (8)$$

решение которого должно соответствовать неравенству $\varepsilon_2 \zeta / \varepsilon_1 > 0$. Уравнение (8) имеет точное аналитическое решение. Приводя его к рациональному виду, получаем $\zeta^2 = k_0^2 \mu \varepsilon_1$, откуда следует для ξ выражение $\xi = k_0^2 \mu \varepsilon_2 / \zeta$, которое должно быть положительной величиной. Имеет место такое соотношение знаков, что $\text{sgn}(\mu \varepsilon_2 \zeta) = +1$. По этой причине волновое число ζ должно быть представлено в виде

$$\zeta = k_0 \sqrt{\mu \varepsilon_1} \text{sgn}(\mu \varepsilon_2). \quad (9)$$

В случае плазмы ($\mu = 1$) поверхностная волна существует при $\varepsilon_1 > 0$, причём для $\zeta > 0$ должно быть $\varepsilon_2 > 0$. В случае метаматериала с $\mu = -1$ поверхностная волна, напротив, существует при $\varepsilon_1 < 0$. Также из формулы (9) видно, что поверхностная волна является однонаправленной, и при неизменном значении μ смена направления внешнего магнитного поля на противоположное направление на той же частоте приводит к тому, что поверхностная волна тоже распространяется в противоположном направлении. Определяющие волноводные свойства поверхностной волны параметры ε_1 и ε_2 имеют характерные опорные значения:

$$\begin{aligned} \varepsilon_1(0) &= 1 + R^{-2}, \quad \varepsilon_1(\Omega_1) = \frac{R}{R - \Omega_1} = \frac{R(R + \Omega_3)}{2R^2 - 1}, \\ \varepsilon_1(\Omega_3) &= \frac{R}{R + \Omega_3}, \quad \varepsilon_1(\Omega_1) + \varepsilon_1(\Omega_3) = \frac{3R^2}{2R^2 - 1}, \\ \varepsilon_1|_{\Omega \rightarrow R \mp 0} &\rightarrow \pm \infty, \quad \varepsilon_1|_{\Omega \rightarrow \infty} \rightarrow 1; \quad \varepsilon_2|_{\Omega \rightarrow 0} \rightarrow -\infty, \\ \varepsilon_2|_{\Omega \rightarrow R \mp 0} &\rightarrow \mp \infty, \quad \varepsilon_2(\Omega_1) = -\varepsilon_1(\Omega_1), \\ \varepsilon_2(\Omega_3) &= \varepsilon_1(\Omega_3), \quad \varepsilon_2|_{\Omega \rightarrow \infty} \rightarrow 0. \end{aligned}$$

На частоте $\Omega = R/\sqrt{3}$ параметр ε_2 имеет экстремальное значение, равное $-3\sqrt{3}/(2R^2)$.

В плазме ($\mu=1$) с поверхностной волной существует объёмная волна на частотах $\Omega_1 < \Omega < R$ и $\Omega > \Omega_3$. На частотах отсечки пространственной волны ($\Omega = \Omega_{1,3}$) коэффициенты распространения ζ/k_0 и ослабления ξ/k_0 поверхностной волны принимают одинаковые значения $\sqrt{R(R-\Omega_1)}$ и $\sqrt{R(R+\Omega_3)}$ соответственно. В частотном интервале $\Omega_2 < \Omega < \Omega_3$ поверхностная волна распространяется в отсутствие пространственной волны.

В метаматериале ($\mu=-1$) поверхностная и объёмная волны совместно существуют на частотах интервала $R < \Omega < \Omega_1$, а на частотах $\max(\Omega_1, R) < \Omega < \Omega_2$ способна распространяться лишь одна поверхностная волна, имея отсечку на верхней гибридной частоте $\Omega = \Omega_2$.

Вычисление и сопоставление фазовой и групповой скоростей позволяет выяснить тип дисперсии поверхностной волны; для плазмы имеем

$$v_\phi = c \sqrt{\frac{1}{\varepsilon_1}},$$

$$v_\Gamma = \frac{c^2}{v_\phi \left[\varepsilon_1 + \frac{\Omega}{2} \frac{d(\varepsilon_1)}{d\Omega} \right]} = \frac{c^2 (\Omega^2 - R_2^2)^2}{v_\phi \left[(\Omega^2 - \Omega_2^2)^2 + R^2 \right]}. \quad (10)$$

Из формулы (10) следует, что поверхностная волна обладает нормальной дисперсией в плазме. Напротив, в плазменном метаматериале с относительной магнитной проницаемостью $\mu=-1$ имеет место аномальная дисперсия как объёмной, так и поверхностной волны.

Соотношение (7) выполняется для всех $y \geq 0$, а не только на поверхности идеально проводящего экрана. Поэтому электромагнитное поле в данной структуре является полем ТЕМ-типа. Волновое сопротивление по поверхностной волне $Z = E_y/H_z$ вычисляется по формуле

$$Z = \frac{\varepsilon_1 \zeta - \varepsilon_2 \xi}{\omega \varepsilon_0 \varepsilon} = \sqrt{\frac{\mu_0 \mu}{\varepsilon_0 \varepsilon_1}} \operatorname{sgn}(\varepsilon_2). \quad (11)$$

Из сопоставления формул (9) и (11) следует, что коэффициент распространения поверхностной волны и абсолютное значение её волнового сопротивления находятся при $|\mu|=1$ в обратно пропорциональной зависимости, и эта закономерность сохраняется при реверсии постоянного магнитного поля. В [8, 9] для волнового сопротивления получено выражение вида $-\frac{\varepsilon_1^2 - |\varepsilon_2| \varepsilon_2}{\varepsilon \sqrt{\varepsilon_1}}$, которое согласуется с (11)

применительно к плазме ($\mu=1$) лишь при одном из двух противоположных направлений внешнего магнитного поля, что нарушает отмеченную здесь обратно пропорциональную зависимость, которая свойственна однонаправленной поверхностной волне.

Возбуждение рассматриваемых волн в геометрии Фойгта может быть реализовано прямолинейным нитевидным источником магнитного тока, параллельным приложенному постоянному магнитному полю [11]. Компоненты электромагнитного поля выражаются в форме экспоненциальных интегралов Фурье по комплексной спектральной переменной ζ . Эти интегралы удовлетворяют лемме Жордана и вычисляются по теории вычетов посредством замыкания контура интегрирования в верхней или нижней полуплоскости ζ . Так как полюсы подынтегральных выражений соответствуют поверхностным волнам и расположены на вещественной оси, они должны правильно обходиться контуром интегрирования, чтобы их принадлежность к верхней или нижней полуплоскости ζ находилась в согласии с типом дисперсии поверхностных волн.

Таким образом, воздействие постоянного магнитного поля на плазменный метаматериал в геометрической конфигурации Фойгта приводит к появлению ТЕМ-поверхностной волны, распространяющейся вдоль идеально проводящего экрана. Поверхностная волна является однонаправленной, и её направление зависит от сочетания знаков параметров ε_2 и μ . Как поверхностная, так и объёмная волны существуют в определённых частично или полностью перекрывающихся частотных интервалах, границы которых зависят от плазменной и циклотронной частот. При смене знака у скалярной магнитной проницаемости плазменного метаматериала частотные полосы прозрачности и непрозрачности меняются местами, а также меняется тип частотной дисперсии (аномальная дисперсия имеет место при отрицательных значениях магнитной проницаемости).

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. Walser R.M. Metamaterials: What are they? What are they good for? // American Physical Society, Annual March Meeting Abstracts. – Minneapolis, MN, USA, 2000. – P. Z5.001.
2. Walser R.M. Electromagnetic metamaterials // Complex Mediums II: beyond linear isotropic dielectrics. – SPIE, 2001. – Vol. 4467. – PP. 1–15.
3. Ali A. Metamaterials and metasurfaces: A Review from the Perspectives of Materials, Mechanisms and Advanced Metadevices / A. Ali, A. Mitra, B. Aïssa // Nanomaterials. – 2022. – Vol. 12, № 6. – PP. 1027-1–1027-32.
4. Sakai O. Plasma metamaterials for novel interaction between plasmas and waves // 2012 Abstracts IEEE Interna-

tional Conference on Plasma Science. – IEEE, 2012. – PP. 6E-1–6E-1.

5. Sakai O. Plasmas as metamaterials: a review / O. Sakai, K. Tachibana // *Plasma Sources Science and Technology*. – 2012. – Vol. 21, № 12. – PP. 3571–3574.

6. Веселаго В.Г. О свойствах веществ с одновременно отрицательными значениями диэлектрической (ϵ) и магнитной (μ) восприимчивостей // *Физика твёрдого тела*. – 1966. – Т. 8, No. 12. – С. 3571–3574.

7. Веселаго В.Г. Электродинамика веществ с одновременно отрицательными значениями ϵ и μ // *Успехи физических наук*. – 1967. – Т. 93, № 3. – С. 517–526.

8. Азаренков Н.А. Поверхностные волны в структурах плазма – металл / Н.А. Азаренков, А.Н. Кондратенко, К.Н. Остриков // *Известия вузов. Радиофизика*. – 1993. – Т. 36, № 5. – С. 336–389.

9. Azarenkov N.A. Surface magnetoplasma waves at the interface between a plasma-like medium and a metal in the Voigt geometry / N.A. Azarenkov, K.N. Ostrikov // *Physics Reports*. – 1999. – Vol. 308, No. 5-6. – PP. 333–428.

10. Ishimaru A. The effect of unidirectional surface wave along a perfectly conducting plane on the radiation from a plasma sheath. // *Electromagnetic Aspects of Hypersonic Flight*. – Baltimore: Spartan Books, 1964. – PP. 147–168.

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. Ратклифф Дж.А. Магнитоионная теория и её приложения к ионосфере. – М.: ИЛ, 1962. – 248 с.

13. Brion J.J. Theory of surface magnetoplasmons in semiconductors / J.J. Brion, R.F. Wallis, A. Hartstein, E. Burstein // *Physical Review Letters*. – 1972. – Vol. 28, No. 22. – PP. 1455–1458.

14. 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.

15. Cheng Q. High-power and transmission through a left-handed material / Q. Cheng, T.J. Cui // *Physical Review B*. – 2005. – Vol. 72, No. 11. – PP. 113112-1–113112-4.

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

Б.А. Беляев, С.А. Ходенков

Микрополосковый многомодовый резонатор

Предложен новый микрополосковый многомодовый резонатор с полосковым проводником, состоящим из одиннадцати состыкованных друг с другом отрезков, пара которых со стороны свободного конца заземлена на основание. Благодаря выбранной геометрии полоскового проводника фильтр на основе такого резонатора имеет расширенную полосу пропускания, сформированную шестью резонансами. Устройство реализовано на подложке с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 9,8$. Расчетные данные получены с использованием численного электродинамического анализа 3D-модели резонатора.

Ключевые слова: микрополосковый резонатор, амплитудно-частотная характеристика, полоса пропускания.

Частотно-селективные устройства сверхвысокочастотного диапазона длин волн [1, 2] относятся к компонентной базе современных радиотехнических систем. Они традиционно востребованы в системах космической и тропосферной связи.

При решении определенных радиотехнических задач разработки СВЧ-техники часто используют различные конструкции фильтров, например, полосно-пропускающих [3, 4], фильтров верхних [5] и нижних частот [6], а также конструкции диплексоров [7]. Как известно, устройства на основе микрополосковых и полосковых резонаторов [8] хорошо зарекомендовали себя благодаря миниатюрности, технологичности изготовления, и, кроме того, они обладают высокими селективными свойствами.

На сегодняшний день поиск и создание уникальных по своим характеристикам пассивных селективных устройств с расширенными полосами пропускания стимулируют быстрые темпы развития современных конкурентоспособных систем радиосвязи и телекоммуникаций. При этом уже тенденцией становится постоянное увеличение объемов передаваемых данных. Поэтому очевидно, что при отсутствии новых фундаментальных знаний о СВЧ-резонаторах, невозможно полноценное совершенствование фильтров и диплексоров на их основе, а значит, и комплексное развитие систем связи, в том числе космической и тропосферной.

Это стимулирует исследователей и разработчиков использовать новые подходы при проектировании микрополосковых и полосковых СВЧ-устройств с расширенными полосами пропускания (ПП) [9]. Так, например, использование микрополосковых многомодовых резонаторов [10] позволяет задействовать от каждого из них по несколько нижайших резонансов при формировании полосы пропускания устройств на их основе. Это не только сокращает размеры сверхвысокочастотных конструкций, но и сопровождается существенным расширением полосы пропускания фильтров и полос пропускания диплексоров.

При этом важно отметить, что отечественные разработки в этой области ни только не уступают зарубежным, но и по ряду характеристик значительно их превосходят [11].

В работе приведены результаты исследований микрополоскового фильтра, реализованного на одностороннем шестимодовом резонаторе, который настроен с максимально широкой и максимально узкой полосой пропускания, а также со средним значением ширины полосы пропускания.

Рассмотрим это СВЧ-устройство на рис. 1. Монолитная диэлектрическая подложка толщиной 1 мм показана светлым цветом, более темным цветом – медное покрытие, нанесенное на ней, во всех расчетах ее диэлектрическая проницаемостью была зафиксирована и составляет $\varepsilon = 9,8$. Одиннадцать отрезков прямоугольной формы, образующие полосковый проводник, пронумерованы 1–6 и 5–1, причем пара отрезков 4 со стороны свободных концов заземлена на основание, а входной и выходной порт расположены на паре отрезков 1.

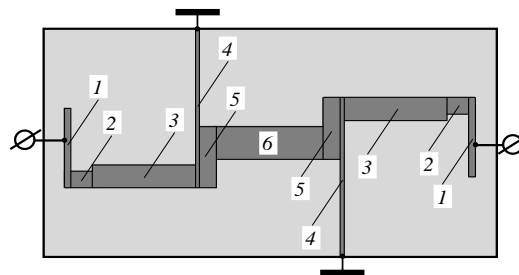


Рис. 1. Топология полоскового проводника фильтра на шестимодовом резонаторе при настройке его полосы пропускания с относительной шириной $\Delta f/f_0 = 160\%$

Для проведения синтеза резонатора использовался численный электродинамический анализ его 3D-модели. Как известно [12], данный анализ позволяет получить расчетные данные, которые хорошо согласуются с экспериментальными.

Благодаря особой геометрической форме полоскового проводника на амплитудно-частотной характеристике (АЧХ) микрополоскового резонатора (рис. 2) наблюдается шесть нижайших мод колебаний.

По сути, такой шестимодовый резонатор представляет собой фильтр верхних частот с максимально расширенной полосой пропускания. Дальнейшее расширение его ПП ограничено выбранным минимальным значением ширины отрезков полоскового проводника устройства – 0,1 мм, которое и достигли заземленные на основание отрезки 4.

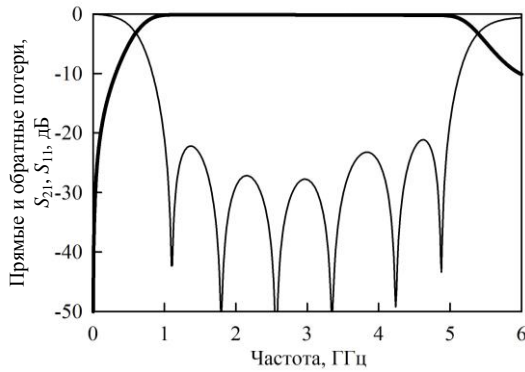


Рис. 2. АЧХ фильтра на шестимодовом резонаторе при настройке его полосы пропускания с относительной шириной $\Delta f/f_0 = 160\%$

Укажем, что для удобства и объективности сравнения характеристик такого фильтра-резонатора центральная частота его полосы пропускания была зафиксирована $f_0 = 3$ ГГц, как это обычно применяется при настройке полосно-пропускающих фильтров. По аналогии с полосно-пропускающими фильтрами была рассчитана и относительная ширина его полосы пропускания, которая составила $\Delta f/f_0 = 160\%$.

Площадь подложки резонатора с учетом минимального отступа на величину 1 мм от ее краев до отрезков полоскового проводника составила $35,30 \times 19,10$ мм². Укажем также площадь отрезков полоскового проводника: 1 – $6,70 \times 0,50$ мм²; 2 – $1,85 \times 1,40$ мм²; 3 – $8,35 \times 1,90$ мм²; 4 – $13,35 \times 0,10$ мм²; 5 – $5,15 \times 1,55$ мм²; 6 – $8,60 \times 2,70$ мм².

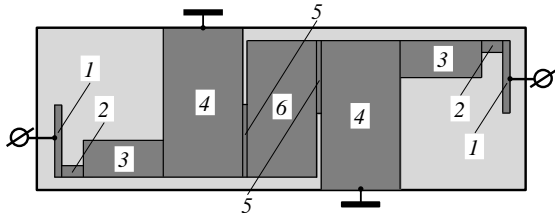


Рис. 3. Топология полоскового проводника фильтра на шестимодовом резонаторе при настройке его полосы пропускания с относительной шириной $\Delta f/f_0 = 109\%$

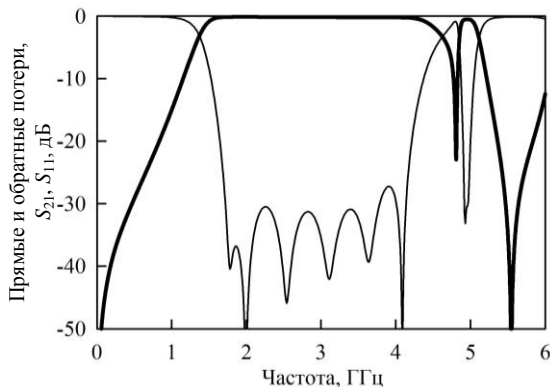


Рис. 4. АЧХ фильтра на шестимодовом резонаторе при настройке его полосы пропускания с относительной шириной $\Delta f/f_0 = 109\%$

Отметим также, что рассмотренный фильтр-резонатор с максимально расширенной полосой пропускания при необходимости можно дополни-

тельно миниатюризировать, дважды свернув заземленные на основание отрезки 4 и разместив их параллельно отрезку 6 (см. рис. 1).

Топология полоскового проводника фильтра на шестимодовом резонаторе при настройке его полосы пропускания с минимальной шириной ($\Delta f/f_0 = 109\%$) приведена на рис. 3, а его АЧХ – на рис. 4.

При дальнейшем сужении его полосы пропускания ширина отрезков 5 не превышает 0,1 мм, и, соответственно, менее 0,1 мм становятся зазоры между отрезками 4 и 6 и между 6 и 4.

При этом из рис. 1 и 3 видно, что расширение полосы пропускания фильтра сопровождается уменьшением ширины отрезков 4, заземленных на основание, а сужение полосы пропускания – наоборот, увеличением их ширины.

Важно отметить, несмотря на то, что фильтр реализован с использованием в конструкции только одного резонатора, на его АЧХ (см. рис. 4) наблюдается достаточное подавление мощности на частотах полосы заграждения, а минимальные потери мощности на частотах его полосы пропускания не превышают 0,14 дБ.

Площадь монолитной подложки резонатора составила $42,45 \times 14,10$ мм². Укажем аналогично площадь отрезков полоскового проводника: 1 – $6,35 \times 0,65$ мм²; 2 – $1,90 \times 1,00$ мм²; 3 – $7,10 \times 3,25$ мм²; 4 – $13,10 \times 7,15$ мм²; 5 – $6,45 \times 0,10$ мм²; 6 – $12,10 \times 6,65$ мм².

Исследуем также предложенный фильтр на шестимодовом резонаторе (рис. 5), выбрав относительную ширину его полосы пропускания между максимальной и минимальной. Усредненное значение $\Delta f/f_0$ в данном случае составило 134,5% (рис. 6).

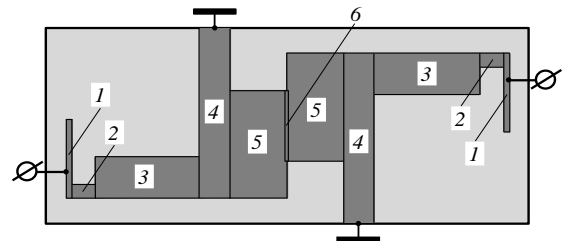


Рис. 5. Топология полоскового проводника фильтра на шестимодовом резонаторе при настройке его полосы пропускания с относительной шириной $\Delta f/f_0 = 134,5\%$

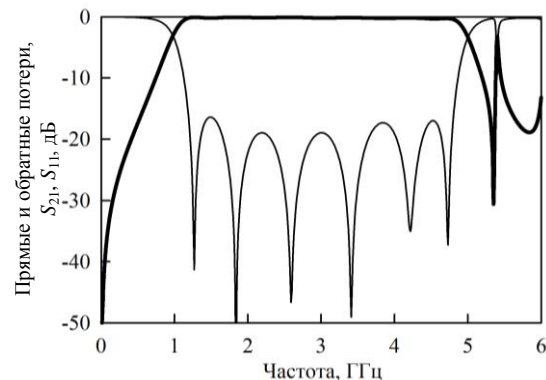


Рис. 6. АЧХ фильтра на шестимодовом резонаторе при настройке его полосы пропускания с относительной шириной $\Delta f/f_0 = 134,5\%$

Стоит отметить, что при настройке фильтра-резонатора с данной шириной ПП можно не только существенно уменьшить размеры центрального отрезка, но и так подобрать рисунок проводника, чтобы пара отрезков (5) стала смежной, незначительно по площади «перекрывая» друг друга, как это показано на рис. 5.

Укажем также, что площадь монолитной подложки резонатора составила $36,80 \times 16,15$ мм². При этом площадь отрезков полоскового проводника: 1 – $6,55 \times 0,40$ мм²; 2 – $1,85 \times 1,05$ мм², 3 – $8,25 \times 3,40$ мм², 4 – $14,10 \times 2,40$ мм², 5 – $8,95 \times 4,50$ мм², 6 – $5,85 \times 0,10$ мм².

Таким образом, исследован микрополосковый фильтр, реализованный на одиночном шестимодовом резонаторе с полосковым проводником сложной геометрической формы. Приведены не только его АЧХ, но и топологии полоскового проводника, соответствующие настройке его полосы пропускания с максимальной, минимальной и усредненной шириной. При этом перспективность предложенного нового резонатора обусловлена возможностью конструирования на его основе не только фильтров, но и диплексеров с расширенными полосами пропускания и высокими частотно-селективными свойствами.

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации, проект FEFE-2023-0004.

Литература

1. Hong J.S. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications / J.S. Hong, M.J. Lancaster. – Wiley, New York, 2011. – 627 p.
2. Pozar D.M. Microwave Engineering / D.M. Pozar, J.S. Hong, M.J. Lancaster. – Wiley, New York, 2000. – 725 p.
3. Shaman H. A Novel Ultra-Wideband (UWB) Bandpass Filter (BPF) With Pairs of Transmission Zeroes / H. Shaman, J.-S. Hong // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2007. – Vol. 17, No. 2. – PP. 121–123.
4. Chi C.-H. A Wideband Bandpass Filter With Wide Upper Stopband Using Stepped-Impedance 180° Hybrid Rings / C.-H. Chi, C.-Y. Chang // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2007. – Vol. 17, No. 8. – PP. 589–591.
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. Nouritabar A. A miniaturized microstrip lowpass filter with sharp skirt performance and wide stopband utilizing modified hairpin 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. 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.
8. Investigation of Microstrip Structures of Wideband Bandpass Filters / B.A. Belyaev, S.A. Khodenkov, R.G. Galeev, V.F. Shabanov // Doklady Physics. – 2015. – Vol. 60, No. 3. – PP. 95–101.
9. Hsu K.-W. Design of compact microstrip band-pass filter with ultra-wide stopband / K.-W. Hsu, W.-H. Tu // Microwave and Optical Technology. – 2010. – Vol. 52, No 7. – PP. 1603–1606.
10. Aristarkhov G.M. High-Selectivity Single- and Dual-Resonator Microstrip Filters / G.M. Aristarkhov, N.V. Zvezdinov // Journal of Communications Technology and Electronics. – 2017. – Vol. 62, No. 8. – PP. 916–920.
11. Belyaev B.A. A New Design of a Miniature Filter on Microstrip Resonators with an Interdigital Structure of Conductors / B.A. Belyaev, A.M. Serzhantov, Ya.F. Bal'va, An.A. Leksikov, R.G. Galeev // Technical Physics Letters. – 2015. – Vol. 41, No. 5. – PP. 504–507.
12. A Lowpass Filter Based on a 2D Microstrip Electromagnetic Crystal / B.A. Belyaev, S.A. Khodenkov, R.G. Galeev, V.F. Shabanov // Doklady Physics. – 2019. – Vol. 64, No. 3. – PP. 85–89.

Беляев Борис Афанасьевич

Д-р техн. наук, проф., вед. н.с. науч.-исслед. лаб. института информатики и телекоммуникаций (НИИ ИИТК) Сибирского государственного 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. НИИ ИИТК СибГУ им. М.Ф. Решетнева
Эл. почта: hsa1982sibsau@mail.ru

Секция 6

ПРИБОРЫ И МЕТОДЫ КОНТРОЛЯ

*Председатели – Лоцилов Антон Геннадьевич,
проректор по НРиИ ТУСУРа, зав. каф. КУДР, к.т.н.;
Филатов Александр Владимирович, проф. каф. ТОР, д.т.н.*

Д.Г. Рыбаков, А.Н. Беликов

Моделирование тепловых процессов, протекающих в электронном модуле системы мониторинга окружающей среды

Разработана трехмерная модель печатной платы модуля системы мониторинга окружающей среды и осуществлено моделирование тепловых процессов в таких программных продуктах, как SolidWorks Simulation, Ansys Workbench и COMSOL Multiphysics. Проведен анализ полученных результатов и показаны картины распределения тепловой энергии по печатной плате в различных программах.

Ключевые слова: трехмерная модель, тепловые процессы, анализ, программный продукт.

Проблема исследования влияния тепловых процессов на радиоэлектронные средства (РЭС) является одной из самых важных и серьезных при проектировании устройства. Именно при правильном способе анализа влияния воздействия избыточной тепловой энергии на РЭС его разработка достигает наибольшей простоты и эффективности [1–4].

Для того чтобы в полной мере оценить эффект теплораспределения в различных устройствах, имеющих в своем составе компоненты, которые подвержены нагреву, используются различные программные продукты.

В большинстве программ для инженерного моделирования используется метод конечных элементов (МКЭ). Расчёт МКЭ является компьютеризированным способом прогнозирования реакции объекта на реальные нагрузки (вибрацию, тепло, удары и т.д.). Расчёт методом конечных элементов показывает, подвергнется ли устройство деформации. Расчётные операции выполняются за счёт разделения реального объекта на огромное количество (тысячи или сотни тысяч) конечных областей, которые могут иметь разную форму (треугольник, квадрат). Далее каждая область описывается дифференциальными уравнениями различных порядков и впоследствии аппроксимируется. Полученные математические уравнения позволяют прогнозировать поведение каждого элемента [5].

В данной работе авторами проведен термический анализ электронного модуля системы мониторинга окружающей среды на базе встроенного модуля ESP32 DEVKITS. Основное предназначение устройства – обнаружение фонового излучения при помощи трубки Гейгера, а также его измерение. Схема электрическая принципиальная взята из журнала «Elector» номер 1 за 2020 г. [6].

Описание программных продуктов

COMSOL Multiphysics – это программный пакет для численного моделирования и симуляции физических процессов в различных областях науки и инженерии. Он позволяет создавать и решать уравнения математических моделей, описывающих разнообразные физические явления. COMSOL может использовать многопроцессорные системы для ускорения вычислений. Это позволяет обрабатывать сложные модели и большие объемы данных. Также он позволяет объединять несколько физических явлений в единой модели. Например, можно анализи-

ровать взаимодействие тепла, механики и электромагнетизма в одной системе. COMSOL делает возможным процесс создания сложных трехмерных геометрий, что особенно важно для инженерных и научных приложений.

Однако, как и с любым программным обеспечением, использование COMSOL требует определенного времени для ознакомления и обучения. Также оно платное, и стоимость может варьироваться в зависимости от набора модулей и лицензий [7].

SolidWorks – программный комплекс, предназначенный для автоматизации всех процессов на этапах конструкторской и технологической подготовки производства. Обеспечивает разработку изделий любой степени сложности и назначения. SolidWorks Simulation – это портфель простых в применении инструментов для структурного анализа, в которых используется метод конечных элементов. Такой анализ позволяет прогнозировать поведение изделия в реальной среде путем виртуального тестирования CAD-моделей. В линейке предлагаются инструменты с функциями линейного, нелинейного статического и динамического анализа [8].

ANSYS – универсальная программная система конечно-элементного анализа, являющаяся довольно популярной и распространенной у специалистов в сфере автоматизированных инженерных расчётов (САПР или CAE) и КЭ решения линейных, нелинейных, стационарных, нестационарных, а также пространственных задач механики деформируемого твёрдого тела и механики конструкций, задач механики жидкости и газа, теплопередачи и теплообмена, электродинамики, а также механики связанных полей. Также, как и остальные рассмотренные программные продукты, ANSYS обладает множеством встроенных модулей, позволяющих проводить анализ большого множества процессов, протекающих в устройствах [9].

Исходные данные

Исходными данными для проведения моделирования тепловых процессов, протекающих в электронном модуле системы мониторинга окружающей среды, являются:

1. Материалы, применяемые к элементам электронного модуля (табл. 1). Основными характеристиками материалов в данном исследовании являются удельная теплоемкость и теплопроводность.

2. Температура окружающей среды – 313 К.
3. Величина коэффициента конвективной теплоотдачи – 25 Вт/(м²·К).
4. Рассеиваемые мощности элементов для транзисторов: BC547B – 0,625 Вт [10]; 2N7000 – 0,4 Вт [11].
5. Размер печатной платы: 150×75×1,6 мм.

Таблица 1

Свойства материалов [12]

Материал	Удельная теплоёмкость, Дж/(кг·К)	Теплопроводность, Вт/(м·К)
FR-4	1100	0,81
Пластик	1900	0,4
Керамика	878	1,49
Алюминий 1060	900	200
Железо	444	75

Результаты экспериментов и их обсуждение

Для последующего анализа влияния тепловых процессов в системе мониторинга окружающей среды была создана трехмерная модель электронного модуля, изображенного на рис. 1.

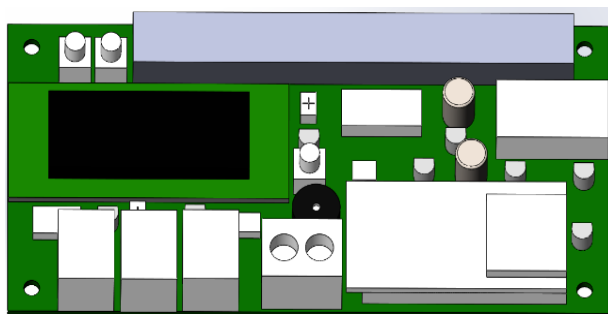


Рис. 1. Трехмерная модель модуля системы мониторинга окружающей среды

Достоверность и практическая ценность результатов моделирования температурных полей в деталях РЭС с применением метода конечных элементов и других расчетных методов определяются корректностью выбора и правильности определения закладываемых в расчеты граничных условий, которые адекватно отражают реальные условия работы деталей. Так как всё программное обеспечение, используемое при моделировании, производит расчёт физических явлений методом конечных элементов, при каждом новом исследовании необходимо строить конечную элементную сетку, чтобы разбить исследуемый объект на определенные области. Пример построения сетки показан на рис. 2.

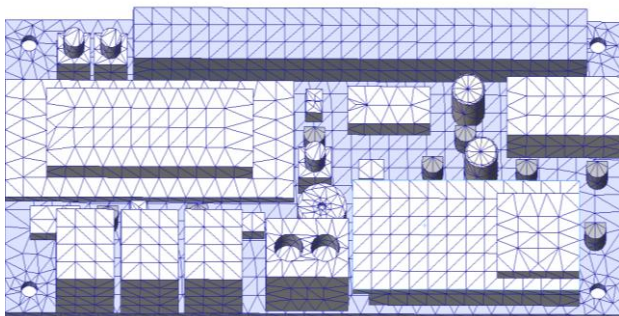


Рис. 2. Конечно-элементная сетка

После того, как построится сетка, необходимо задать начальные условия, указанные в исходных данных статьи. После переходим к моделированию тепловых процессов в различных программных продуктах и анализу полученных результатов. Картины распределения тепловой энергии на печатной плате изображены на рис. 3.

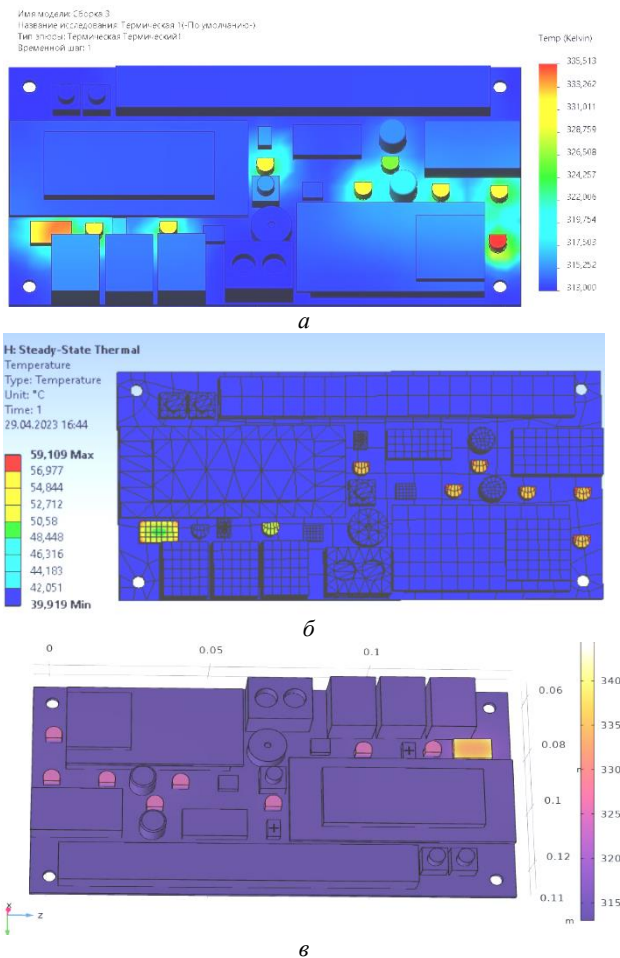


Рис. 3. Термический анализ в программах:
а – SolidWorks Simulation; б – Ansys Workbench;
в – COMSOL Multiphysics

Результаты моделирования тепловых процессов сведены к максимальным значениям температур в различных вариантах устройства и представлены в табл. 2.

Таблица 2

Максимальные значения температур, полученные в различных программных продуктах, °С

SolidWorks Simulation	Ansys Workbench	COMSOL Multiphysics
62,5	59,1	67,0

Устройство по результатам моделирования в любой из программ имеет тепловой режим, совместимый с его работоспособностью. Возможность его выхода из строя вследствие перегрева при эксплуатации в пределах допустимых условий исключена. Ни один из электронных компонентов, входящих в состав изделия, не нагревается выше допустимых

температур, указанных в документации. Дополнительной системы охлаждения не требуется. Значения температур близки во всех программных продуктах по порядку величины, поэтому небольшие отклонения можно объяснить различными методами построения конечно-элементной сетки в используемых программах.

Заключение

Выполнено моделирование тепловых процессов, протекающих в системе мониторинга окружающей среды, а также разработана трехмерная модель проектируемого устройства с некоторыми допущениями, которые не повлияли на результаты моделирования, а также определены последствия воздействия тепловой нагрузки на объект. Проведен сравнительный анализ электронного модуля на воздействие тепловых нагрузок в системах Solidworks Simulation, COMSOL Multiphysics, ANSYS Workbench. Практическая ценность проделанной работы заключается в демонстрации возможностей современных САПР для сокращения затрат, а также оптимизации процесса разработки изделия.

Литература

1. Алексеев В.Ф. Математическое моделирование как средство оптимизации параметров силовых интегральных микросхем / В.Ф. Алексеев, А.Д. Сыс, Г.А. Пискун // Междисциплинарные исследования: научные горизонты и перспективы: II Междунар. науч.-теор. конф., Вильнюс, 1 октября, 2021 г. // Европейская научная платформа. – Вильнюс, 2021. – С. 109–113. DOI: <https://doi.org/10.36074/scientia-01.10.2021>.
2. Оптимизация теплового режима приемопередающего устройства по результатам моделирования тепловых процессов в среде SolidWorks Flow Simulation / Г.А. Пискун, В.Ф. Алексеев, П.С. Романовский, А.А. Стануль // Журнал Znanstvena misel, Словения. – 2019. – № 1 (35). – С. 47–60.
3. Роткоп Л.Л. Обеспечение тепловых режимов при конструировании радиоэлектронной аппаратуры / Л.Л. Роткоп, Ю.Е. Спокойный. – М.: Сов. радио, 1976. – 230 с.
4. Алексеев В.Ф. Моделирование тепловых полей электронных систем в среде ANSYS / В.Ф. Алексеев, Д.В. Лихачевский, Г.А. Пискун // BIG DATA и анализ высокого уровня: сб. матер. VI Междунар. науч.-практ. конф., Минск, 20–21 мая 2020 г.: в 3 ч. – Ч. 3. – Минск: Бестпринт, 2020. – С. 282–286.
5. Математика метода конечных элементов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://fea.ru/docs/FEM/Rozin.pdf> (дата обращения: 13.09.2023).
6. Lehmann G. Extendable Environmental Monitoring System / G. Lehmann // Elektor. – 2020. – No. 1. – PP. 28–35.
7. COMSOL – Software for Multiphysics Simulation [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.comsol.com/> (дата обращения: 13.09.2023).
8. SolidWorks // SolidWorks Simulation [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.solidworks.com> (дата обращения: 22.08.2023).
9. Ansys [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.ansys.com> (дата обращения: 22.08.2023).
10. Характеристики транзистора BC547 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://mirshem.ru/bc547/> (дата обращения: 22.08.2023).
11. Характеристики транзистора 2N7000 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://shematok.ru/transistor/2n7000> (дата обращения: 22.08.2023).
12. Справка по SolidWorks [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://help.solidworks.com> (дата обращения: 22.08.2023).

Рыбаков Дмитрий Григорьевич

Студент каф. проектирования информационных и компьютерных систем (ПИКС)
Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (БГУИР)
Эл. почта: dmitry_ryb10@mail.ru

Беликов Андрей Николаевич

Студент каф. ПИКС БГУИР
Эл. почта: andrech1406@gmail.com

Я.А. Петененко, Е.И. Тренкаль, В.С. Поздняков

Влияние инструментальной погрешности ВАЦ на точность расчета диэлектрической проницаемости фазовыми методами

Проведен анализ влияния инструментальной погрешности векторного анализатора цепей (ВАЦ) на точность измерения эффективной диэлектрической проницаемости. В результате было получено выражение для быстрой оценки погрешности эффективной диэлектрической проницаемости, которое, в том числе, может быть использовано для определения необходимой длины линии при известной максимальной допустимой погрешности измерения на заданной частоте. Определено, что наиболее оптимально для реализации измерительных оснасток использовать микрополосковую линию передачи. Причинами являются малая погрешность измерения по сравнению с другими типами линий, высокая технологичность и малые материальные затраты при реализации измерительных оснасток. Проведенные эксперименты с использованием дифференциально-фазового метода показали, что данные укладываются в диапазон погрешностей, что говорит о правильности выражений и выводов, полученных в данной работе.

Ключевые слова: эффективная диэлектрическая проницаемость, погрешность, линия передачи, диэлектрическая проницаемость, фазовый метод, фазовая характеристика, векторный анализатор цепей.

Определение диэлектрических параметров различных материалов является одним из сложных и важных вопросов исследовательской деятельности и науки в целом. Измерение диэлектрической проницаемости с высокой точностью крайне важно для множества отраслей промышленности и техники, в том числе для высокочастотных применений. Диэлектрические параметры, в частности, диэлектрическая проницаемость, имеют зависимость от многих факторов, таких как температура, давление, чистота материала или состав среды для многокомпонентных диэлектриков. Более того, среда может обладать дисперсией, что может привести к частотным ограничениям применения таких материалов, например, при использовании сверхширокополосных сигналов в импульсной технике.

Существует большое количество различных методов определения диэлектрической проницаемости. Наиболее распространенные из них представлены в работах [1, 2]. В частности, для измерения в ВЧ- и СВЧ-диапазонах одними из наиболее широко используемых ввиду своей высокой точности методов являются резонаторные [3–6]. Их существенным ограничением является дискретность – измерения проводятся на заданных частотах, что подходит исключительно для узкополосных применений.

Для измерения диэлектрической проницаемости в широкой полосе частот наибольшее распространение получили нижеперечисленные методы. Один из них – волноводный [7–9]. Ограничением данного метода является сильное влияние на точность измерения воздушного зазора, который возникает между исследуемым образцом и стенкой волновода. Наиболее широко применяемыми являются фазовые методы, основанные на измерении фазовых характеристик, которые могут быть получены из S -параметров [10–13]. Преимуществом фазовых методов являются возможность выполнения измерений в широком диапазоне частот и простота реализации.

Существенную роль на точность измерения фазовыми методами оказывает влияние инструмен-

тальной погрешности оборудования, в частности, погрешность измерения фазы. Целью данной работы является оценка влияния инструментальной погрешности средств измерения на точность определения эффективной диэлектрической проницаемости измеряемых объектов. В связи с тем, что фазовые измерения, в основном, выполняются с использованием линий передачи, результаты анализа позволят определить, каким типам линий можно дать наибольшее предпочтение при реализации измерительных установок.

Оценка влияния инструментальной погрешности ВАЦ

Алгоритм определения диэлектрической проницаемости материала или подложки на основе фазового метода в общем случае состоит из следующих шагов:

- 1) расчет на основе модели или измерение фазовой характеристики объекта – как правило, линии передачи;
- 2) расчет частотной зависимости эффективной диэлектрической проницаемости объекта;
- 3) определение частотной зависимости относительной диэлектрической проницаемости аналитически, регрессионным анализом на основе модели или другим методом.

Аналитические выражения и способы построения моделей для регрессионного анализа (расчет на основе первичных параметров, электростатическое и электродинамическое моделирование и др.) имеют значительное влияние на точность расчета относительной диэлектрической проницаемости. Погрешность, вносимая используемыми выражениями, сильно отличается для различных типов линии передачи.

Влияние же инструментальной погрешности может быть определено на этапе расчета эффективной диэлектрической проницаемости и не зависит от типа используемой линии передачи, в связи с чем дальнейший анализ и построение расчетной модели будут выполнены без привязки к конкретному типу линии.

Расчет фазовой характеристики (в градусах) был выполнен на основе базовых выражений для линии длины l с эффективной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_{\text{эфф}}$ по выражению (1) [14]:

$$\varphi(f) = 360 \sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}} \cdot l \cdot \frac{f}{c} + \frac{\Delta\varphi(f)}{2}, \quad (1)$$

где f – частота, для которой вычисляется фазовый сдвиг; c – скорость света, м/с; $\Delta\varphi(f)$ – случайное смещение фазы.

Для внесения погрешности к каждому дискретному значению фазы было добавлено случайное смещение $\Delta\varphi(f)$ с нормальным законом распределения. В качестве значения среднеквадратического отклонения выбрано значение $1^\circ/2$, что соответствует значению предела допускаемой абсолютной погрешности измерения фазы ВАЦ, например, Planar Обзор-804/1 [15], с вероятностью $P = 95\%$.

Из развернутой фазы полученной фазовой зависимости $\varphi(f)$ выполняется расчет эффективной диэлектрической проницаемости, после чего может быть определена зависимость погрешности от частоты.

На рис. 1 представлена зависимость относительной погрешности δ эффективной диэлектрической проницаемости от частоты. Данная характеристика получена для $\epsilon_{\text{эфф}} = 1$; $l = 0,3$ м, что соответствует значению фазы $\varphi = 360^\circ$ для $f = 1$ ГГц. График рис. 1 даёт наглядное представление о характере зависимости и объясняет получаемые частотные характеристики для фазовых, в частности, дифференциально-фазовых методов, которые предоставляются разработчиками высокочастотных материалов для подложек печатных плат.

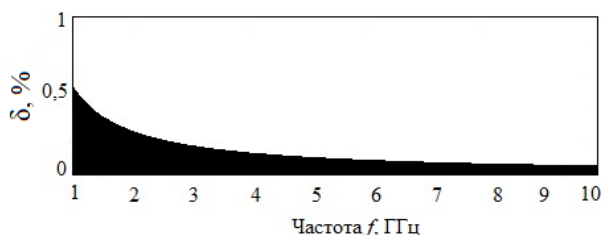


Рис. 1. Зависимость относительной погрешности эффективной диэлектрической проницаемости от частоты

Например, на рис. 2 представлена частотная зависимость диэлектрической проницаемости материала Rogers серии RO4000 [16]. Отклонение на частотах до 1 ГГц составляет около 3%, что обусловлено не физическими свойствами диэлектрика, а является результатом погрешности средств измерения.

Выводы, которые могут быть сформулированы из рис. 1 и выражения (1):

- значение относительной погрешности уменьшается пропорционально повышению частоты. Для текущего случая на частоте 1 ГГц относительная погрешность составляет 0,5%, на частоте 10 ГГц – 0,05%. Стоит отметить, что с увеличением частоты большее значение начинают проявлять конструкторские особенности измерительной оснастки: качество переходов, неоднородность линий передачи, влияние

толщины подложки линии передачи ввиду возникновения высших мод и др.;

- повышение точности может быть достигнуто увеличением длины линии передачи. Характер зависимости также имеет пропорциональную закономерность.

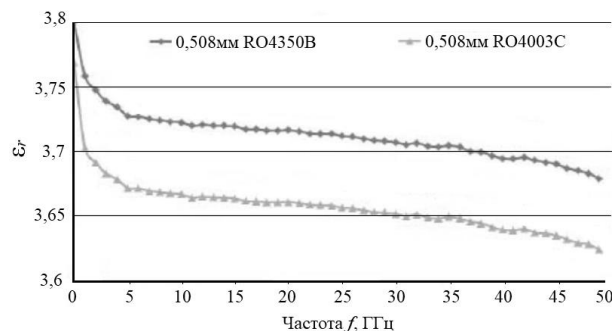


Рис. 2. Зависимость относительной диэлектрической проницаемости материалов Rogers RO4000 Series от частоты, полученная дифференциально-фазовым методом [16]

Таким образом, аналитически может быть получено приближенное выражение (2) для расчета погрешности при вычислении эффективной диэлектрической проницаемости, которое учитывает инструментальную погрешность, длину линии l и частоту f :

$$\delta\epsilon_{\text{эфф}} = \delta\varphi_{\text{инстр.}} \cdot \frac{1}{l \cdot \sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}} \cdot f} \cdot 0,165, \quad (2)$$

где $\delta\varphi_{\text{инстр.}}$ – инструментальная погрешность измерительного прибора, задается в градусах.

Коэффициент 0,165 получен на основе константных значений. Формула (2) может быть применена для быстрой оценки влияния инструментальной погрешности и расчета требуемой длины линии передачи для достижения необходимой точности измерения на заданной частоте f и выше.

Оптимальный выбор линии передачи

При использовании фазового метода важной составляющей является определение типа линии передачи, при которой проявляется наименьшая погрешность. В работе выполняется анализ копланарной линии передачи (КПЛ), микрополосковой линии передачи (МЛП) и коаксиальной линии передачи (КЛП) (рис. 3).

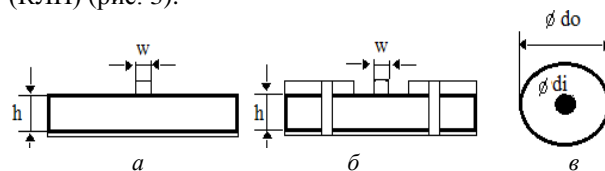


Рис. 3. Виды линий передач: а – микрополосковая линия; б – копланарная линия; в – коаксиальная линия

В работе [17] рассмотрен способ определения диэлектрической проницаемости при помощи заземленной копланарной линии, погрешность определения которой не превышает 2%. В работе [18] представлен способ определения диэлектрической проницаемости с использованием микрополосковой

линии. Также можно определить параметр при помощи коаксиальной линии передачи [19], внутри которой размещается исследуемый материал.

У микрополосковой линии поле в основном сконцентрировано между проводником и земляным слоем. В отличие от микрополоска заземленный копланар имеет земляной слой сверху платы, за счет этого концентрация полей внутри подложки меньше. В коаксиальной линии электромагнитное поле сконцентрировано в пространстве между внутренним и внешним проводниками.

Эффективная диэлектрическая проницаемость была измерена с помощью утилиты Txline в программе AWR Design Environment для всех трех линий, там же были рассчитаны параметры линий передачи для обеспечения волнового сопротивления 50 Ом. Параметры для линий передачи приведены в табл. 1, где $w(do)$ – ширина проводника (внешний диаметр коаксиала), $h(di)$ – высота подложки (внутренний диаметр стержня), ϵ – диэлектрическая проницаемость материала, g – зазор между проводником и земляными полигонами в верхнем слое платы, который в данном случае имеет только КПЛ.

Таблица 1

Геометрические параметры линий передачи

	МПЛ	КПЛ	КЛП
$w(do)$, мм	3,6	1,4	7
$h(di)$, мм	1,52	1,52	3
ϵ	3,38	3,38	1
g , мм	–	0,2	–

В табл. 2 представлены результаты анализа трех типов линий передачи: КПЛ, МПЛ, КЛП.

Таблица 2

Оценка относительной погрешности линий передачи

Линия передачи	$\epsilon_{\text{эфф}}$	Длина линии l , мм	δ , %	
			1 ГГц	8 ГГц
КПЛ	2,15	10	12	2,5
		50	3,3	1,4
МПЛ	2,85	10	10	1,8
		50	2,4	0,8
КЛП	3,38	10	9,3	1,7
		50	2,3	0,8

Исходя из табличных данных, может быть определено, что КЛП и МПЛ имеют малую разницу по точности измерения. При этом, учитывая сложность изготовления измерительных оснасток на основе коаксиальных линий передач, наиболее оптимальным для задач измерения диэлектрических свойств материалов подложек является использование МПЛ. Следует отметить, что текущий анализ не учитывает особенности поведения МПЛ и КПЛ на высоких частотах (выше 5 ГГц), в частности, излучающие свойства линий, что также сказывается на измерении.

На основе выбранной линии (МПЛ) был проведен эксперимент с использованием дифференциально-фазового метода [10]. Выполнены измерения фазовых характеристик линий с длинами $L_1 = 18$ мм, $L_2 = 28$ мм, $L_3 = 38$ мм. Измерения выполнялись на

ВАЦ Planar S5048 с частотным диапазоном 0,3–4,5 ГГц и предельной погрешностью измерения фазы 1° . На рис. 4 представлен график с расчетными характеристиками эффективной диэлектрической проницаемости, полученными:

- на основе модельных фазовых характеристик, рассчитанных в AWR DE для линий передачи с длинами 18 и 38 мм;
- на основе измерения при разнице длин $\Delta L = L_2 - L_1 = 10$ мм с дальнейшим расчетом разницы фазовых характеристик и нахождением $\epsilon_{\text{эфф}}$;
- на основе измерения при $\Delta L = L_3 - L_1 = 20$ мм.

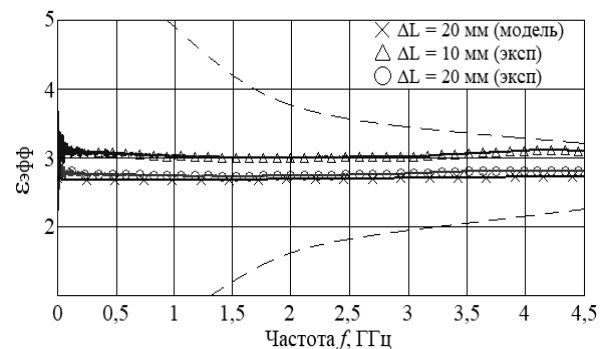


Рис. 4. Реализованный дифференциально-фазовый метод

На рис. 4 штриховой линией также представлены границы возможного отклонения при инструментальной погрешности 1° . Из графика видно, что экспериментальные данные укладываются в диапазон с учетом погрешности средства измерения.

Заключение

В данной работе был проведен анализ влияния инструментальной погрешности на точность измерения эффективной диэлектрической проницаемости. В результате было получено выражение для быстрой оценки погрешности эффективной диэлектрической проницаемости, которое, в том числе, может быть использовано для определения необходимой длины линии при известной максимальной допустимой погрешности измерения на заданной частоте.

Исходя из этого анализа, определено, что в первом приближении наиболее оптимально для реализации измерительных оснасток использовать микрополосковую линию передачи. Причиной является достаточно малая погрешность измерения по сравнению с другими типами линий. Реализация оснасток требует меньше материальных затрат и обладает большей технологичностью. Проведенные эксперименты с различными длинами микрополосковой линии с использованием дифференциально-фазового метода показали, что данные укладываются в диапазон погрешностей, что говорит о правильности выводов и выводов, полученных в данной работе.

Литература

1. Основы измерения диэлектрических свойств материалов: заметки по применению / Agilent Technologies. – 2010. – 500 с.

2. Measurement and Materials Characterization / L.F. Chen, C.K. Ong, C.P. Neo et al. / Microwave Electronics. – 2006. – 546 p.
 3. Улучшенный резонаторный метод для измерения комплексной диэлектрической проницаемости материалов / М.П. Пархоменко, Д.С. Каленов, Н.А. Федосеев и др. // Радиотехника и электроника. – 2017. – Т. 62, № 7. – С. 651–656.
 4. Определение комплексной диэлектрической проницаемости материалов модифицированным резонаторным методом, построенным на теории малых возмущений, с использованием резонатора отражательного типа / М.П. Пархоменко и др. // Радиотехника и электроника. – 2022. – Т. 67, № 9. – С. 923–930.
 5. Ladbroke P.H. Coupling Errors in Cavity-Resonance Measurements on MIC Dielectrics / P.H. Ladbroke, M.H.N. Potok // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1973. – PP. 560–562.
 6. Howell J.Q. A Quick Accurate Method to Measure the Dielectric Constant of Microwave Integrated-Circuit Substrates // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1976. – PP. 142–144.
 7. Krupka J. Microwave measurements of electromagnetic properties of materials // Materials. – 2021. – Vol. 14, No. 17.
 8. Данилин А.А. Упрощенный метод измерения параметров диэлектриков на СВЧ // Электроника и микроэлектроника СВЧ. – 2018. – Т. 1. – С. 501–504.
 9. Волноводный метод измерений электромагнитных параметров материалов в СВЧ-диапазоне и оценка погрешности измерений / М.П. Пархоменко, Д.С. Каленов, И.С. Еремин и др. // Журнал радиоэлектроники. – 2018. – № 9. – С. 9.
 10. Das N.K. Two Methods for the Measurement of Substrate Dielectric Constant / N.K. Das, S.M. Voda, D.M. Pozar // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – July 1987. – Vol. 35, No. 7.
 11. Lederer G. A transmission line method for the measurement of microwave permittivity and permeability: Royal Signals and Radar Establishment. – U.K., Memo. 4450. – 1990. – PP. 217–320.
 12. Кунрод Д. Определение параметров материалов печатных плат в миллиметровом диапазоне // СВЧ-электроника. – 2019. – № 3. – С. 46–50.
 13. Palecek J. Frequency Dependence Examination of PCB Material FR4 Relative Permittivity / J. Palecek, M. Vestenicy, P. Vestenicy, J. Spalek // 12th IFAC. – 2013. – PP. 25–27.
 14. Ostwald O. Group and Phase Delay Measurements with Vector Network Analyzer ZVR // Rohde & Schwarz Application Note 1EZ35_1E. – 1998. – P. 8.
 15. Руководство по эксплуатации planar обзор 804/1 [Электронный ресурс]: сайт planarchel.ru – URL: https://planarchel.ru/upload/medialibrary/8e0/9bzgn33tpawgcl38gd9ddsuipvge4aci/Part1_8xx_ver22.1.pdf (дата обращения: 10.09.2023).
 16. Datasheet – Rogers RO4003C and RO4350B [Электронный ресурс]: сайт 4pcb.com – URL: https://www.4pcb.com/Rogers_ro4000ds_4.pdf (дата обращения: 12.09.2023).
 17. A Grounded Coplanar Waveguide Technique for Microwave Measurement of Complex Permittivity and Permeability / J. Hu, A. Sliga, C. Chang, S. Lu, R. Settaluri // IEEE transactions on Magnetics. – July 2006. – Vol. 42, No. 7.
 18. Лупанова Е.А. Определение эффективной диэлектрической проницаемости и коэффициента затухания в полосковых линиях передачи // Информационные системы и технологии: сб. матер. XXVII Междунар. науч.-техн. конф. Нижегородского гос. техн. ун-та им. Р.Е. Алексеева. – 2021. – С. 1040–1044.
 19. Овчинников Е.В. Измерение параметров диэлектриков в диапазоне СВЧ методом линии передачи // Электроника и микроэлектроника СВЧ. – 2017. – Т. 1. – С. 584–589.
-

Петененко Яна Алексеевна

Магистрант каф. конструирования узлов и деталей радиоаппаратуры (КУДР) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: yana.petenenko@mail.ru

Тренкаль Евгений Игоревич

Канд. техн. наук, доцент каф. КУДР ТУСУР
Эл. почта: evgenii.i.trenkal@tusur.ru

Поздняков Владислав Сергеевич

Аспирант каф. сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники (СВЧ КР) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: 25pozdneyakov.v.s@gmail.com

С.Н. Полесский, Р.М. Сетдииков, А.Л. Тув, И.Г. Тюрин

Разработка спектрометра гамма-излучений

Спектрометры гамма-излучения – это устройства, предназначенные для измерения энергии и интенсивности гамма-квантов в различных образцах веществ или материалов. Они используются во многих областях науки и техники, включая ядерную физику, медицинскую диагностику, радиохимические исследования и контроль за безопасностью окружающей среды. Рассматриваются конструкция спектрометра гамма-излучения и его принцип работы. Также обсуждается возможность его дальнейшего развития и совершенствования.

Ключевые слова: гамма-излучение, спектрометрия.

Спектрометрия ионизирующих излучений

Спектрометрия и дозиметрия применяются для проведения радиационного сканирования территорий и объектов, измерения мощности амбиентного эквивалента дозы излучения, поиска и идентификации радионуклидов, также могут быть применены в геологии, медицине, астрономии и других областях.

Кроме того, спектроскопические измерения радиационных излучений вызывают все больший интерес в научном сообществе в связи с увеличением количества источников излучения в окружающей среде, таких как атомные электростанции, радиоактивные отходы и рентгеновское излучение [1, 2]. Так как различные способы измерения энергии частиц ионизирующих излучений используются в различных областях, то улучшение приборов данного типа является необходимой задачей.

Задачи работы

Задачей данной работы является разработка прототипа спектрометра, позволяющего оценивать радиационную обстановку (спектр излучения и дозу) в автономном режиме. Были выделены следующие цели:

1. Выбрать детектирующее устройство.
2. Разработать алгоритм работы устройства.
3. Разработать принципиальную схему устройства.

Остальные этапы разработки программно-аппаратного комплекса не являются предметом исследования данной статьи.

Выбор детектирующего устройства

В спектрометрии ионизирующих излучений обычно выделяют 3 типа детекторов для проведения анализа: ионизационные камеры, полупроводниковые детекторы, сцинтилляторы.

Поскольку целью данного исследования является создание прототипа автономного устройства, то все выбранные решения должны быть ограничены по весу и геометрическим параметрам. В ионизационных камерах используются высоковольтные преобразователи, которые требуют высокой мощности, поэтому использование данного типа детекторов не оправдано в портативных. Полупроводниковые детекторы, в свою очередь, требуют наличия системы охлаждения, которая также потребляет значительную мощность. Поэтому при разработке портативного спектрометра был выбран сцинтилляционный тип детектора, который хоть и имеет ряд недостат-

ков, таких как точность, но удовлетворяет остальным требованиям.

После выбора детектора сигналы необходимо преобразовать энергию фотонов к электрическому сигналу. При решении данной задачи используются устройства для регистрирования фотонов света и различные аналоговые схемы.

Разработка алгоритма работы устройства

Работа устройства начинается при прохождении частицы ионизирующего излучения через тело сцинтиллятора [3], молекулы сцинтиллирующего вещества переходят в возбужденное состояние, при возвращении в начальное состояние испускается фотон света, который попадает на кремниевый фотумножитель – устройство, которое позволяет регистрировать световое излучение и представляет собой матрицу лавинных фотодиодов [4]. Вид сигнала фотумножителя приведен на рис. 1.

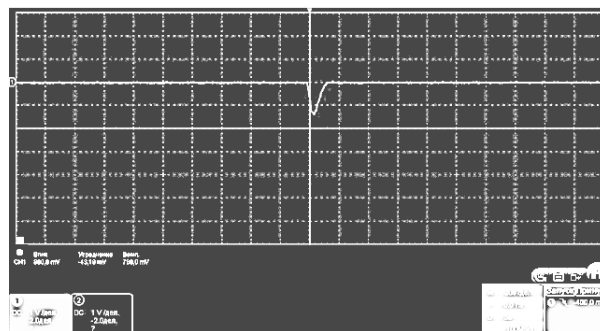


Рис. 1. Форма сигнала фотумножителя

Полезной частью сигнала сцинтиллятора, зарегистрированного фотумножителем, является максимальное значение импульса, с помощью аналоговой схемы это значение определяется и оцифровывается. Устройство обработки инкрементирует счётчик, соответствующий каждому конкретному каналу АЦП. После окончания измерения результирующий спектр выводится в виде графика.

Разработка принципиальной схемы

В качестве задач, выполняемых устройством аналоговой обработки сигнала фотумножителя, необходимо выделить:

1. Приведение амплитуды выходного сигнала до уровня, подходящего для последующего эффективного использования АЦП.
2. Подавление шумов с помощью аналоговых фильтров.

3. Выделение полезной части сигнала.

Самой сложной задачей является выделение полезной части сигнала, длительность которого составляет порядка 1 мкс, и необходимость добиться возможности оцифровывать сигналы с частотой, близкой к 1 МГц. Поэтому в работе необходимо использовать операционные усилители, которые работают с частотой не менее 50 МГц. Низкие токи утечки, питание обеих полярностей, возможность корректной работы при напряжениях, которые близки к напряжению питания, обусловлены особенностями схемы.

Для преобразования аналогового сигнала в цифровой формат используется АЦП. Исходя из поставленных требований, частота работы АЦП должна быть не менее 1 МГц, а разрешение не менее 8 бит.

Разрабатываемая схема включения микроконтроллера для обработки полученной информации, а также схемы, обеспечивающие вывод результатов и задающие необходимые уровни напряжений, в данной работе не рассматриваются.

Аналоговая схема позволяет детектировать максимальное значение импульса. Схема работает по принципам, описанным далее.

На рис. 2 Vbias – источник высокого напряжения, необходимый для работы фотумножителя DD1. Подключение Vbias к DD1 осуществляется посредством RC-фильтра высокого порядка, который подавляет электромагнитные помехи. Схематически фотумножитель является источником тока, поэтому для дальнейших преобразований используется преобразователь «ток–напряжение» на операционном усилителе DA1.1. Сигнал Diode является выходным сигналом данного каскада.

В схеме на рис. 3 сигнал Diode подается на фильтр Саллена–Ки, реализованный на операционных усилителях DA3.1 и DA2.1. Конденсатор и резисторы подбираются с помощью систем моделирования, а также опытным путем таким образом, чтобы сигнал на выходе фильтра был на десятки наносекунд сдвинут по фазе относительно входного с максимальным сохранением амплитуды сигнала. Два сигнала – сигнал фотоумножителя и этот же сигнал, но со смещенной фазовой характеристикой – вычитаются дифференциальным усилителем на операционном усилителе DA1.2.

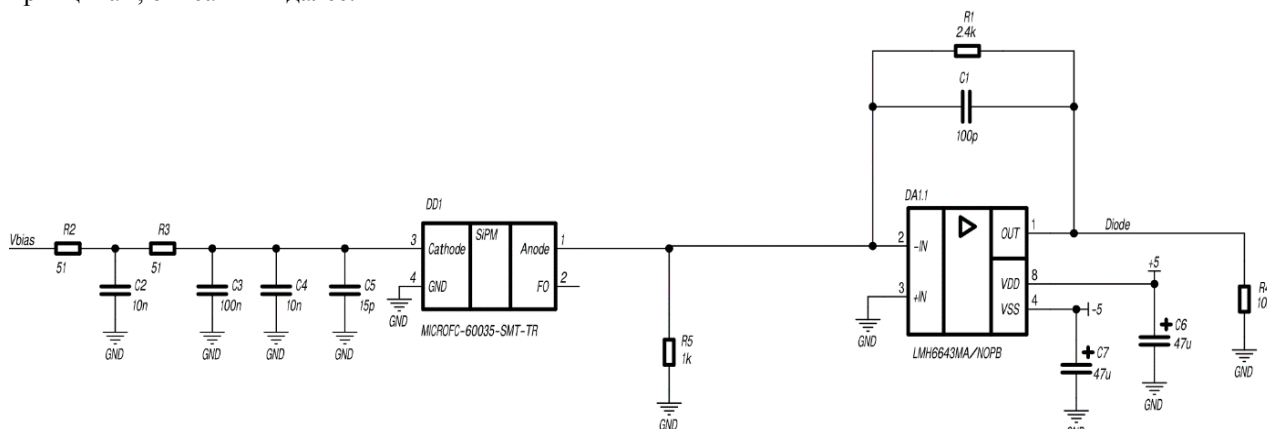


Рис. 2. Схема подключения фотоумножителя

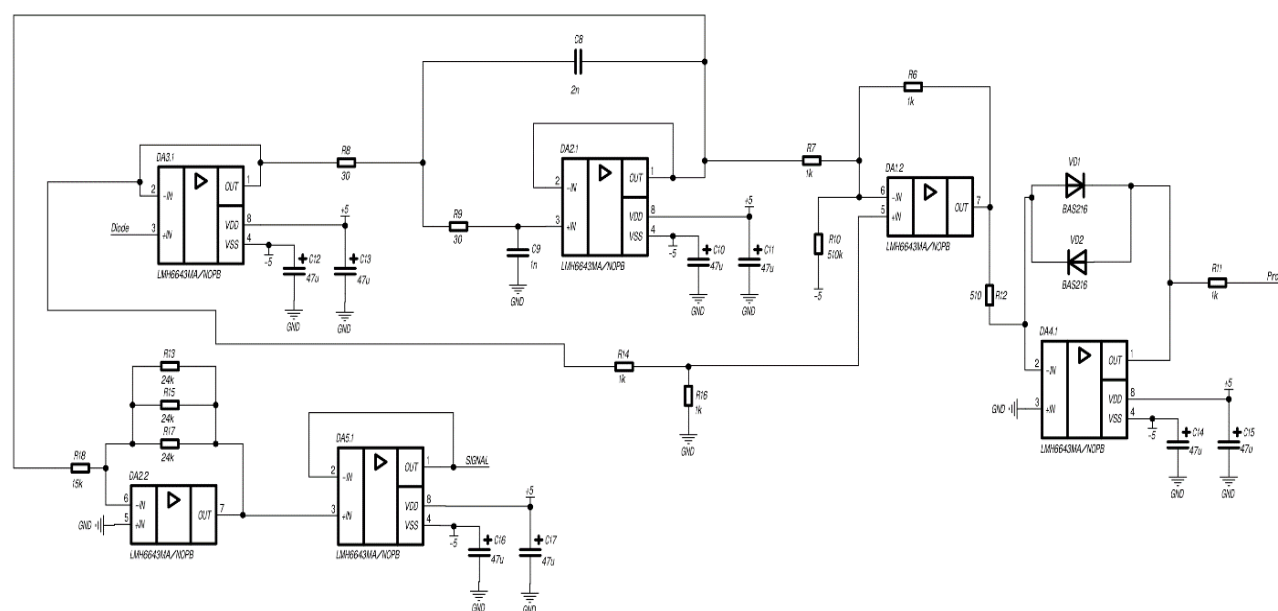


Рис. 3. Схема обработки

Для достижения корректной работы схемы итоговый сигнал дифференциального усилителя должен быть отрицательным при отсутствии токового импульса фотоумножителя, для этого добавляется резистор R10. Разностный сигнала подается на логарифмический усилитель для уменьшения влияния амплитуды входного сигнала на работу устройства. Используется схема с включением двух диодов для того, чтобы избежать перехода операционного усилителя в насыщенное состояние.

Сигнал с фильтра Саллена–Ки инвертируется и масштабируется для дальнейшей обработки.

При изменении знака сигнала логарифмического усилителя срабатывает высокоскоростной компаратор DA3 (рис. 4), по сигналу которого срабатывает аналоговый ключ и сохраняет текущее значение входного сигнала. Итак, сигнал компаратора DA3 для начала оцифровки вырабатывается сразу после достижения максимального значения сигнала. Для реализации подобной схемы в качестве буфера используется операционный усилитель с полевыми транзисторами на входе, что позволяет уменьшить влияние собственных токов утечки операционного усилителя.

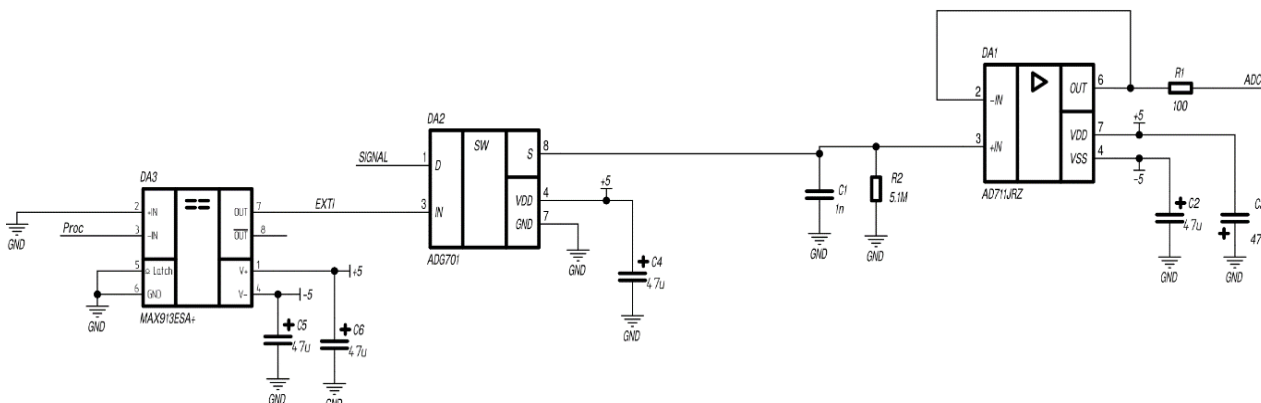


Рис. 4. Схема выборки-хранения

Таким образом, сигнал, подаваемый на АЦП микроконтроллера, показан на рис. 5. Так как максимальное значение сигнала спадает за время порядка 250 мкс, то этого достаточно для точной оцифровки с помощью АЦП за скоростью счёта в 1 МГц.

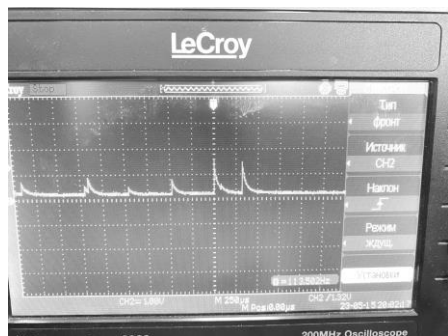


Рис. 5. Выходной сигнал аналоговой схемы

Рассчитанное значение энергетического разрешения спектрометра в данной работе составило примерно 16,2%, улучшение данного параметра является предметом дальнейшей работы и исследований.

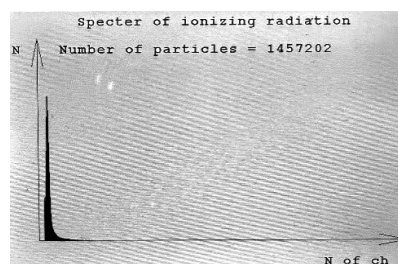


Рис. 6. Спектр америция

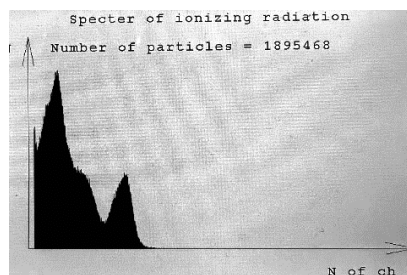


Рис. 7. Спектр цезия

Результаты и выводы

Таким образом, преимущество устройства заключается в том, что сигнал оцифровывается при достижении максимального значения, что позволяет регистрировать большее количество частиц по сравнению с конкурентными решениями. Спектрограммы изотопа Am-241 и изотопа Cs-137 представлены на рис. 6 и 7.

Энергетическое разрешение спектрометра – характеристика, показывающая возможность прибора различать линии, близкие по энергетическому уровню, измеряется относительно уровня изотопа Cs-137. У сцинтилляционных спектрометров из-за особенностей кристаллов эта величина порядка 10%.

Литература

1. Madureira J. et al. Ionizing radiation for treatment of pharmaceutical compounds: A review // Journal of Water Process Engineering. Elsevier. – 2022. – Vol. 49. – P. 103179.
2. Determination of Minerals Concentration (Na and K) and Radioactivity in Table Salt Samples Collected from Local Market in El-Beida City [Электронный ресурс]. – URL: https://www.researchgate.net/publication/369010590_

Determination_of_Minerals_Concentration_Na_and_K_and_Radioactivity_in_Table_Salt_Samples_Collected_from_Local_Market_in_El-Beida_City (дата обращения: 12.03.2023).

3. Krebs A.T. Early history of the scintillation counter // Science (1979) // American Association for the Advancement of Science. – 1955. – Vol. 122, No. 3157. – PP. 17–18.

4. Čubová K. Synthesis of inorganic nanoparticles by ionizing radiation – a review / K. Čubová, V. Čuba // Radiation Physics and Chemistry. Pergamon. – 2020. – Vol. 169. – P. 108774.

Полесский Сергей Николаевич

Канд. техн. наук, доцент департамента компьютерной инженерии Московского института электроники и математики им. А.Н. Тихонова НИУ ВШЭ
Эл. почта: spolessky@hse.ru

Сетдигов Ринат Маратович

Магистр Московского института электроники и математики им. А.Н. Тихонова НИУ ВШЭ
Эл. почта: rmsetdikov@edu.hse.ru

Тув Александр Леонидович

Ст. преп. департамента компьютерной инженерии Московского института электроники и математики им. А.Н. Тихонова НИУ ВШЭ
Эл. почта: atuv@hse.ru

Тюрин Иван Геннадиевич

Магистр Московского института электроники и математики им. А.Н. Тихонова НИУ ВШЭ
Эл. почта: igtyurin@edu.hse.ru

Д.Г. Рыбаков, А.Н. Беликов, В.Ф. Алексеев

Применение метода конечных элементов при анализе физических процессов, протекающих в системе мониторинга окружающей среды в программе SolidWorks Simulation

Исследовано влияние физических процессов, протекающих в системе мониторинга окружающей среды в программном продукте SolidWorks Simulation посредством применения метода конечных элементов. Разработаны три варианта компоновки радиоэлементов на печатной плате электронного модуля и исследованы закономерности влияния на результат габаритных размеров, толщины основания и способа закрепления печатной платы.

Ключевые слова: механические процессы, печатная плата, электронный модуль.

При разработке различных технических средств нужно пристальное внимание уделять большому количеству факторов, которые могут оказать критическое влияние на работоспособность устройства. В процессе эксплуатации РЭУ подвергается воздействию вибраций, ударов и линейных ускорений, а также имеет место выделение избыточной тепловой энергии. Проблема отведения тепловой энергии от высокомошных компонентов является довольно серьезной, так как многие компоненты на печатной плате подвержены перегреву. В этом случае предусмотрена возможность использования дополнительного охлаждения устройства. Выделяют пассивные (радиаторы, тепловые трубки) и активные (вентиляторы) системы охлаждения, выбор которых зависит от конкретного типа устройства и его технических параметров [1–5].

Механические нагрузки являются одними из самых дестабилизирующих факторов, поэтому для того, чтобы оценить влияние того или иного фактора, нужно произвести моделирование системы и выявить поведение конструкции, а в случае отрицательного отклика принять меры по устранению данной проблемы [1–5].

Метод конечных элементов (МКЭ) – основной подход к анализу напряженно-деформированного состояния, лежащий в основе подавляющего большинства современных САЕ-систем, предназначенных для выполнения расчетов на прочность различных конструкций посредством численных алгоритмов на ЭВМ. МКЭ используется не только в области прочностных расчетов, но и для решения задач во многих других сферах, например для решения задач теплопроводности, гидродинамики, электромагнетизма и др. Суть метода заключается в том, что область, занимаемая конструкцией, разбивается на некоторое число малых, но конечных по размерам под областей [6].

В работе рассматривается печатная плата электронного модуля системы мониторинга окружающей среды на базе встроенного модуля ESP32 DEVKITS, схема электрическая принципиальная которого взята из журнала «Elector» № 1 за 2020 г. [7].

Исходные данные

Для исследования влияния габаритных размеров печатной платы, размещения элементов на ней, а

также способа закрепления на процессы физического воздействия на электронный модуль спроектировано три варианта компоновки элементов на печатной плате.

В первом и втором вариантах размещения элементов было использовано основание печатной платы (ПП) размером $120 \times 100 \times 1,6$ мм, а в третьем – $150 \times 75 \times 1,6$ мм. В качестве материала основания был выбран стеклотекстолит FR-4.

Для возможности создания сетки и уменьшения времени расчета процессов модели были упрощены. Были удалены мелкие детали (SMD-компоненты в корпусе 0402, 0603, 0804 и 1206), выводы некоторых электролитических конденсаторов и транзисторов. Упрощены мелкие вырезы и пазы на всех элементах. Данные изменения не повлияют на результаты моделирования.

На рис. 1 представлены три варианта компоновки печатных плат, которые были спроектированы в программе SolidWorks.

Для исследования механических процессов был выбран частотный анализ электронного модуля.

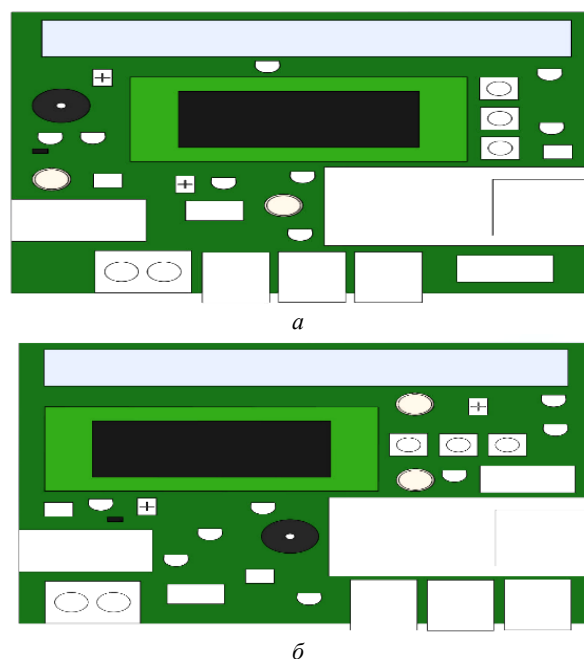


Рис. 1 (начало)

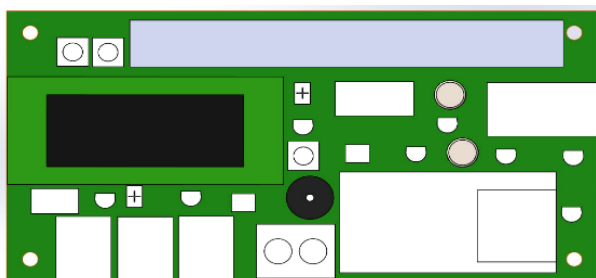


Рис. 1 (окончание). Первый (а), второй (б) и третий (в) варианты модели печатной платы (виды сверху)

При анализе печатной платы её собственная частота не должна совпадать с частотой вибрации, действующей на устройство, так как произойдет явление резонанса – совпадение внешней частоты с собственной частотой печатной платы, которое оказывает дестабилизирующее влияние на устройство в целом.

Исходные данные для расчёта собственных частот конструкции:

- габариты печатной платы. В первом и втором вариантах компоновки используется основание размером $120 \times 100 \times 1,6$ мм, в третьем – $150 \times 75 \times 1,6$ мм;
- материалы, применяемые к элементам электронного модуля (табл. 1);
- способ закрепления печатной платы. В первом варианте будет осуществлено закрепление по двум коротким граням, во втором – по всему периметру, в третьем – по четырем крепежным отверстиям;
- влияющая частота. В соответствии с классом РЭС рассматриваемого устройства было выбрано значение 10–70 Гц [9].

Таблица 1

Свойства материалов [8]

Материал	Плотность, кг/м ³	Модуль упругости, ГПа	Коэффициент Пуассона
Стеклотекстолит FR-4	1850	21,00	0,22
Пластик	1020	2,41	0,394
Керамика	2300	220,59	0,220
Алюминий 1060	2700	69,00	0,330
Железо	7870	190,00	0,22

Далее необходимо задать граничные условия. В случае исследования на собственные частоты это указание точек, в которых будет закреплена печатная плата. Так как программное обеспечение, используемое при моделировании, производит расчёт физических явлений методом конечных элементов, при каждом новом исследовании необходимо строить конечно-элементную сетку. Пример задания способа закрепления и построения сетки показан на рис. 2, 3.

Далее на рис. 4 представлены результаты исследования конструкции на собственные частоты для каждого из вариантов компоновки элементов на печатной плате электронного модуля системы мониторинга окружающей среды в программе SolidWorks Simulation.

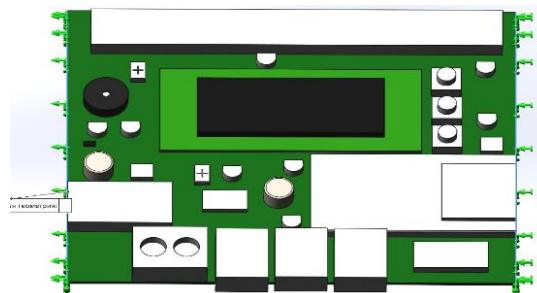


Рис. 2. Задание точек крепления

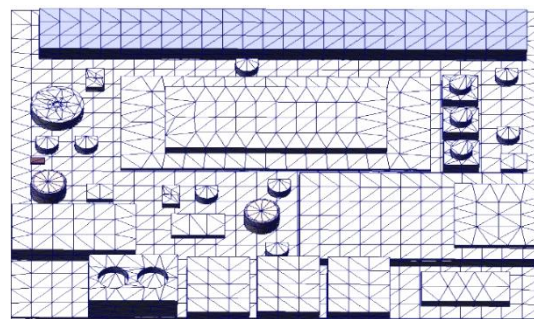
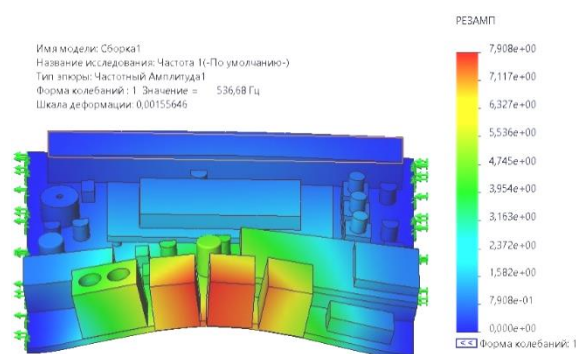
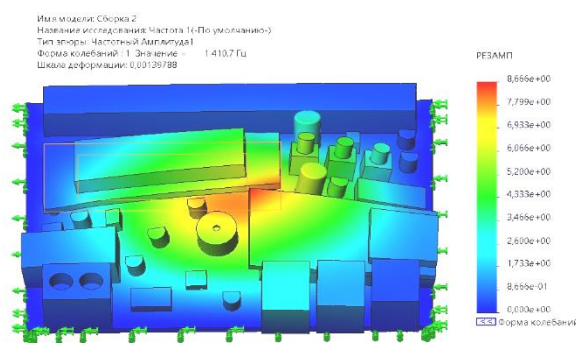


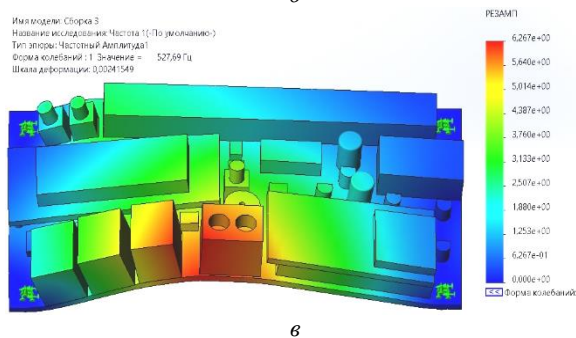
Рис. 3. Конечно-элементная сетка



а



б



в

Рис. 4. Частотные анализы первого (а), второго (б) и третьего (в) вариантов ПП в SolidWorks

Из результатов моделирования видно, что значения собственных частот всех трёх конструкций являются приемлемыми, так как значительно превышают максимальную воздействующую частоту.

Заключение

В итоге было выполнено моделирование физических процессов, протекающих в модуле системы мониторинга окружающей среды на примере частотного анализа. Была получена собственная (резонансная) частота конструкции для трех вариантов компоновки радиоэлементов на печатной плате. Результаты моделирования сведены в табл. 2.

Таблица 2

Результаты частотного анализа печатной платы

Значение собственной частоты, Гц		
Компоновка № 1	Компоновка № 2	Компоновка № 3
536	1410	527

Данные значения значительно превышают диапазон влияющих частот, поэтому устройство может использоваться на практике.

Литература

1. Каленкович Н.И. Механические воздействия и защита РЭС / Н.И. Каленкович, Е.П. Фастовец, Ю.В. Шамгин. – Минск: Высшая школа, 1989. – 244 с.
2. Алексеев В.Ф. и др. Применение метода конечных элементов для моделирования электростатического разряда при испытаниях средств медицинской электроники // Медэлектроника–2014. Средства медицинской электроники и новые медицинские технологии: сб. науч. статей VIII Междунар. науч.-техн. конф., Минск, 10–11 декабря 2014 г. – Минск: БГУИР, 2014. – С. 166–169.
3. Оптимизация теплового режима приемопередающего устройства по результатам моделирования тепловых процессов в среде SolidWorks Flow Simulation / Г.А. Пис-

кун, В.Ф. Алексеев, П.С. Романовский, А.А. Стануль // Znanstvena misel (Словения). – 2019. – № 1 (35). – С. 47–60.

4. Моделирование распределения температуры в токоведущих элементах интегральных микросхем в результате воздействия электростатических разрядов / Г.А. Пискун, В.Ф. Алексеев, В.Л. Ланин, В.Г. Левин // Доклады БГУИР. – 2014. – № 4 (82). – С. 16–22.

5. Advanced thermal design of electronic equipment / Ralph Remsburg. – Springer New York, NY, 1998. – 589 p.

6. Метод конечных элементов в САЕ [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://ppt-online.org/270175> (дата обращения: 22.08.2023).

7. Lehmann G. Extendable Environmental Monitoring System // Elektor. – 2020. – № 1. – PP. 28–35.

8. Справка по SolidWorks [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://help.solidworks.com> (дата обращения: 22.08.2023).

9. Пирогова Е.В. Проектирование и технология печатных плат: учебник. – М.: ФОРУМ, 2005. – 560 с.

Рыбаков Дмитрий Григорьевич

Студент каф. проектирования информационных и компьютерных систем (ПИКС) Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (БГУИР)
Эл. почта: dmitry_ryb10@mail.ru

Беликов Андрей Николаевич

Студент каф. ПИКС БГУИР
Эл. почта: andrech1406@gmail.com

Алексеев Виктор Федорович

Доцент каф. ПИКС БГУИР
Эл. почта: v.alekseev@bsuir.by

А.Н. Беликов, Д.Г. Рыбаков, Г.А. Пискун

Моделирование распределения тепловой энергии в печатной плате светового будильника в программной среде COMSOL Multiphysics

Спроектирована трехмерная модель печатной платы электронного модуля светового будильника с размещенными на ней радиоэлектронными компонентами. В программной среде COMSOL Multiphysics осуществлено поэтапное моделирование тепловых процессов, протекающих в устройстве, получены результаты и проведен анализ с целью выявления оптимальной рабочей температуры во избежание перегрева конструкции.

Ключевые слова: тепловые процессы, световой будильник, моделирование, перегрев.

В современной радиоэлектронике и радиотехнике есть необходимость в разработке высокоэффективных, но в то же время надежных конструкций, поэтому инженеры стремятся достичь максимального результата при наименьших затратах, т.е. стараются микроминиатюризировать разрабатываемое устройство. В этом случае возникает задача совершенствования схемотехнических, конструкторских, а также технологических методов разработки.

В такой ситуации более острой становится проблема теплоотвода от мощных компонентов электронного модуля, так как при меньших габаритах конструкции размеры нагретой зоны по отношению к корпусу будут увеличены, что неблагоприятно может сказаться на работоспособности устройства в целом. Во избежание такого рода инцидентов на начальном этапе проектирования необходимо предусмотреть определенный способ охлаждения, также называемый системой охлаждения, которая бывает пассивной и активной. В пассивных системах охлаждение достигается за счет стационарных компонентов, таких как радиаторы и тепловые трубки, а в активных используются движущие части (вентиляторы охлаждения). Использование того или иного способа отведения тепловой энергии зависит от мощности компонентов, технических требований к конструкции, условий эксплуатации и т.д. [1–5].

Пакет COMSOL Multiphysics – это интегрированная платформа для моделирования, включающая в себя все его этапы: от создания геометрии, определения свойств материалов и описания физических явлений до настройки решения и процесса постобработки, что позволяет получать тонкие и надежные результаты. Единство продукта, низкие системные требования, интуитивно понятный и приятный интерфейс, библиотека встроенных материалов и наличие на официальном сайте обучающих видео являются достоинствами данного программного продукта [6].

Проектируемым устройством в данной работе является плата светового будильника на базе микроконтроллера ATmega168. Назначением будильника является подача в заданный момент времени светового и звукового сигналов. В качестве источника света используется лампа накаливания, звука – маломощный динамик. Схема электрическая принци-

пиальная взята из [7]. В выбранной программной среде COMSOL Multiphysics будет проведено моделирование тепловых процессов, протекающих в конкретном устройстве.

Исходные данные

Исходными данными для проведения моделирования тепловых процессов являются:

1. Материалы, применяемые к элементам электронного модуля (табл. 1).
2. Температура окружающей среды исходя из ГОСТ 15150 УХЛ 4.2-313 К.
3. Величина коэффициента конвективной теплоотдачи – 25 Вт/(м²·К).
4. Рассеиваемые мощности элементов (табл. 2).
5. Размер печатной платы: 90×90×1,6 мм.

Таблица 1

Свойства материалов [8]

Материал	Массовая плотность, кг/м ³	Теплопроводность, Вт/(м·К)	Предел прочности, Н/м ² , ×10 ⁸
FR-4	1850	0,25	5
Алюминий	2700	30	6
Оксид алюминия	1520	24	3,3
Пластик	1080	0,26	0,3

Таблица 2

Параметры элементов [9, 10]

Элемент	Рассеиваемая мощность, Вт
Диодный мост BC40C1500	2
Микросхема ATmega168	5

Результаты моделирования и их обсуждение

Для последующего анализа влияния тепловых процессов в световом будильнике была создана трехмерная модель печатной платы, изображенной на рис. 1.

Алгоритм моделирования тепловых процессов в COMSOL Multiphysics:

1. Запустить программу, в появившемся окне выбрать Model Wizard. На этапе выбора физики процесса добавить в проект физику теплопереноса в твердых телах (Heat Transfer in Solids). Выбрать стационарный решатель (рис. 2).

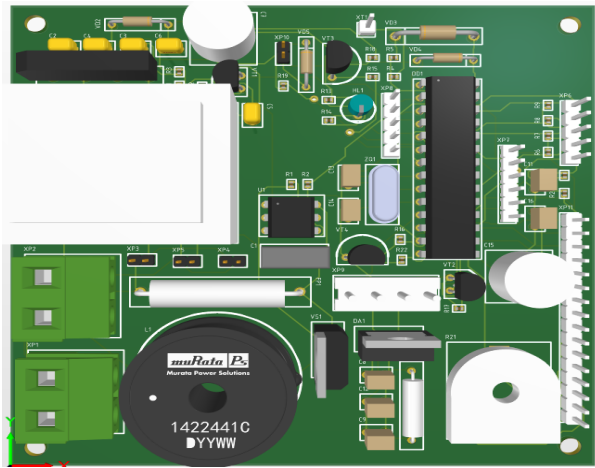


Рис. 1. Электронный модуль светового будильника (вид сверху)

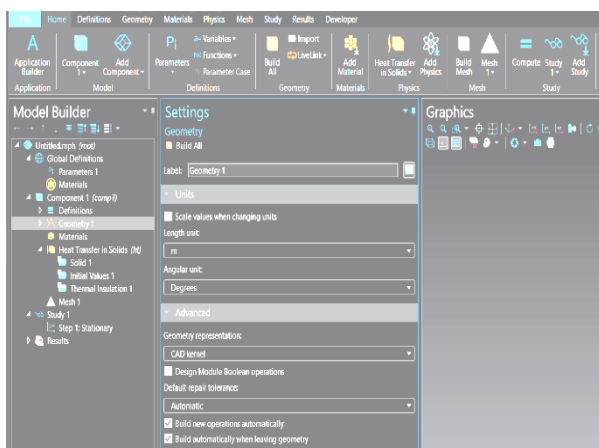


Рис. 2. Созданный проект в COMSOL Multiphysics

2. В разделе Geometry создать трехмерную модель либо импортировать уже существующую, нажать кнопку Build All Objects (рис. 3).

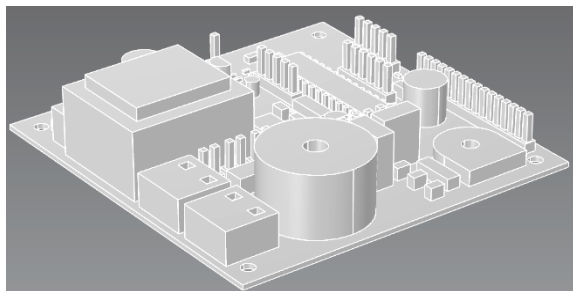


Рис. 3. Импортированная модель в COMSOL Multiphysics

3. Во вкладке Materials нажать кнопку Add Material from Library, где применить к элементам необходимые материалы.

4. Описание граничных условий проводится в разделе Physics. Для описания модели потребуется внести в модель воздействия, определяющие тепловой режим. Конвекция описывается инструментом Heat Flux. Для настройки этого воздействия в окне Settings необходимо выбрать опцию Convective heat flux. Параметр Heat transfer coefficient определяет интенсивность обмена энергией нагретого тела с окружающим воздушным пространством в условиях

естественной конвекции. Параметр External temperature определяет температуру окружающего воздуха. Теплонагруженные элементы описываются граничным условием Heat Source. Для описания термогенерации через рассеиваемую мощность следует выбрать способ задания нагрузки как Overall heat transfer rate, предварительно выбрав на трехмерной модели необходимые элементы.

5. Далее следует настройка сетки. В разделе Settings подпункта дерева проекта Mesh следует выбрать точность сетки (рис. 4).

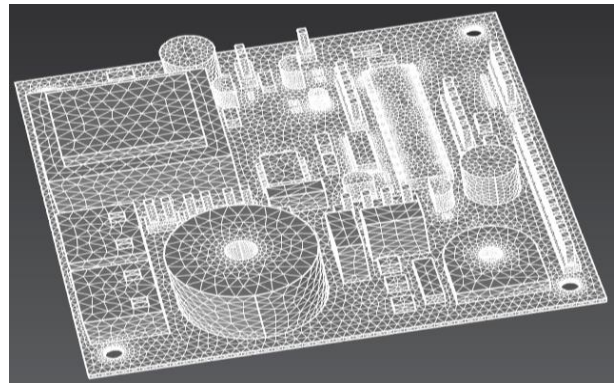


Рис. 4. Результат построения сетки

6. Решение проекта запустить кнопкой Compute из раздела Home. Результат проведения моделирования тепловых процессов в COMSOL Multiphysics для третьего варианта компоновки изображен на рис. 5.

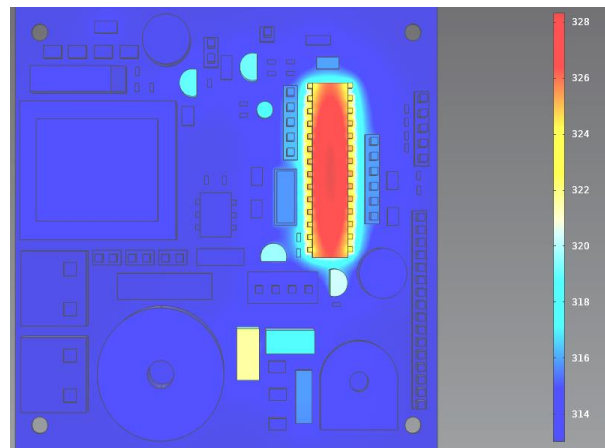


Рис. 5. Результат моделирования тепловых процессов

Результаты моделирования тепловых процессов можно свести к максимальному значению температуры, которое составило 328 K, наиболее теплонагруженным элементом является микропроцессор ATmega168. При окружающей температуре 313 K перегрев данного элемента составляет 15 K. Тем не менее полученное значение попадает в диапазон рабочих температур, и это предполагает, что устройство будет оставаться работоспособным и выполнять свои функции без потери в качестве и надежности.

Заключение

В результате работы проведен анализ электронного модуля на воздействие тепловых нагрузок в

системе COMSOL Multiphysics, получено значение температуры 328 К, что является адекватным для данного устройства, которое может в дальнейшем эксплуатироваться по назначению.

Литература

1. Дульнев Г.Н., Парфенов В.Г., Сигалов А.В. Методы расчета тепловых режимов прибора. – М.: Радио и связь, 1990. – 312 с.
2. Моделирование джоулева нагрева в среде COMSOL Multiphysics / В.Ф. Алексеев и др. // Доклады БГУИР. – 2018. – № 7 (117). – С. 90–91.
3. Алексеев В.Ф. Методика численного моделирования тепловых процессов в микроэлектронных структурах / В.Ф. Алексеев, Д.В. Лихачевский, Г.А. Пискун // BIG DATA и анализ высокого уровня: сб. матер. VI Междунар. науч.-практ. конф., Минск, 20–21 мая 2020 г.: в 3 ч. – Ч. 3. – Минск: Бестпринт, 2020. – С. 34–37.
4. Шершень А.А. Моделирование тепловых процессов в программной среде FLOW SIMULATION / А.А. Шершень, Г.А. Пискун // Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций «РТ – 2013»: матер. 9-й Междунар. молодежной науч.-техн. конф. – Севастополь, 2013. – 370 с.
5. Моделирование отведения тепловой энергии от процессоров при помощи кулеров воздушного охлаждения / Г.А. Пискун и др. // Доклады БГУИР. – 2023. – Т. 21, № 4. – С. 54–62. – <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-4-54-62>.
6. COMSOL // Преимущества и недостатки специализированных пакетов в образовательном процессе [Электронный ресурс]. – 2022. – Режим доступа: <https://www.comsol.ru/comsol-multiphysics>. (дата обращения: 20.08.2023).
7. Terjung A. Gentle Awakenings. Programmed sunrise // Elektor Electronics. – 2011. – No. 410. – PP.18–22.
8. Справка по SolidWorks [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://help.solidworks.com> (дата обращения: 22.08.2023).
9. Reichelt electronic – The best part of your project [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.reichelt.de/flach-brueckengleichrichter-80-vrrm-1-5a-raster-5-0-b40c1500a-p260217.html> (дата обращения: 23.08.2023).
10. ATMEGA168 Datasheet // ATMEL Corporation [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://pdf1.all-datasheet.com/datasheet-pdf/view/83753/ATMEL/ATMEGA168.html> (дата обращения: 25.08.2023).

Беликов Андрей Николаевич

Студент каф. проектирования информационных и компьютерных систем (ПИКС)
Белорусского государственного университета
информатики и радиоэлектроники (БГУИР)
Эл. почта: andrech1406@gmail.com

Рыбаков Дмитрий Григорьевич

Студент каф. ПИКС БГУИР
Эл. почта: dmitry_ryb10@mail.ru

Пискун Геннадий Адамович

Доцент каф. ПИКС БГУИР
Эл. почта: piskun@bsuir.by

С.Г. Еханин, А.В. Кинах, А.С. Степанова, С.С. Сафонов

Исследование фотоэлектрических откликов светодиодных гетероструктур на основе GaN

Представлены результаты исследований зависимостей фотоэлектрических откликов от обратного напряжения светоизлучающих диодов (СИД) с гетероструктурой на основе GaN. Обнаружены характерные особенности (всплески) на измеренных ВАХ во время воздействия на образцы СИД слабой широкополосной подсветкой. Экспериментально установлена связь всплесков электропроводности и фотоэлектрических откликов, появляющихся при увеличении обратного напряжения в связи с пересечением слоев интерфейса границами пространственного заряда p - n -перехода.

Ключевые слова: светодиодные гетероструктуры, фотоэлектрические отклики, вольт-амперные характеристики.

Светодиодные гетероструктуры InGaN/GaN с множественными квантовыми ямами (МКЯ) широко используются в системах светодиодного освещения [1]. Однако нерешенными остаются технологические и конструкторские проблемы, связанные с увеличением эффективности СИД. Это, в первую очередь, относится к качеству и размерам слоёв активной области гетероструктуры, обеспечивающих эффективную работу квантовых ям.

Главным этапом является разработка более эффективных методов контроля качества гетероструктур InGaN/GaN с МКЯ. В последнее время широкое распространение получили адмиттансные методы исследования гетероструктур [2–4], в частности метод диагностики, основанный на анализе вольт-фарадных характеристик [5, 6]. Этот метод позволяет выявить распределение свободных носителей заряда в гетероструктуре InGaN/GaN с МКЯ, что дает информацию о качестве и местоположении каждой квантовой ямы и барьерных слоев.

Чувствительность данного метода можно значительно увеличить, если сочетать адмиттансные измерения с оптическим возбуждением гетероструктуры на определенной длине волны. При этом энергия фотонов, попадающих на гетероструктуру, должна соответствовать ширине запрещенной зоны слоев InGaN, но быть меньше ширины запрещенной зоны барьеров GaN [7]. Таким образом, поглощение света и генерация носителей заряда будут происходить только в областях квантовых ям.

В работе [8] было показано, что при условиях достаточно малого времени жизни неравновесных носителей и низкого уровня фотовозбуждения фотоотклик границ гетероструктур на несколько порядков сильнее откликов квантовых ям. Ожидается, что в условиях низкого фотовозбуждения можно получать фотоэлектрические отклики не от самих квантовых ям, а от их границ с барьерными слоями, что, на наш взгляд, даст более подробную картину о качестве гетероструктуры с МКЯ.

Таким образом, в данной работе приведены результаты исследований фотоэлектрических откликов СИД с гетероструктурой на основе GaN при слабом световом воздействии.

Образец исследования, описание установки и методика эксперимента

В качестве исследуемых образцов были использованы образцы СИД на основе нитрида галлия, изготовленные по разным технологиям и дизайнам: flip-chip СИД разной мощности, двойные кристаллы SPM A2R9 PLANAR и lift-off СИД.

Фотоэлектрические характеристики измерялись с помощью установки на рис. 1. К образцу СИД подключались электроды прибора, осуществляющего автоматизированные измерения ВАХ. Одновременно с измерением ВАХ на образец СИД осуществлялась постоянная подсветка узкополосным излучением такого же светодиода, что и светодиод, выбранный для исследования. При широкополосной подсветке использовалось потолочное освещение люминесцентных ламп или рассеянное естественное освещение из окон лаборатории.

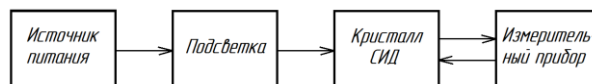


Рис. 1. Структурная схема экспериментальной установки для снятия фотоэлектрических характеристик

Для измерения ВАХ использовался прецизионный параметрический анализатор Keysight B2912A – прибор, сочетающий в себе возможности четырехквadrантного источника и измерителя напряжений и токов [9].

Результаты эксперимента и обсуждение

На рис. 2 показаны прямые ветви ВАХ, измеренных в темноте после выключения потолочного освещения, так как настройки производились при включенном освещении (верхний свет в лаборатории).

Из рис. 2 видно, что зависимости одна выше другой и параллельны. Первая ВАХ выше второй, так как, по-видимому, влияние освещения на проводимость гетероструктуры в первом случае после выключения освещения еще осталось. Это можно объяснить тем, что в результате фотоэффекта в квантовых ямах возникли носители заряда. При этом фотоэффект должен вызывать повышенную концентрацию носителей заряда в квантовой яме, но данный эффект возникает при непрерывном освещении.

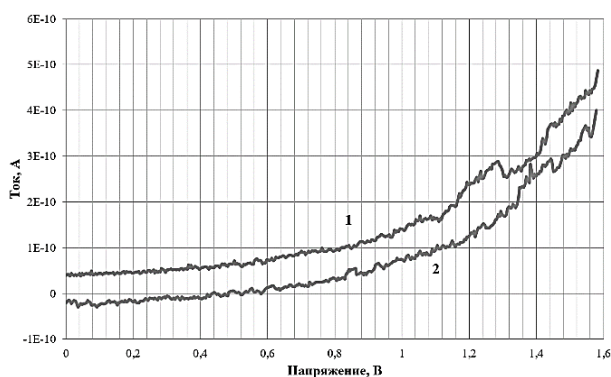


Рис. 2. Вольт-амперные характеристики, полученные в темноте после выключения потолочного освещения: 1 – ВАХ, измеренная в темноте сразу после выключения освещения; 2 – ВАХ, измеренная в таких же условиях, но через несколько минут после измерения первой (релаксация после выключения освещения)

При данном эксперименте освещение выключено, концентрация носителей заряда должна очень быстро уменьшаться со временем (термализация). Кроме того, само измерение ВАХ длится довольно долго (в режиме long при 1000 точек измерений около 5 мин). То есть фотоэффект должен вызывать секундное (миллисекундное) влияние на ВАХ. Включили свет – есть ток, выключили – нет тока.

Однако в данном случае играет роль не увеличение проводимости за счет фотоэффекта, а что-то другое, но тоже влияющее на электропроводность. Очевидно, это величина барьера на границе квантовой ямы.

При широкополосном освещении наблюдался фотоэффект не только в квантовых ямах, но и в барьерных слоях. Дополнительные носители заряда со временем могли захватиться на ловушки (локализоваться) и создать объемные заряды, препятствующие проводимости, что и наблюдается при повторном измерении ВАХ.

Кроме того, при протекании довольно большого тока во время измерения ВАХ и при наличии освещения на границах квантовых ям будут образовываться дополнительные объемные заряды, изменяющие величину потенциального барьера. Тот, в свою очередь, будет влиять на ток, тем более на процесс туннелирования. Сразу после выключения освещения ток уменьшился (фотоэффект пропал), но величина барьера увеличена, значит, следующая ВАХ сдвинется в область больших напряжений (вправо по сравнению с обычным состоянием).

При выдержке гетероструктуры во времени объемный заряд может рассасываться и ВАХ возвращается в обычное состояние. Поскольку уровни, на которых могут локализовываться носители, глубокие, поэтому на этот процесс уходит много времени.

Как видно из рис. 3, на обратной ВАХ, полученной при слабом рассеянном освещении, четко видны всплески тока разной полярности.

По-видимому, на данной ВАХ видны всплески электропроводности, являющиеся фотооткликами гетерограниц, появившимися при пересечении гра-

ницей области пространственного заряда p - n -перехода.

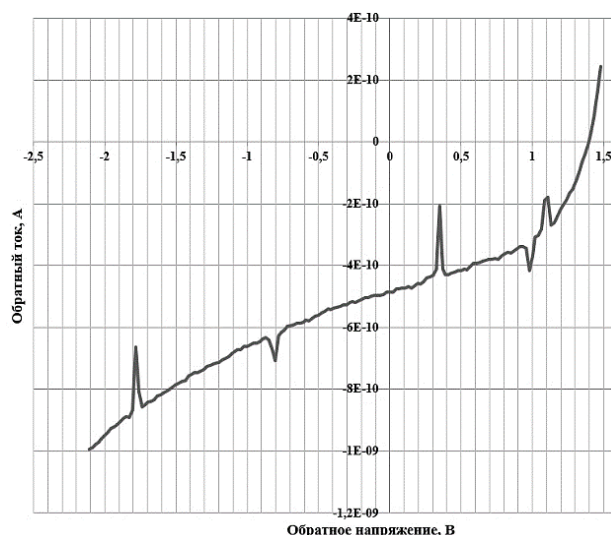


Рис. 3. Вольт-амперная характеристика, полученная при подсветке образца СИД рассеянным светом из окон лаборатории

На возможность подобного эффекта указывалось в [8]. В данной работе указывалось, «что фотопроводимость в однородных слоях гетероструктуры в обычных условиях определяется изменением при освещении ширины и величины поверхностного и внутреннего барьеров слоя или толщины квазинейтральной области».

Заключение

Таким образом, было показано, что в условиях слабой широкополосной подсветки барьерная фотопроводимость гетероструктуры СИД с МКЯ может существенно превышать объемную и что строение гетероструктуры СИД можно выявлять при слабых уровнях подсветки щадящим способом.

Выражаем благодарность сотрудникам АО «НИИПП» С.А. Санько, М.И. Воротникову, Д.И. Засухину за предоставленные образцы СИД для исследований, а также за участие в обсуждении результатов.

Литература

1. Шуберт Ф. Светодиоды: пер. с англ. / под ред. А.Э. Юновича. – 2-е изд. – М.: Физматлит, 2008. – 496 с.
2. Зубков В.И. Диагностика полупроводниковых наногетероструктур методами спектроскопии адмиттанса. – СПб.: Элмор, 2007.
3. Zubkov V.I. Voltage-capacitance and admittance investigations of electron states in self-organized InAs/GaAs quantum dots / V.I. Zubkov, C.M.A. Kapteyn, A.V. Solomonov // J. Phys.: Condens. Matter. – 2005. – Vol. 17. – PP. 2435–2442.
4. Кучерова О.В. Неразрушающая диагностика наногетероструктур с множественными квантовыми ямами InGaN/GaN методом температурной спектроскопии адмиттанса / О.В. Кучерова, Зубков, Е.О. Цвелев // Завод. лаб. Диаг. мат. – Т. 76, № 2. – С. 24.
5. Наблюдение локализованных центров с аномальным поведением в светоизлучающих гетероструктурах с множественными квантовыми ямами InGaN/GaN /

О.В. Кучерова, В.И. Зубков, А.В. Соломонов, Д.В. Давыдов // ФТП. – 2010. – Т. 44. – 352 с.

6. Determination of band offsets in strained $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}/\text{GaAs}$ quantum wells by capacitance-voltage profiling and Schrödinger Poisson self-consistent simulation / V.I. Zubkov, M.A. Melnik, A.V. Solomonov, E.O. Tsvelev, F. Bugge, M. Weyers, G. Tränkle // Phys. Rev. B. – 2004. – Vol. 70, No. 7.

7. Барановский М.В. Фотоэлектрический метод диагностики гетероструктур InGaN/GaN с множественными квантовыми ямами / М.В. Барановский, Г.Ф. Глинский, М.С. Миронова // ФТП. – 2013. – Т. 47, вып. 1. – С. 60–64.

8. Фотоэлектрические свойства эпитаксиальных гетероструктур $\text{GaAs}/\text{InGaAs}$ с квантовой ямой / И.А. Карпович, В.Я. Алешкин, А.В. Аншон, Т.С. Бабушкина, Б.Н. Звонков, И.Г. Малкина // Физика и техника полупроводников. – 1990. – Т. 24, вып. 12. – С. 2172–2176.

9. 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> (дата обращения: 30.09.2021).

Еханин Сергей Георгиевич

Д-р физ.-мат. наук, проф. каф. конструирования узлов и деталей РЭС (КУДР) ТУСУРа
Эл. почта: ekhaninsergej@gmail.com

Кинах Анна Владимировна

Студентка каф. КУДР ТУСУРа
Эл. почта: anna.v.kinakh@tusur.ru

Степанова Анастасия Сергеевна

Студентка каф. КУДР ТУСУРа
Эл. почта: nastrenca2@mail.ru

Сафонов Станислав Сергеевич

Студент каф. КУДР ТУСУРа
Эл. почта: stanislavsafonov01@gmail.com

С.Г. Еханин, С.А. Санько, А.В. Кинах, А.С. Степанова

Исследование фотоэлектрических характеристик светодиодных гетероструктур на основе GaN

Представлены результаты исследований фотоэлектрических характеристик светоизлучающих диодов (СИД) с гетероструктурой на основе GaN от обратного напряжения. Обнаружены характерные особенности (волны) на измеренных ВАХ во время воздействия на образцы СИД узкополосной подсветкой. Экспериментально установлена связь волн электропроводности и фотоэлектрических откликов квантовых ям, появляющихся в условиях фотоподсветки при пересечении границ области пространственного заряда p - n -перехода, расширяющегося при увеличении обратного напряжения, границ слоев интерфейса гетероструктуры. На основе полученных экспериментальных результатов можно сделать вывод, что исследование фотоэлектрических зависимостей от обратного смещения может использоваться в качестве метода диагностики качества интерфейса СИД с множественными квантовыми ямами.

Ключевые слова: светодиод, наногетероструктура, фотоэлектрические характеристики, вольт-амперные характеристики.

Гетероструктуры InGaN/GaN с множественными квантовыми ямами (МКЯ) в настоящее время широко используются в качестве активной области светоизлучающих диодов (СИД) для освещения [1].

Изготовление качественных гетероструктур InGaN/GaN связано с решением ряда технологических проблем: созданием малодефектных эпитаксиальных пленок на различных подложках с учетом сильного рассогласования слоев GaN и InGaN по параметру кристаллической решетки. Решение данной проблемы при создании светодиодных гетероструктур значительно улучшит параметры выпускаемых приборов.

Поэтому разработка новых методов контроля качества выращиваемых структур InGaN становится актуальным и востребованным направлением.

В области неразрушающей диагностики полупроводниковых наногетероструктур свою эффективность доказал метод фотоэлектрических характеристик [2–4].

По сравнению с методом, основанным на анализе вольт-фарадных характеристик [3, 5–7], данный метод обладает большим быстродействием и более высокой чувствительностью и не требует низких температур [4].

В основу данной работы вошли исследования фотоэлектрических характеристик СИД на основе гетероструктур с МКЯ.

Методика эксперимента

В качестве исследуемых образцов были использованы образцы светоизлучающих диодов (СИД) на основе нитрида галлия, изготовленные по технологии lift-off и flip-chip малой и средней мощности, а также различной архитектуры и дизайна. Образцы СИД представлены АО НИИПП.

Фотоэлектрические характеристики измерялись следующим образом. К образцу СИД подключались электроды прибора, осуществляющего автоматизированные измерения ВАХ. Одновременно с измерением ВАХ на образец СИД осуществлялась постоянная подсветка с узкополосным излучением такого

же светодиода, что и светодиод, выбранный для исследования. Это сделано для того, чтобы выполнить фотовозбуждение только квантовых ям, не возбуждая барьерные слои.

В качестве примера на рис. 1 показаны спектры синих СИД. Спектры свечения СИД малой (1) и средней мощности (2, 3) изготовлены по lift-off-технологии (фирмы SemiLeds). Спектры получены при разных токах.

Амплитуда, отн.ед.

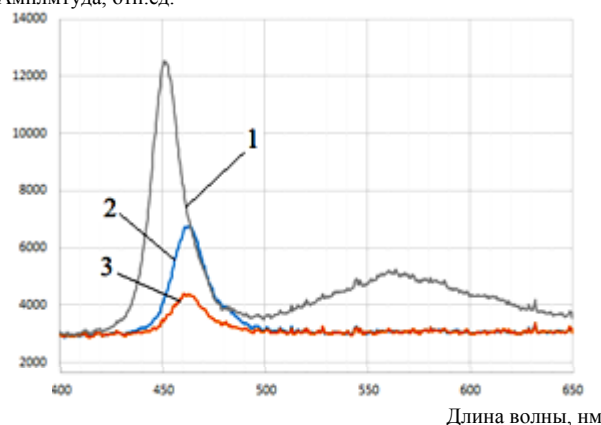


Рис. 1. Спектры синих светодиодов, используемых для исследования фотоэлектрического эффекта

Как видно из рисунка, спектры данных светодиодов в синей области имеют узкую полосу излучения, полуширина спектра $\Delta\lambda = 15$ нм.

Для измерения ВАХ использовался прецизионный параметрический анализатор Keysight B2912A — двухканальный прибор, в котором сочетаются возможности четырехквadrантного источника и измерителя тока и напряжения [8]. Анализатор обеспечивает высокую точность определения вольт-амперных характеристик тестируемого устройства [9].

Экспериментальные результаты и обсуждение

Вначале измерения ВАХ проводились в темноте (кривая 1, рис. 2) и в диапазоне от +2,2 до –10 В. Как видно из рисунка, при малых обратных напряжениях

обратный темновой ток очень мал и по нашим оценкам не превышал 10^{-9} А.

С увеличением обратного напряжения обратный ток экспоненциально возрастает и при напряжениях более 5 В становится довольно большим и, как видно из рис. 2, при -10 В превышает $0,4$ мкА.

Такая ВАХ указывает на начало туннельного пробоя СИД. Следует отметить, что производители этих СИД указывают на то, что обратное напряжение в 5 В превышать не рекомендуется. Поэтому в дальнейшем эту рекомендацию старались выполнять.

Прямая ветвь ВАХ измерялась, начиная с величины 2,2 В, так как авторы фотоэлектрического метода диагностики качества гетероструктур СИД [4] считали, что выше этой величины отклика квантовой ямы на фотовозбуждение не ожидается.

В нашем случае на рис. 2 представлены ВАХ, начиная с 2,0 В, так как иначе слишком большой прямой ток СИД на графиках скроет относительно небольшие изменения фотоэлектрических характеристик, возникающих вследствие фотовозбуждения.

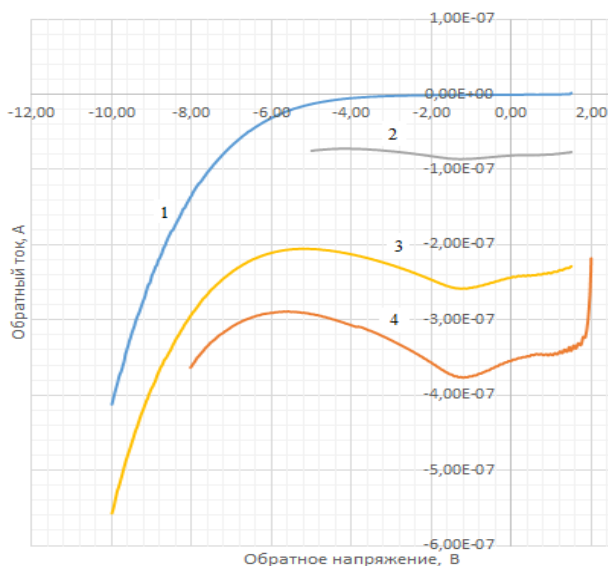


Рис. 2. Вольт-амперные характеристики СИД средней мощности фирмы SemiLEDs при разных уровнях фотовозбуждения

ВАХ (кривые 2–4) были получены при разных уровнях фотовозбуждения и расположены по возрастанию его величины. Из рис. 2 видно, что при фотовозбуждении кристалла СИД светом в области поглощения квантовыми ямами возникает общий отклик, приводящий к возрастанию величины обратного тока при тех же значениях напряжения, что и в темновой ВАХ. Кроме того, наблюдается появление волн на ВАХ, соответствующих откликам квантовых ям (КЯ) на фотовозбуждение.

Как видно из рис. 2, с увеличением уровня освещения (при приближении источника света к кристаллу СИД) фотоэффект увеличивается и усиливается отклик КЯ (амплитуда волн ВАХ).

На рис. 3 (кривая 2) показана ВАХ того же СИД, чья характеристика представлена на рис. 2 и 3 (кривая 1), но при фотовозбуждении данного СИД

был использован другой СИД с несколько другим спектром излучения (сдвинутый в область более коротких длин волн).

Как видно из рис. 3, на кривой 2 наблюдаются уже 3 максимума. Таким образом, подбор спектра возбуждения КЯ приводит к лучшей дифференциации откликов КЯ на ВАХ.

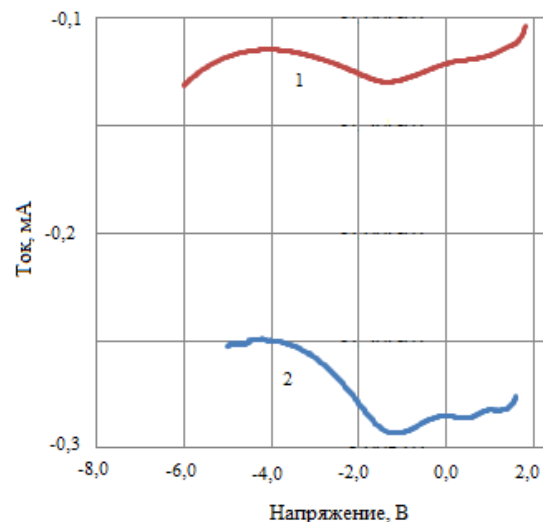


Рис. 3. Вольт-амперные характеристики СИД при разном спектре фотовозбуждения: 1 – СИД с центральной длиной волны, равной 465 нм; 2 – СИД с центральной длиной волны, равной 455 нм

Однако количество наблюдаемых волн (максимумов тока) мало: два максимума при количестве КЯ, равном пяти.

Как известно, при большом значении прямого напряжения ширина обедненной области $p-n$ -перехода примерно равна нулю, и с уменьшением прямого напряжения эта область будет расширяться, и её границы будут последовательно пересекать квантовые ямы гетероструктуры [4]. При этом носители заряда, появившиеся внутри КЯ за счет фотоэффекта, будут давать вклад в проводимость. Это и наблюдается на ВАХ (см. рис. 2 и 3). Наличие КЯ проявляется на ВАХ в районе напряжений от $+1,65$ до $-1,2$ В.

Небольшое количество откликов квантовых ям может быть обусловлено неточным спектральным воздействием света на активную область от источника фотовозбуждения; маскирующим действием больших значений прямого и обратного тока СИД на фотоотклики КЯ, расположенных при прямых напряжениях более 2 В и обратных напряжениях более 5 В и др.

Заключение

Исследование светодиодных гетероструктур с множественными квантовыми ямами малой и средней мощности, различной архитектуры и дизайна, а также изготовленных по разной технологии показало, что ВАХ, полученные при изменении напряжения от $+2$ до -5 В при осуществлении узкополосной подсветки в области межзонного поглощения квантовых ям, отражают внутреннюю структуру (дизайн) исследуемых образцов СИД.

На основе полученных данных можно сделать вывод, что исследование фотоэлектрических характеристик может использоваться в качестве метода диагностики светодиодных структур с множественными квантовыми ямами.

Выражаем благодарность сотрудникам отдела № 110 АО «НИИПП» М.И. Воротникову, Ю.А. Хотененко, Р.А. Гальченко за предоставленные образцы для исследования, которые использовались в данной работе и активное участие в обсуждении полученных результатов.

Литература

1. Шуберт Ф. Светодиоды: пер. с англ. под ред. А.Э. Юновича. – 2-е изд. – М.: Физматлит, 2008. – 496 с.
2. Фотоэлектрические свойства эпитаксиальных гетероструктур GaAs/InGaAs с квантовой ямой / И.А. Карпович, В.Я. Алешкин и др. // Физика и техника полупроводников. – 1990. – Т. 24, вып. 12. – С. 2172–2176.
3. Зубков В.И. Диагностика полупроводниковых наногетероструктур методами спектроскопии адмиттанса. – СПб.: Элмор, 2007.
4. Барановский М.В. Фотоэлектрический метод диагностики гетероструктур InGaN/GaN с множественными квантовыми ямами / М.В. Барановский, Г.Ф. Глинский, М.С. Миронова // ФТП. – 2013. – Т. 47, вып. 1. – С. 60–64.
5. Солтанович О.А. Частотные и температурные зависимости вольт-фарадных характеристик светоизлучающих структур InGaN/GaN с множественными квантовыми ямами / О.А. Солтанович, Н.М. Шмидт, Е.Б. Якимов // ФТП. – 2011. – Т. 45, вып. 2. – С. 226–229.
6. Зубков В.И. Спектроскопия адмиттанса – эффективный метод диагностики полупроводниковых кванто-размерных структур // Приложение к журналу «Вестник РГРТУ». – 2009. – № 4.
7. Солтанович О.А. Анализ температурных зависимостей вольт-фарадных характеристик светоизлучающих структур InGaN/GaN с множественными квантовыми ямами / О.А. Солтанович, Е.Б. Якимов // ФТП. – 2012. – Т. 46, вып. 12. – С. 1597–1603.
8. Кривошеина Д.Д. Изменение порогов включения СИД от температуры окружающей среды / Д.Д. Кривошеина, А.С. Степанова, А.В. Кинах // Сборник избранных статей Всерос. науч.-техн. конф. «Научная сессия ТУСУР», 18–20 мая, 2022 г. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2022. – С. 93–97.
9. 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> (дата обращения: 30.09.2021).

Еханин Сергей Георгиевич

Д-р физ.-мат. наук, проф. каф. конструирования узлов и деталей РЭС (КУДР) ТУСУРа
Эл. почта: ekhaninsergej@gmail.com

Санько Сергей Александрович

И.о. начальника 110 отд. АО «НИИПП»
Эл. почта: Sanko_sa@niipp.ru

Кинах Анна Владимировна

Студентка каф. КУДР ТУСУРа
Эл. почта: anna.v.kinakh@tusur.ru

Степанова Анастасия Сергеевна

Студентка каф. КУДР ТУСУРа
Эл. почта: nastrenca2@mail.ru

А.И. Солдатов, Д.А. Лузгин

Ультразвуковой прибор для исследования носовых пазух

Описано устройство ультразвукового прибора для исследования носовых пазух с целью выявления гайморита, представлена структурная схема прибора, приведены фотографии макета, а также результаты эксперимента, проведённые на муляже.

Ключевые слова: гайморит, ультразвуковая диагностика, пьезоэлемент, носовые пазухи, А-скан.

Гайморит – это медицинское заболевание, характеризующееся воспалением слизистой оболочки одной или обеих гайморовых пазух, которые расположены в костях лицевого скелета над верхней челюстью в области носа. Это воспаление обычно вызвано инфекцией, такой как бактериальная или вирусная, или может быть вызвано аллергическими реакциями или раздражителями в окружающей среде. Отдельно стоит отметить гнойный вид гайморита, в котором пространства носовых пазух заполнены гноем, который и вызывает инфекцию. Диагностировать данное заболевание можно с помощью КТ, МРТ, ультразвукового или эндоскопического исследования носовых пазух.

Эхосинускопия – это ультразвуковой метод исследования и визуализации лор-органов. Данный метод отлично подходит для экспресса диагностики носовых пазух с целью обнаружения гайморита и других заболеваний околоносовых пазух. Главным преимуществом данного метода является безопасность, так как пациент не подвергается облучению. Кроме того, данная процедура может проводиться как взрослым, так и детям [1].

Принцип работы макета

На рис. 1 проиллюстрирован принцип исследования носовых пазух.

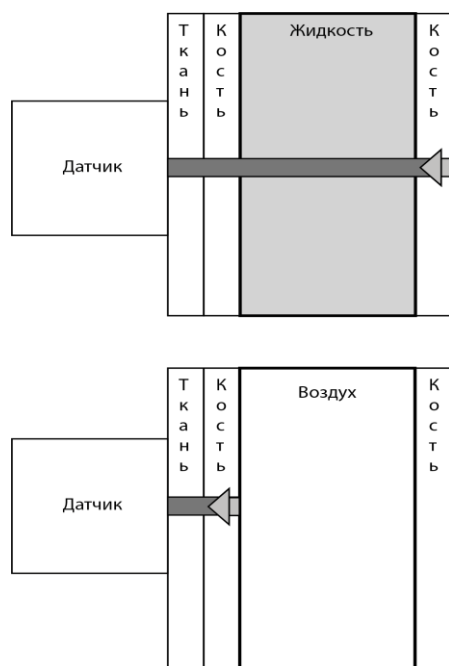


Рис. 1. Иллюстрация принципа ультразвукового исследования носовых пазух

Суть метода заключается в анализе эхо-сигнала, полученного от поверхностей стенок носовой пазухи. Когда ультразвуковой сигнал достигает передней стенки носовой пазухи в случае, когда в ней содержится нежелательная жидкость (гнойный секрет), ультразвуковой луч продолжит свой путь через эту жидкость и отразится от задней стенки. Когда пациент здоров и в его пазухе отсутствует жидкость, вместо этого она заполнена воздухом, то ультразвуковой луч отразится от передней стенки и время распространения упругой волны от датчика до передней стенки и обратно будет в несколько раз меньше.

На рис. 2 представлена блок-схема макета, на котором производились измерения. Процесс измерения начинается с того, что микроконтроллер отправляет старт-сигнал для генератора зондирующего импульса. Это приводит к генерации трёх импульсов с частотой 5 МГц. После того как эхо-сигнал вернулся его усиливает усилитель, и он попадает на вход АЦП микроконтроллера с частотой дискретизации 11,4 МГц. В качестве платы микроконтроллера используется отладочная плата STM32F4-Discovery на базе микроконтроллера STM32F407VGT6. Для того чтобы получить максимальную частоту дискретизации, используется параллельное соединение АЦП-каналов. После того как микроконтроллер собрал необходимые данные, он отправляет их на ПК через USB-интерфейс.

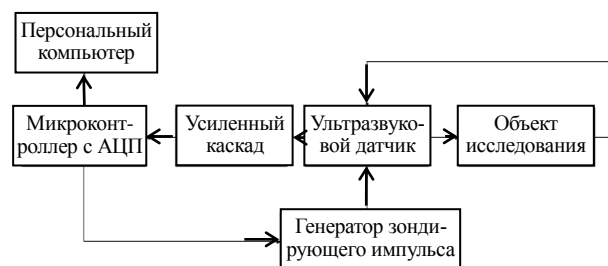


Рис. 2. Блок-схема макета

В качестве муляжа носовой пазухи используется металлическая ёмкость, выполненная из алюминия. Металлические стенки ёмкости толщиной 2 мм имитируют костную ткань, скорость ультразвука в Алюминии 6,3 км/с, для костей человека скорость ультразвука составляет 3 км/с [2]. Это расхождение не является критичным, поскольку ширина лобной кости значительно меньше, чем длина выемки. Мягкие ткани кожи были симитированы с помощью 2 мм слоя ультразвукового геля, поскольку акусти-

ческие характеристики геля максимально близки к характеристикам кожной ткани. Для регулировки расстояния использовалась алюминиевая перегородка толщиной 2 мм, перемещением перегородки задавалась нужная длина прохождения луча. Измерение проводились для разных дистанций, поскольку ширина носовой пазухи сильно отличается от человека к человеку [3]. Для имитации наличия жидкости использовалась вода. На рис. 3 показан внешний вид макета.

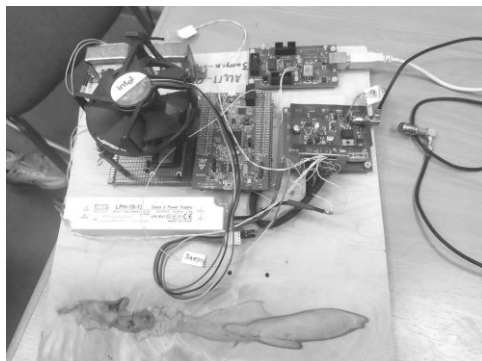


Рис. 3. Внешний вид макета

Результаты измерений

Измерения проводились для длин 18, 23, 28 мм и без жидкости в муляже. С учётом того, что скорость ультразвука в воде составляет 1,5 км/с, время появления отражённого эхо-сигнала составит 24, 30 и 37 мкс. Результаты измерений продемонстрированы на рис. 4, 5.

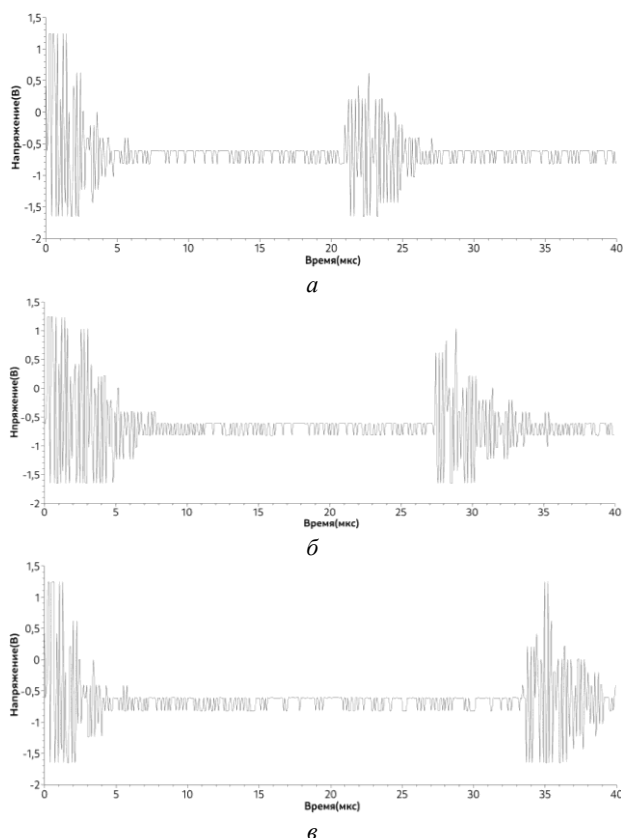


Рис. 4. Результаты измерений для ширины выемки:
а – 18 мм; б – 23 мм; в – 28 мм

Из полученных данных видно, что среднее отклонение от расчётной величины составляет 9%. Однако даже при такой погрешности отличие эхо сигнала с жидкостью и без жидкости сразу заметно.

На рис. 5 хорошо видно, что эхо-сигнал от второй стенки отсутствует, вместо этого мы наблюдаем процесс затухания луча вследствие вторичных отражений от передней стенки, что указывает на то, что ультразвуковой луч не продолжил свой путь по жидкости, а полностью отразился от воздушной прослойки. При этом следует учитывать, что ширина лобной кости не является константой и может варьироваться в несколько раз, костная ткань имеет высокий импеданс, поэтому для обследования лучше выбирать более низкие частоты, так как это сократит потери полезного сигнала в костных тканях и позволит обследовать более толстые костные структуры и повысит точность исследования.

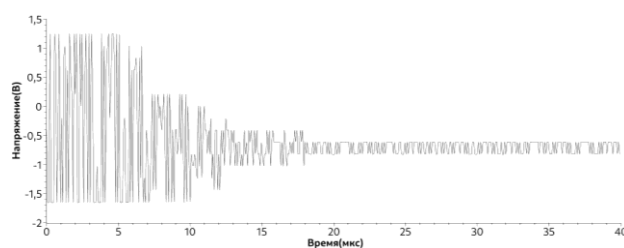


Рис. 5. Результаты измерений при отсутствии жидкости

Заключение

В данной работе был приведен пример реализации макета ультразвукового прибора для диагностики гайморита носовых пазух. Прибор ультразвуковой диагностики носовых пазух является крайне перспективной разработкой и может быть полезным при экспресс-диагностике пациентов. При наличии эффективного алгоритма обработки принимаемого сигнала время процедуры может занять всего несколько минут, что позволяет обследовать большое количество пациентов за один прием. Полученные результаты измерений подтверждают эффективность данного метода.

Литература

1. Извин А.И. Эхосинускопия как метод диагностики и контроля эффективности различных воспалительных заболеваний околоносовых пазух // Российская оториноларингология. – 2008. – №. 3. – С. 52–54.
2. Martin B., McElhane J.H. The acoustic properties of human skull bone // Journal of biomedical materials research. – 1971. – Vol. 5, No. 4. – PP. 325–333.
3. Худякова О.В., Виноградов А.А. Анатомическая изменчивость лобной пазухи черепов VIII и XX веков // Український морфологічний альманах. – 2011. – Т. 9, № 4. – С. 131–134.

Солдатов Алексей Иванович

Д-р техн. наук, проф. ОЭИ ИШНКБ НИ ТПУ

Эл. почта: asoldatof@mail.ru

Лузгин Дмитрий Андреевич

Аспирант ОЭИ ИШНКБ НИ ТПУ

Эл. почта: dal35@tpu.ru

А.А. Опекунова, В.И. Старостенко, А.Л. Тув, М.С. Акатов

Разработка программно-аппаратного комплекса регистрации вибрации

Рассмотрены существующие методы измерения параметров вибрации и оборудование на их основе, проанализированы основные факторы, влияющие на точность измерений. В статье предложен бесконтактный метод регистрации вибрации с помощью волоконно-оптического датчика перемещений с внешней модуляцией. На базе описанного метода измерения разработан программно-аппаратный комплекс.

Ключевые слова: измерение вибрации, датчики вибрации, вибродиагностика, программно-аппаратный комплекс.

Вибродиагностика – один из самых эффективных методов детектирования неисправностей оборудования на производстве. Выявление дополнительных паразитных колебаний деталей устройств и машин разного рода областей промышленности позволяет значительно сократить расходы на обслуживание оборудования. Это объясняется тем, что параметры вибрации детали в полной мере характеризуют причину поломки, и при грамотной методике испытаний и стратегии технического обслуживания улучшаются показатели межремонтного периода, и в большей части происходит снижение числа внеплановых поломок [1].

Уровень вибрации можно оценить по временным и спектральным диаграммам. Для этого в условиях производства используются стационарные системы контроля, которые должны соответствовать определенным требованиям: точность, удобство использования, низкая стоимость [2].

Методы измерения вибрации

Выбор аппаратуры для измерения вибрации зависит от самого объекта измерения, характеристик среды, где будут проводиться измерения, а также от диапазона частот, в пределах которого может находиться основная гармоника (рис. 1). К основным параметрам вибрации относятся виброперемещение, виброскорость и виброускорение, которые связаны с интегрированием или дифференцированием, а также частота, фаза колебаний.



Рис. 1. Зависимость типов измеряемых параметров вибрации от частоты

Для целей виброметрии в настоящее время применяется как контактный, так и бесконтактный метод. Первый является наиболее точным для малоамплитудной вибрации по сравнению с другим методом.

Хорошим примером контактного метода измерения является использование пьезоэлектрических

датчиков, которые непосредственно крепятся на исследуемый объект, при этом при наличии вибрации в датчике будет появляться электрический заряд. Выходной сигнал будет пропорционален воздействию на этот датчик вибрации. Известны применения гироскопов и акселерометров в целях измерения вибрации.

К недостаткам большинства контактных методов относится влияние массогабаритных характеристик измерителя на характер измеряемой вибрации, а также увеличение погрешности. Более перспективными методами измерений являются бесконтактные. Они позволяют измерять вибрацию на некотором расстоянии от объекта и не оказывают воздействия на сам объект. Этот вид методов основан на физических явлениях электромагнитных и звуковых волн: дифракции, интерференции, преломления и отражения.

Например, вихретоковые датчики вибрации работают на основе изменения магнитной силы в результате виброперемещений объекта. Вихретоковый датчик обнаруживает изменения в индуцированном токе, которые происходят в ответ на вибрацию. Эти изменения в токе анализируются для определения параметров вибрации, таких как амплитуда, частота и фаза.

Известны примеры использования в качестве первичных преобразователей виброперемещений индуктивных преобразователей, в которых под воздействием измеряемой величины изменяется величина магнитного потока.

Еще один бесконтактный метод измерения вибрации основан на отражении ультразвуковых волн от любых поверхностей. При движении или вибрации объекта регистрируется информация о величине амплитуды колебаний, а также об изменениях в частоте или фазе ультразвуковой волны.

На основе явлений отражения световых волн от поверхности и поглощения лучей, прошедших через объект измерения, разработаны оптические измерители вибрации. Такие датчики не чувствительны к радиационным и электромагнитным помехам и могут использоваться в сложных условиях окружающей среды.

Таким образом, бесконтактные методы не влияют на характер измеряемой вибрации, среди них

оптические не подвержены влиянию электромагнитных помех, поэтому больше подходят для использования на производстве в целях детектирования паразитной вибрации оборудования.

Волоконно-оптические преобразователи

Среди оптических методов наиболее применимыми являются волоконно-оптические преобразователи (ВОП) с внешней модуляцией (рис. 2).

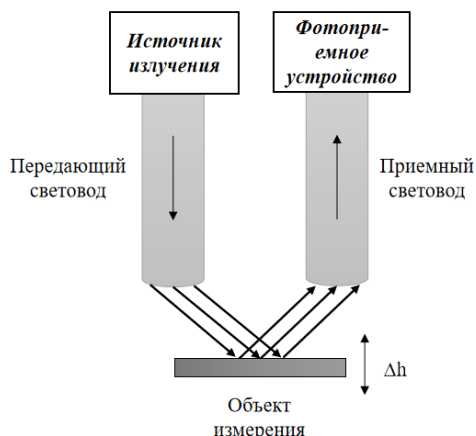


Рис. 2. Структура волоконно-оптического преобразователя с внешней модуляцией

Оптические волокна используются для передачи светового потока от источника излучения к фотоприемному устройству. Изменение в положении объекта измерения приводит к появлению переменной составляющей в световом потоке в системе источник света – исследуемый объект – фотоприемник. Если причиной перемещения объекта относительно чувствительного элемента датчика является вибрация, то оценить ее параметры можно, измерив переменную составляющую светового потока.

Математическую основу волоконно-оптического преобразователя представляет функция фотоприемного преобразования (ФП), показывающая влияние различных факторов на фототок [3]:

$$I_{\text{фп}} = \tau(\varphi)^2 K_{\text{ср}} K_{\text{отр}} K_{\text{шер}} \eta(\lambda) K_{\text{фп}} \sum_{i=0}^N I_i, \quad (1)$$

где N – число лучей, I_i – ток i -го луча, попавшего на фотоприемник, $\tau(\varphi)$ – коэффициент светопропускания, $\eta(\lambda)$ – коэффициент спектрального согласования источников и приемников, $K_{\text{фп}}$ – интегральная чувствительность фотоприемного устройства, $K_{\text{ис}}$ и $K_{\text{сп}}$ – коэффициенты световых потерь в передающем и приемном каналах ВОП соответственно, $K_{\text{ср}}$ – множитель, характеризующий свойства среды, $K_{\text{отр}}$ и $K_{\text{шер}}$ – коэффициенты отражения и шероховатости поверхности соответственно.

Функция преобразования ВОП показана на рис. 3. Она состоит из возрастающего участка от 0 до точки максимума h_{max} , на котором можно выделить участок вблизи точки h_0 , чувствительность датчика на этом участке максимальна. После точки h_{max} значения функции преобразования начинают убывать.

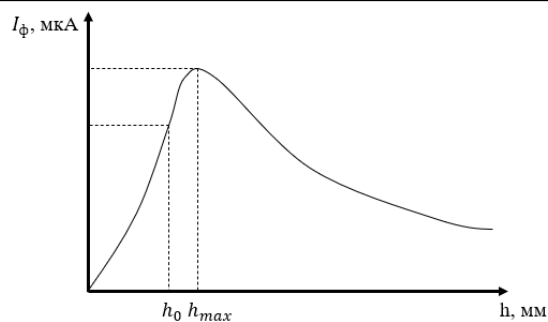


Рис. 3. Функция преобразования ВОП (h_0 – центр участка наибольшей крутизны, h_{max} – максимум)

Анализ источников погрешностей измерения

Источниками погрешностей оптического датчика являются внешние источники света, свойства поверхности объекта измерения, и в случае экспресс-диагностики, когда датчик находится в руке оператора, к факторам, влияющим на результат измерения, добавляются колебания руки этого человека.

При использовании бесконтактного датчика к погрешностям добавляется влияние внешней засветки, поскольку дополнительные световые лучи от других источников освещения в среде, где проводятся измерения, могут, отражаясь от поверхности объекта измерения, попадать через приемные световоды на фотоприемник, тогда к полезной составляющей сигнала $I_{\text{внб}}(t)$, которая пропорциональна амплитуде измеряемой вибрации, добавляется величина $I_{\text{внеш}}(t)$, отражающая степень внешней засветки. Поэтому с увлечением энергии световых лучей внешнего источника излучения растет уровень сигнала на фотоприемнике.

Свойства поверхности исследуемого объекта влияют на число отраженных лучей, которые попадут в приемный световод, потому что микронеровности, коэффициент поглощения материала влияют на траекторию световых лучей. В этом случае зависимость отклика ВОП от чистоты обработки поверхности является экспоненциальной [4]. Рабочая зона датчика остается одинаковой для разных видов поверхностей. При этом из-за разной степени поглощения световых лучей от источника излучения у функции преобразования меняется уровень максимума.

Среди бесконтактных методов измерения вибрации особое место занимают средства экспресс-диагностики, позволяющие проводить измерения «с руки». Первичный преобразователь в этом случае, располагается в виброшупе, находящемся во время измерения в руке оператора. Дополнительной погрешностью в этом случае является тремор руки человека, проводящего измерения. Аналогично сигналу внешней засветки колебания руки оператора $I_{\text{тр}}(t)$ также суммируются с полезным сигналом, но эта составляющая изменяется уже по другому закону, и ее амплитуда соизмерима с рабочей зоной фотоприемников, а частота этого сигнала лежит в диапазоне 4–10 Гц [5].

Ток на выходе фотоприемного устройства $I_{\Phi}(t)$ с учетом внешних неинформативных факторов имеет следующий вид:

$$I_{\Phi}(t) = K_{\text{пов}} K(I_{\text{виб}}(t) + I_{\text{внеш}}(t) + I_{\text{тр}}(t)), \quad (2)$$

где K – коэффициент преобразования в волоконно-оптических каналах.

Разработка схемы получения измерительной информации

Одним из способов уменьшения влияния внешней засветки является регулирование яркости источника излучения в зависимости от уровня внешней засветки. Альтернативным решением является использование поправочных коэффициентов, которые могут быть вычислены в ходе экспериментов. В данном контексте необходима коррекция функции преобразования, выполняемая на основе данных, полученных в точке максимального уровня сигнала в процессе измерений. Для минимизации воздействия внешних источников освещения также возможно применение специализированных оптических насадок, предназначенных для поглощения внешних световых потоков. Этот способ является одним из самых простых в применении.

Для измерения произвольных колебаний рук оператора, выполняющего процедуры диагностики, можно прибегнуть к применению кинематических методов регистрации. Один из таких методов основан на использовании гироскопа, с помощью которого можно определять изменения положения датчика в пространстве. Другим доступным способом является применение акселерометра как дополнительного датчика, с его помощью можно также фиксировать движения руки человека, проводящего измерения. Важно отметить, что как гироскопы, так и акселерометры могут предоставлять выходные данные в аналоговом или цифровом формате. Акселерометры с цифровым интерфейсом обычно более устойчивы к воздействию помех, однако их использование требует реализации протокола обмена данными. В случае использования дополнительного датчика (гироскопа, акселерометра) сигнал от него будет вычитаться от энергии, полученной фотоприемником, при этом необходимо синхронизировать эти сигналы по фазе.

Уменьшить влияние тремора можно схематически, для этого можно в схему обработки сигнала преобразователя добавить фильтр верхних частот (ФВЧ). Тремор большинства людей характеризуется частотами в диапазоне от 4 до 10 Гц [5]. Для минимизации его воздействия на результаты измерений целесообразно использовать ФВЧ с частотой среза, установленной на уровне 10 Гц.

При разработке такого фильтра необходимо обеспечить максимально быстрый спад амплитудно-частотной характеристики после достижения уровня частоты среза. Это позволит снизить погрешности вблизи заданной частоты среза. Фильтр Чебышева считается наиболее подходящим для подавления дополнительных колебаний тремора, поскольку он обеспечивает наиболее резкий спад амплитудно-

частотной характеристики после достижения частоты среза в сравнении с другими фильтрами (рис. 4).

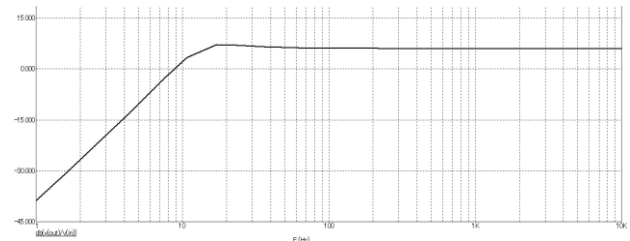


Рис. 4. АЧХ ФВЧ Чебышева с частотой среза 10 Гц

Описание алгоритма измерения

Измерение нужно проводить, когда датчик находится в рабочей зоне (на рис. 5 отрезок $[h_{01}; h_{\text{max}2}]$), чтобы сигнал отклика фотоприемника состоял в большей степени из сигнала вибрации. Для увеличения рабочей зоны измерителя, необходимо использовать несколько приемных световодов. При чем максимумы функций преобразования фотодиодов, которые закреплены на концах приемных световодов (см. рис. 2), должны находиться в следующем соотношении: точка максимума одного должна являться началом зоны чувствительности другого. При таком положении фотоприемников измерение вибрации будет начинаться, когда датчик находится на расстоянии пересечения рабочих зон. На этапе калибровки датчика необходимо определить расстояние между датчиком и объектом измерения, при котором соблюдается это соотношение.

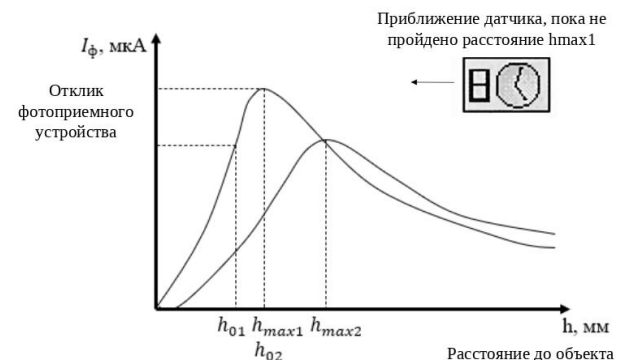


Рис. 5. Соотношение рабочих зон фотоприемников

Для того чтобы найти начало рабочей зоны – максимальный уровень сигнала на одном из фотодиодов, в момент проведения измерений, необходимо приближать датчик к объекту (см. рис. 5).

Описание структурной схемы программно-аппаратного комплекса

Структурная схема измерителя состоит из: волоконно-оптического преобразователя; источника излучения; фотоприемников; преобразователя тока в напряжение; усилителя сигнала; преобразователей сигнала (ЦАП и АЦП); блока обработки (рис. 6).

Свет, излучаемый источником, который управляется микроконтроллером после преобразования сигнала в цифроаналоговом преобразователе, направляется через передающие оптоволокна на поверхность колеблющегося объекта.



Рис. 6. Структурная схема программно-аппаратного комплекса

Затем отраженный свет возвращается обратно по приемным оптоволоконкам и попадает на фотоприемник. После этого сигнал тока преобразуется в напряжение, производится его усиление, чтобы сделать датчик чувствительным к микровибрациям, а также выполняется фильтрация сигнала для исключения влияния дополнительных колебаний, вызванных движением руки оператора. Затем обработанные данные передаются на блок обработки, представленный микроконтроллером, с использованием аналого-цифрового преобразования.

Электрическая схема обработки сигнала первичного преобразователя

Для уменьшения влияния тремора руки человека, проводящего измерения, необходимо облегчить конструкцию виброщупа, с этой целью принципиальная схема разделена на две части: электрическая схема преобразователя и блок управления и индикации.

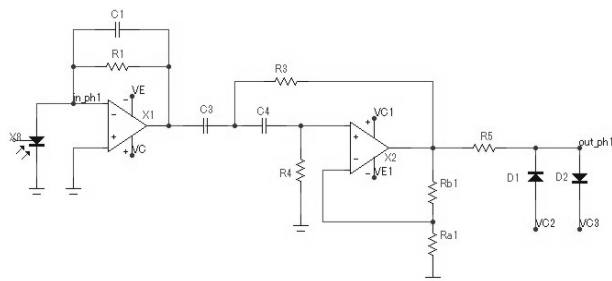


Рис. 7. Электрическая схема первичного преобразователя

Электрическая схема преобразователя состоит из нескольких частей (рис. 7). Операционный усилитель с обратной связью используется для преобразования тока в напряжения, в этой схеме фотоприемник работает в фотогальваническом режиме. Для фильтрации тремора оператора используется активный фильтр верхних частот, реализованный по схеме Салена и Кея. В данной схеме используются два последовательных RC-каскада с одинаковыми параметрами компонентов. Учитывая способность микроконтроллера обрабатывать напряжение в диапазоне от 0 до 3,3 В, в схему добавлен двусторонний ограничитель напряжения, состоящий из двух диодов и источников напряжения.

Ключевым элементом в блоке управления и индикации является микроконтроллер (МК). Исследования и тестирование проводились на МК K1986BE92QI, для которого было разработано встроенное программное обеспечение (ПО), предназначенное для вычисления амплитуды и частоты основной гармоники измеряемых колебаний. Также было разрабо-

тано ПО для компьютера, что обеспечивает возможность проведения калибровки данного устройства.

Заключение

В ходе этой исследовательской работы рассмотрены существующие методы измерения параметров вибрации и оборудование на их основе. Было принято решение о применении волоконно-оптического преобразователя для получения измерительной информации, основываясь на его значительных преимуществах. Кроме того, на основе анализа неинформативных факторов предложены методы для уменьшения их влияния на результат измерения. На основе выбранного метода разработаны структурная и электрическая схемы комплекса. Также было реализовано встроенное программное обеспечение для микроконтроллера Milandr.

Разработанный программно-аппаратный комплекс для измерения параметров вибрации предназначен для регистрации амплитуды виброперемещения в диапазоне 10–1000 мкм с погрешностью не более 5% в частотном диапазоне от 10 до 1000 Гц.

Дальнейшие исследования могут быть связаны с усовершенствованием метода измерения снижением влияния засветки от источников искусственного излучения, что позволит повысить чувствительность датчика, расширить частотный диапазон измеряемого сигнала.

Литература

1. Ширман А.Р. Практическая вибродиагностика и мониторинг состояния механического оборудования / А.Р. Ширман, А.Б. Соловьев; под ред. Р.В. Васильева. – М., 1996.
2. ГОСТ ИСО 10816-1-97. Вибрация // Контроль состояния машин по результатам измерений вибрации на невращающихся частях. – Ч. 1: Общие требования.
3. Опекунова А.А. Разработка математической модели волоконно-оптического преобразователя с внешней модуляцией / А.А. Опекунова, И.Д. Демидов // Радиотехника, электротехника и энергетика: тезисы докл. XXIX Междунар. науч.-техн. конф. студентов и аспирантов. – М.: ООО «Центр полиграфических услуг «РАДУГА», 2023. – 294 с.
4. Зак Е.А. Волоконно-оптические преобразователи с внешней модуляцией. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 128 с.
5. Иванова-Смоленская И.А. и др. Современные инструментальные методы регистрации тремора // Новые технологии. – 2011. – С. 17–23.

Опекунова Алина Алексеевна

Магистр факультета МИЭМ НИУ ВШЭ

Эл. почта: aaopekunova@edu.hse.ru

Старостенко Владимир Игоревич

Аспирант ДКИ МИЭМ НИУ ВШЭ

Эл. почта: vstarostenko@hse.ru

Тув Александр Леонидович

Ст. преп. ДКИ МИЭМ НИУ ВШЭ

Эл. почта: atuv@hse.ru

Акатов Максим Сергеевич

Канд. техн. наук, доцент ДКИ МИЭМ НИУ ВШЭ

Эл. почта: makatov@hse.ru

Е.В. Санников

Расчет параметров связанных полосковых линий с вертикальной диэлектрической подложкой при изменении ее диэлектрической проницаемости

Проведен анализ конструкции связанных полосковых линий с вертикальной диэлектрической подложкой, построены графики зависимости первичных и вторичных параметров от диэлектрической проницаемости вертикальной подложки. На основе полученных данных решается задача выбора относительной диэлектрической проницаемости вертикальной подложки по заданному отношению коэффициентов емкостной и индуктивной связи. Найдено значение диэлектрической проницаемости, при котором коэффициенты емкостной и индуктивной связи принимают близкие значения. Такое отношение коэффициентов необходимо для достижения оптимальных параметров неотражающих СВЧ-фильтров и других устройств.

Ключевые слова: связанные полосковые линии, первичные параметры, вторичные параметры, зависимость от диэлектрической проницаемости.

Связанные полосковые линии (СПЛ) с вертикальной диэлектрической подложкой относятся к типу 3D-конструкций волноведущих элементов СВЧ-диапазона. Одной из первых работ, в которой была сформулирована концепция использования объемных конструкций для проектирования СВЧ-устройств, была монография [1]. В этой работе был введен термин «объемные интегральные схемы» (ОИС). В полосковом исполнении было предложено несколько вариантов исполнения пассивных элементов ОИС. Один из них – связанные линии с вертикальной диэлектрической подложкой [2–6]. В англоязычной литературе такие линии обозначаются как VIP (Vertically Installed Substrate). Одно из важных свойств СПЛ типа VIP заключается в возможности влиять на эффективную диэлектрическую проницаемость синфазного и противофазного возбуждения в широких пределах [7]. Это достигается путем вариации относительной диэлектрической проницаемости вертикально устанавливаемой подложки.

Целью настоящей работы является построение зависимости коэффициентов емкостной и индуктивной связи от значения относительной диэлектрической проницаемости вертикальной подложки ϵ_{r3} . Данная зависимость необходима для выбора ϵ_{r3} при проектировании противонаправленных и транснаправленных ответвителей, а также неотражающих фильтров.

Конструкция

В работе проведен анализ влияния диэлектрической проницаемости вертикальной подложки в конструкции СПЛ 3D-исполнения. Поперечное сечение таких СПЛ в экране показано на рис. 1. Конструкция содержит горизонтально расположенную подложку с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_{r2} и толщиной h_2 , на которой расположены горизонтальные полоски шириной w_1 . Вертикально расположенная подложка с ϵ_{r3} толщиной h_3 с вертикальными полосками высоты w_2 ставится в зазор между горизонтальными полосками. Креп-

ление вертикальной подложки осуществляется пайкой примыкающих кромок горизонтальной и вертикальной полосок.

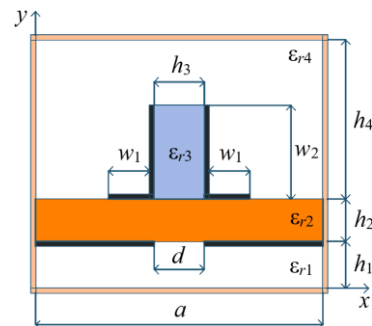


Рис. 1. Поперечное сечение связанных полосковых линий с вертикально расположенной подложкой

Между вертикальными полосками образована так называемая лицевая связь. Вследствие этого появляется возможность обеспечивать большую взаимную емкость между связанными линиями. Горизонтальные полоски выполняются с небольшой шириной. Их основное назначение – удерживать вертикальную подложку. Чтобы коэффициент связи между связанными линиями можно было варьировать в широких пределах, собственную емкость горизонтальных полосок необходимо уменьшать. Этому способствует зазор шириной d в заземляемом основании горизонтальной подложки, симметрично расположенный относительно вертикальной подложки.

При расчете параметров в зависимости от ϵ_{r3} были взяты следующие поперечные размеры и проницаемость диэлектрического заполнения: $\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$; $\epsilon_{r1} = 1$; $\epsilon_{r2} = 4,5$; $\epsilon_{r4} = 1$; $a = 24$; $h_1 = 1$; $h_2 = 1,6$; $h_3 = 0,635$; $h_4 = 8$; $w_1 = 0,7$; $w_2 = 2$; $d = 0$. Оранжевые границы вокруг поперечного сечения являются экраном.

Результаты расчета

Для расчета была применена программа, разработанная на основе оптимизированного алгоритма

расчета полосковых структур методом сеток [8–10]. В зависимости от ε_{r3} рассчитывались следующие параметры:

1. C_{11} , C_{12} – собственная и взаимная емкости (рис. 2), рассчитываемые по формулам (1), Ф/м.

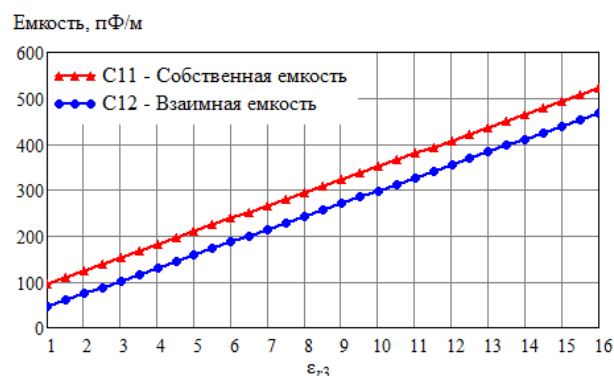


Рис. 2. Зависимость собственной емкости C_{11} и взаимной C_{12} от ε_{r3}

2. L_{11} , L_{12} – собственная и взаимная индуктивности (рис. 3), рассчитываемые по формулам (2), Гн/м.

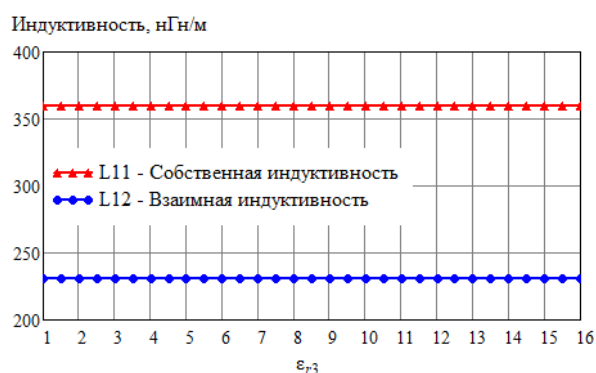


Рис. 3. Зависимость собственной индуктивности L_{11} и взаимной L_{12} от ε_{r3}

3. ε_{efe} , ε_{efo} – эффективные диэлектрические проницаемости (рис. 4) при синфазном и противофазном режимах возбуждения (3).



Рис. 4. Зависимость эффективной диэлектрической проницаемости синфазного и противофазного режимов от ε_{r3}

4. Z_{oe} , Z_{oo} – волновые сопротивления (рис. 5) синфазного и противофазного режима возбуждения, определяемые по формулам (4), Ом/м.

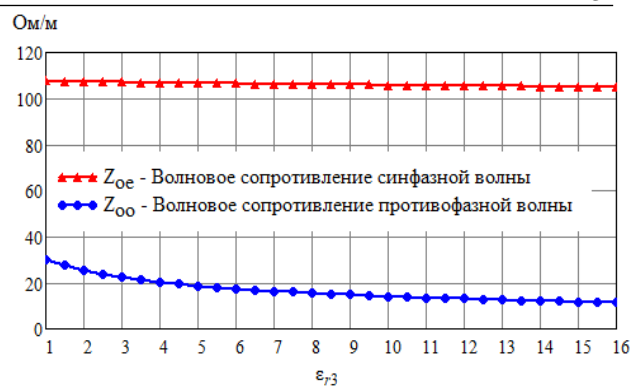


Рис. 5. Зависимости волновых сопротивлений синфазного Z_{oe} и противофазного Z_{oo} режимов возбуждения от ε_{r3}

5. Z_0 – характеристическое сопротивление (рис. 6), рассчитываемое по формуле (5), Ом/м.

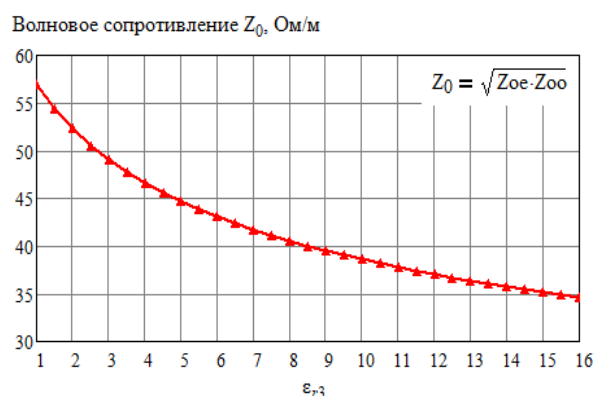


Рис. 6. Зависимость волнового сопротивления от ε_{r3}

6. K_C , K_L – коэффициенты емкостной и индуктивной связи (рис. 7), определяемые по формулам (6).

$$C_{11} = 0,5 \cdot (C_o + C_e), \quad C_{12} = 0,5 \cdot (C_o - C_e), \quad (1)$$

где C_o , C_e – собственная емкость проводника на заземляемое основание при синфазном и противофазном режимах возбуждения, рассчитываются как произведение запасенной энергии в полосковой структуре на абсолютную диэлектрическую проницаемость [10], Ф/м.

$$L_{11} = (c^2 \cdot C_{11})^{-1}, \quad L_{12} = (c^2 \cdot C_{12})^{-1}, \quad (2)$$

где c – скорость света, м/с.

$$\varepsilon_{efo} = \frac{C_o}{C_o(1)}, \quad \varepsilon_{efe} = \frac{C_e}{C_e(1)}, \quad (3)$$

где $C_o(1)$, $C_e(1)$ – собственная емкость проводника на заземляемое основание при заполнении всех диэлектрических сред воздухом (т.е. при $\varepsilon_{r1,2,4} = 1$).

$$Z_{oo} = \frac{\sqrt{\varepsilon_{efo}}}{c \cdot C_o}, \quad Z_{oe} = \frac{\sqrt{\varepsilon_{efe}}}{c \cdot C_e}. \quad (4)$$

$$Z_0 = \sqrt{Z_{oo} \cdot Z_{oe}}. \quad (5)$$

$$K_C = C_{12}/C_{11}, \quad K_L = L_{12}/L_{11}. \quad (6)$$

Связь между проводящими линиями

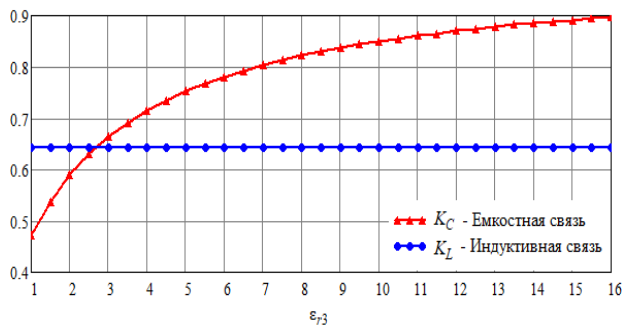


Рис. 7. Зависимость коэффициентов емкостной и индуктивной связи от ε_{r3}

На рис. 2–7 представлены зависимости первичных параметров от диэлектрической проницаемости вертикальной подложки. Из графика на рис. 7 видно, что при $\varepsilon_{r3} = 2,5$ коэффициенты связи K_C и K_L максимально близки по значениям и равны примерно 0,642. Из рис. 6 видно, что при данном значении $\varepsilon_{r3} = 2,5$ характеристическое сопротивление равно 50 Ом/м. Результаты настоящей работы были использованы при проектировании и изготовлении неотражающего полоскового полосоно-пропускающего СВЧ-фильтра [11]. Приближение отношения K_C/K_L к единице позволяет улучшить частотные характеристики такого фильтра.

Заключение

Проведенные расчеты позволяют решать задачу выбора относительной диэлектрической проницаемости вертикальной подложки по заданному отношению коэффициентов емкостной и индуктивной связи. При проектировании направленных и противонаправленных ответвителей полученные данные дают ответ на вопрос об обеспечении равенства коэффициентов связи, а при разработке транснаправленных ответвителей появляется возможность оптимизации устройства по критерию неравенства фазовых скоростей. Примененная программа расчета параметров связанных полосковых линий с вертикальной диэлектрической подложкой легко адаптируется для получения данных об изменении параметров СПЛ при вариации диэлектрических проницаемостей горизонтальной подложки и любого из размеров.

Автор благодарит Г.А. Малютину за предоставленную программу расчета первичных параметров СПЛ.

Исследования выполнены при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования

РФ проект № FEWM-2020-0039. Измерения проведены на оборудовании ЦКП «Импульс»

Литература

1. Гвоздев В.И. Объемные интегральные схемы. СВЧ-элементная база аналоговой и цифровой радиоэлектроники / В.И. Гвоздев, Е.И. Нефёдов. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит. – 1987. – 112 с.
2. Konishi Y. Newly Proposed Vertically Installed Planar Circuit and its Application / Y. Konishi, I. Awai, Y. Fukuoka // IEEE Transactions on Broadcasting. – 1987. – PP. 1–7.
3. Konishi Y. Directional coupler of a vertically installed planar circuit structure / Y. Konishi, I. Awai, Y. Fukuoka, M. Nakajima // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1988. – PP. 1057–1063.
4. Sychev A.N. A novel trans-directional coupler based on vertically installed planar circuit / N. Sychev, S.M. Struchkov, V.N. Putilov, N.Yu. Rudyi // Proc. of the 45th Eur. Microw. Conf. – 2015. – PP. 283–286.
5. Sychev A.N. A transdirectional coupled-line coupler with a vertical insert. / A.N. Sychev, S.M. Struchkov, N.Yu. Rudyi // Proc. 25th Int. Crimean Conf. – 2015. – PP. 547–549.
6. Sychev A.N. Modeling of the vertically installed planar coupled lines by the numerical conformal transformation technique / A.N. Sychev, S.M. Struchkov, N.Y. Rudyi, A.S. Salnikov // IEEE MTT-S Int. Conf. on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO). – 2017. – PP. 124–126.
7. Лошилов А.Г. Синтез связанных полосковых линий с гетерогенным диэлектрическим заполнением / А.Г. Лошилов, Т.Т. Чинь, Н.Д. Малютин, Г.А. Малютин // Доклады ТУСУР. – 2022. – Т. 25, № 1. – С. 7–16.
8. Фуско В. СВЧ-цепи. Анализ и автоматизированное проектирование // Радио и связь. – 1990. – С. 87–129.
9. Говорков В.А. Электрические и магнитные поля. – Связьиздат. – 1951. – 340 с.
10. Малютин Г.А. Оптимизация алгоритма расчета полосковых структур методом сеток // Электронные средства и системы управления: матер. докл. междунар. науч.-практ. конф. – 2021. – № 1-1. – С. 100–103.
11. Thanh T.T., Loschilov A.G. Reflection Stripline Filter / T.T. Thanh, A.G. Loschilov // 2023 IEEE Ural-Siberian Conference on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBREIT). – 2023. – PP. 135–138.

Санников Егор Владиславович

Студент, техник каф. конструирования узлов и деталей радиоаппаратуры (КУДР) Томского университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: sannikov.e.242@e.tusur.ru

А.А. Новикова, С.П. Караульных

Привязной беспилотный летательный аппарат с системой термостатирования

Представлен привязной беспилотный летательный аппарат с электрическим приводом, шестью моторами (гексакоптер), позволяющий производить вертикальный взлет и посадку, оснащенный системой термостатирования, которая устанавливает температурный диапазон эксплуатации от -50 до $+40$ °С, имеющий питающий трос, позволяющий БПЛА задерживаться в воздухе без ограничений по времени, вместе с полезной нагрузкой.

Ключевые слова: беспилотный летательный аппарат, гексакоптер, термостатирование, привязной БПЛА.

Беспилотные летательные аппараты (БПЛА) являются одной из самых актуальных и инновационных областей развития авиации. БПЛА могут применяться, например, для воздушного наблюдения [1], в сфере сельского хозяйства [2, 3], для транспортировки грузов и материалов, медицинской помощи, в отраслях жизнедеятельности и военномышленного комплекса [4]; для передачи информации, для тушения пожаров, для получения метеоданных, что привело к востребованности и, соответственно, развитию данного направления. Актуальны привязные беспилотные летательные аппараты, которые могут вести видео- и фотосъемку, собирать метеоданные, параметры окружающей среды и т.п. неограниченно долго [5].

Привязной БПЛА с электрическим приводом

Представлен беспилотный летательный аппарат с электрическим приводом. Электрический привод обеспечивает точное управление и маневренность БПЛА, что позволяет выполнять задачи в ограниченном пространстве и осуществлять точную посадку. Питание летательного аппарата осуществляется по единому кабель-тросу, благодаря чему, в совокупности с бортовой системой электропитания, обеспечивается поддержка БПЛА в летном состоянии и фиксированном положении без ограничений по времени.

В качестве троса использован коммуникационно-силовой кабель, одновременно выполняющий функции удерживающего троса, силового кабеля и коммуникационной линии. Такое решение имеет множество преимуществ: отсутствие необходимости иметь на борту запас топлива или энергоемкий аккумулятор, который требуется периодически подзаряжать – для чего приходится организовывать специальные системы, практически неограниченное время зависания в воздухе, очень малая вероятность потери аппарата, таким образом, обеспечивается энергоэффективность БПЛА и его позиционирование.

БПЛА имеет шесть моторов, каждый из которых содержит две лопасти, закрепленные с помощью несущих креплений. Лопасти вращаются и тем самым создают вертикальную движущую силу под действием которой обеспечивается возможность вертикального взлета и посадки летательного аппарата, а также возможность зависания.

Привязной БПЛА позволяет закреплять и удерживать полезную нагрузку в виде различных промышленных модулей, например, ретранслятора радиосвязи, сотовой связи, PTZ-камеры, модуля освещения, звуковоспроизведения, видеонаблюдения или других модулей, не превышающих массу 15 кг. Примеры прикрепления модулей к БПЛА представлены на рис. 1, где цифрой 1 отмечены примеры полезной нагрузки.

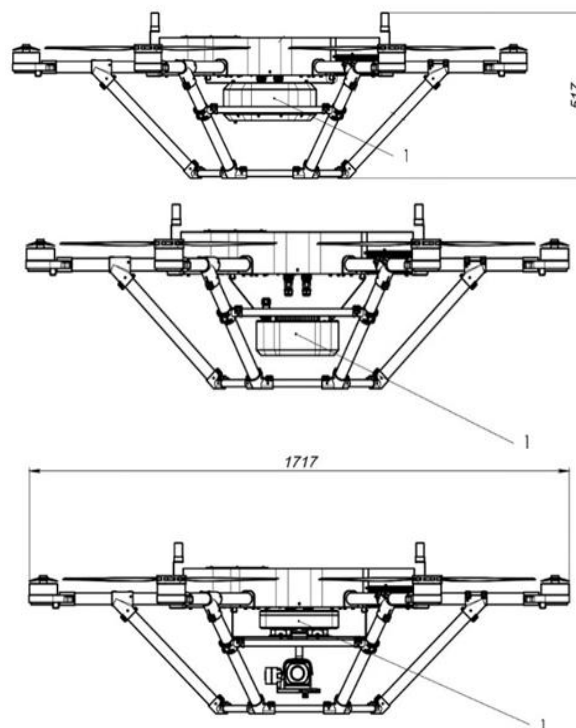


Рис. 1. Примеры прикрепления полезной нагрузки к БПЛА

БПЛА с электрическим приводом способен совершать вертикальный взлет летательного аппарата до 150 м, обеспечивать позиционирование и удобную посадку, ориентирован на длину троса 175 м. Бортовая система электропитания подразумевает подключение кабель-троса, обеспечивающего функции удерживающего троса, силового кабеля и коммуникационной линии, позволяет работать без ограничений по времени, а также является дополнительной системой позиционирования устройства, гарантирующей его сохранность в условиях сильного ветра.

Система термостатирования БПЛА

Особенностью аппарата является система термостатирования, состоящая из трех теплоизолированных отсеков (рис. 2): питания – 1, электроники – 2, бортового АКБ (батарей) – 3 и полезной нагрузки, каждый из которых имеет греющую пластину с термостатом, силовой ключ для управления греющей пластиной и цифровой датчик температуры. Система позволяет БПЛА функционировать в температурном диапазоне от -50 до $+40$ °С.



Рис. 2. Термоизолированные отсеки БПЛА

Система термостатирования выполнена таким образом, чтобы обогревать полезную нагрузку и отсеки БПЛА отдельно друг от друга. Для этого в полезной нагрузке и каждом отсеке имеются цифровой датчик температуры, силовой ключ управления греющей пластиной и греющая пластина. Цифровой датчик температуры подает на контроллер управления команду о включении или отключении обогрева в зависимости от считываемой температуры. Обогрев происходит с помощью пластин, защищенных от перегрева. Пластины создают тепловой поток, защищающий БПЛА и его составляющие от переохлаждения. Охлаждение происходит с помощью радиаторов и воздушного потока, создаваемого БПЛА.

Температурный режим

Температурный режим каждого отсека поддерживается отдельно, поскольку отсеки теплоизолированы. Температура в отсеке питания, включающем в себя батарею, не должна опускаться ниже 0 °С по требованиям хранения и эксплуатации. Радиатор обеспечивает охлаждение отсека питания и представляет собой нижнюю часть корпуса, добавляя дополнительную жесткость конструкции рамы БПЛА. Граничные температуры хранения и эксплуатации объектов БПЛА, температурные режимы и потребляемая мощность обогрева объектов БПЛА представлены в таблице.

Температурные режимы и потребляемая мощность обогрева

Показатель	Составляющая БПЛА				
	Отсек электроники	Отсек питания	Винты БПЛА	Бортовой отсек АКБ	Модуль полезной нагрузки
Минимальная температура в режиме ожидания, °С	-60	-60	-60	-0	-60
Максимальная температура в режиме ожидания, °С	60	60	40	40	60
Минимальная температура включения, °С	-20	-20	-40	-0	-24
Максимальная температура работы, °С	40	40	40	40	60
Максимальная мощность обогрева модуля, Вт	60	40	0 *	40	60

* Испытания показали стабильную работу винтов при температуре минус 50 °С без обогрева.

Учитывая минимальные температуры включения, необходим предстартовый прогрев БПЛА для последующего взлета аппарата.

Осуществление работы БПЛА

Корпус БПЛА закрепляется на раме из трубчатого основания в виде шестигранника, выполненного с применением композитных материалов для снижения массы. Под корпусом БПЛА, внутри трубчатого основания, крепится полезная нагрузка. Корпус БПЛА имеет три отсека: питания, электроники, бортового АКБ (батарей). Три отсека и полезная нагрузка оснащены цифровым датчиком температуры, греющей пластиной с термостатом и силовым ключом для управления греющей пластиной, что позволяет обеспечивать температурный режим каждой части.

Контроллер управления БПЛА расположен в бортовом отсеке АКБ, где поддерживается температура от 2 до 5 °С с помощью цифрового датчика температуры, подключенного к контроллеру управления, и греющего элемента в виде пластины, к ко-

торой, силовым ключом передается команда контроллера управления, осуществляется сбор телеметрии и соединение с полетным контроллером БПЛА. При достижении температуры в отсеке 2 °С контроллер управления подает сигнал включения на силовой ключ управления греющей пластины, происходит обогрев отсека с помощью греющей пластины. При достижении температуры плюс 5 °С обогрев отключается.

Внешний цифровой датчик температуры служит для оценки температуры за бортом БПЛА. На рис. 3 представлена греющая силиконовая пластина отсека питания, наклеенная на алюминиевое основание. Алюминий является основанием греющей пластины и имеет высокую теплоотдачу в отсек БПЛА.

При работе БПЛА в отрицательных температурах прогрев производится во всех отсеках БПЛА. Перед взлетом БПЛА идет прогрев отсеков до необходимых температур, представленных в таблицах. Контроллером управления производится считывание с цифровых датчиков температуры температурных

показателей отсеков БПЛА. Контроллер управления передает данные показания цифровых датчиков (температуру) на полетный контроллер БПЛА, который посылает разрешение на взлет в случае нахождения температурного показателя в температурном диапазоне от 3 до 40 °С. После чего производится взлет БПЛА на заданную высоту. После взлета термостатирование осуществляется при окружающей температуре до –50 °С.



Рис. 3. Греющая силиконовая пластина отсека питания, наклеенная на алюминиевое основание

Заключение

Таким образом, представленный БПЛА с электрическим приводом обеспечивает температурный диапазон эксплуатации от –50 до +40 °С с помощью системы термостатирования, контролирующей подачу / отбор энергии для нагрева или охлаждения и поддерживающей заданный диапазон температуры внутренней среды. Аппарат позволяет закрепить на себе полезную нагрузку массой до 15 кг и фиксироваться с ней в воздухе на необходимой высоте, благодаря чему устройство можно использовать для различных целей. Питание аппарата по кабель-троссу при исправном поступлении и функциониро-

вании остальных частей устройства позволяет БПЛА удерживать свое положение в воздухе.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации, соглашение № 075-11-2021-035 от 24 июня 2021 г.

Литература

1. Пат. 2428355 РФ, МПК В64С 32/02, В64С 27/20, В 64F3/00. Система воздушного наблюдения / С.П. Мидзяновский. – № 2010118541/11; заявл. 12.05.2010; опубл. 10.09.2011, Бюл. № 25.
2. Пат. 2769411 РФ, МПК В64D 1/18. Беспилотный привязной авиационный комплекс для внесения пестицидов и агрохимикатов в точном земледелии / Ю. Измайлов, Л.А. Марченко, И.Г. Смирнов и др. – № 2020138850; заявл. 26.11.2020; опубл. 31.03.2022, Бюл. № 10.
3. Катаев М.Ю. Методика кластеризации сельскохозяйственных полей по RGB-изображениям беспилотных летательных аппаратов / М.Ю. Катаев, Е.Ю. Карташов, А.А. Кузнецов // Доклады ТУСУР. – 2021. – Т. 24, № 3. – С. 50–56.
4. Зиятдинов А.Т. Обзор бепилотных летательных аппаратов / А.Т. Зиятдинов, В.А. Кудряшов, М.В. Охотников // Актуальные вопросы в науке и практике: сб. статей по матер. IV Междунар. науч.-практ. конф.: в 5 ч. Самара, 11 декабря 2017 г. – Ч. 1. – Самара: ООО «Дендра», 2017. – С. 70–75.
5. Пат. 169165 РФ, МПК В64С 27/08, В64С 39/02. Привязной беспилотный летательный аппарат / В.И. Долгинцев. – № 2016122267; заявл. 03.06.2016; опубл. 07.03.2017, Бюл. № 7.

Новикова Анастасия Алексеевна

Магистрант каф. конструирования узлов и деталей радиоэлектронной аппаратуры (КУДР)
Томского государственного ун-та
систем управления (ТУСУР)
Эл. почта: nega_nega@mail.ru

Караульных Сергей Павлович

Инженер-исследователь СКБ «Смена» ТУСУРА
Эл. почта: KSGM0289@gmail.com

Секция 7

НЕЛИНЕЙНАЯ ОПТИКА

*Председатель – Шандаров Станислав Михайлович,
проф. каф. ЭП, д.ф.-м.н.*

В.А. Алтухов, И.В. Кузнецов, Д.В. Кузнецов, А.С. Перин

Моделирование решеточного элемента связи на основе структуры $\text{SiO}_2/\text{Si}_3\text{N}_4/\text{SiO}_2/\text{Si}$ для ввода оптического излучения в гребенчатый волновод из тонкой пленки Si_3N_4

Исследуется модель волноводной системы с вводом оптического излучения при помощи решеточного элемента связи на основе структуры $\text{SiO}_2/\text{Si}_3\text{N}_4/\text{SiO}_2/\text{Si}$ и приводятся результаты численного моделирования влияния параметров модели на коэффициент передачи излучения из оптического волокна в гребенчатый волновод из тонкой пленки Si_3N_4 . Максимальное значение коэффициента передачи при выбранных в работе параметрах модели решетчатого элемента связи составило 67,9%. Наибольшее влияние на коэффициент передачи оказывает изменение геометрических параметров гребенчатой структуры. Изменение ширины элемента решетки (гребня Si_3N_4) от точки экстремума (0,54 мкм) на 0,01 мкм влечет за собой изменение коэффициента передачи более чем на 6%. Показано, что изменения геометрических параметров защитного (SiO_2) и буферного (SiO_2) слоев в пределах от 1,5 до 2,5 мкм не оказывают существенного влияния на коэффициент передачи, так как изменение толщины SiO_2 защитного и буферного слоев влечет за собой незначительное изменение эффективного показателя преломления в пределах 0,001.

Ключевые слова: фазовая решетка, нитрид кремния, параметры решеточного элемента связи, коэффициент передачи.

Решеточные элементы связи для ввода оптического излучения из оптического волокна в гребенчатый волновод из тонкой пленки Si_3N_4 являются ключевыми компонентами фотонных интегральных схем в планарной геометрии. С помощью ввода / вывода излучения через решеточные элементы связи достигается широкий спектр оптических эффектов, таких как волноводная связь, фильтрация, фокусировка, усиление поля и др. [1, 2]. Эффективность ввода излучения в волновод с использованием решеточного элемента связи обычно составляет 10–40%, хотя теоретический предел может быть выше [3–5]. Коэффициент передачи излучения через решеточные элементы связи зависит от множества параметров, таких как (рис. 1) толщина защитного слоя (S_2), толщина буферного слоя (S_1), высота решеточного элемента (h_g), ширина решеточного элемента (a), период решетки решеточного элемента (Λ), длина волны излучения, а также от формы профиля стенок решеточных элементов.

Целью данной работы является исследование влияния указанных параметров для достижения максимального коэффициента передачи излучения из оптического волокна в гребенчатый волновод из тонкой пленки Si_3N_4 с помощью решеточного элемента связи на основе структуры $\text{SiO}_2/\text{Si}_3\text{N}_4/\text{SiO}_2/\text{Si}$ с учетом технологических возможностей лазерной литографии и плазмохимического травления.

Модель решеточного элемента связи

Модель для исследования влияния параметров решеточного элемента связи на коэффициент передачи показана на рис. 1.

Элемент связи представляет собой тонкопленочную структуру $\text{SiO}_2/\text{Si}_3\text{N}_4/\text{SiO}_2/\text{Si}$ со следующими показателями преломления сред: $n_{\text{Si}_3\text{N}_4} = 2$, $n_{\text{SiO}_2} = 1,44$ и $n_{\text{Si}} = 3,5$. Оптическое излучение мощностью P_{in} подается на решеточный элемент связи при помощи одномодового оптического во-

локна (параметры соответствуют рек. G.652), сколото-го под углом 5° , выходное оптическое излучение наблюдается на торце Si_3N_4 волновода (P_{out}).

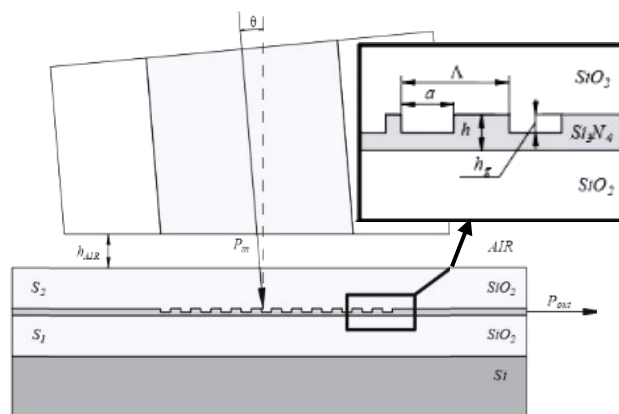


Рис. 1. Графическое изображение модели решеточного элемента связи

Путем численного моделирования методом конечных элементов посредством решения волнового уравнения в САПР (COMSOL Multiphysics) получены геометрические параметры элемента связи, при которых коэффициент передачи максимален и составляет 67,9%. Параметры приведены в таблице.

Геометрические параметры модели

Параметр	Условное обозначение	Размер, мкм
Высота волноводного слоя	h	0,35
Высота решеточного элемента	h_g	0,32
Ширина решеточного элемента	a	0,54
Период решетки	Λ	1,05
Расстояние между оптическим волокном и защитным слоем (SiO_2)	h_{AIR}	1,65
Высота буферного слоя	S_1	2,2
Высота защитного слоя	S_2	2,2
Угол ввода относительно нормали решетки	λ	5°

Параметры решеточного элемента связи

Для осуществления фазового синхронизма, входящего в решетчатый элемент связи светового пучка с собственной модой волновода, должно выполняться соотношение [6, 7]

$$\beta_m = \frac{2\pi n_{\text{eff}}}{\lambda} = k_0 \sin(\theta) + mG = \frac{2\pi n_w}{\lambda} \sin(\theta) + m \frac{2\pi}{\Lambda}, \quad (1)$$

где β_m – постоянные распространения волноводной моды ($m = 0; 1; 2, \dots$); n_{eff} – эффективный показатель преломления волновода для используемой моды; n_w – показатель преломления волноводного слоя; λ – длина волны оптического излучения.

Таким образом, можем получить выражение для нахождения периода решеточного элемента

$$\Lambda = \frac{m\lambda}{n_{\text{eff}} - n_w \sin(\theta)}. \quad (2)$$

Из выражения (2) видим, что период решетки зависит от эффективного показателя преломления и толщины волноводного слоя. Используя тангенциальное выражение для ТЕ-составляющих электромагнитной волны, получаем соотношение [8]

$$\tan_{\text{TE}}(g \cdot h) = \frac{g(\gamma + \delta)}{g^2 - \gamma \cdot \delta}, \quad (3)$$

где $g = \sqrt{n_{\text{Si}_3\text{N}_4}^2 k^2 - \beta^2}$; $\beta = k \left(n_{\text{eff}} - m \frac{\lambda}{\Lambda} \right)$; $k = \frac{2\pi}{\lambda}$;

$\gamma = \sqrt{\beta^2 - n_{\text{SiO}_2}^2 k^2}$; $\delta = \sqrt{\beta^2 - n_{\text{Si}}^2 k^2}$; h – высота волновода; n_{SiO_2} , $n_{\text{Si}_3\text{N}_4}$, n_{Si} – показатели преломления покрывающей оболочки, волноводной пленки и подложки соответственно. Используя приведенные выше соотношения, можно оценить требуемую толщину волноводного слоя и период решетки.

Для оценки эффективности модели воспользуемся выражением для нахождения коэффициента передачи

$$K = (P_{\text{in}} / P_{\text{out}}) \cdot 100 \%, \quad (4)$$

где P_{in} – мощность излучения на выходе оптического волокна; P_{out} – мощность на торце Si_3N_4 -волновода. Вычисление коэффициента передачи при заданной входной мощности осуществлено путем численного моделирования методом конечных элементов посредством решения волнового уравнения в САПР (COMSOL Multiphysics).

Исследование влияния параметров решеточного элемента связи на коэффициент передачи

На начальном этапе параметры модели были установлены таким образом, чтобы добиться максимального коэффициента передачи излучения из оптического волокна в гребенчатый волновод из тонкой пленки Si_3N_4 . Далее при помощи параметрической развертки менялся каждый из параметров модели и фиксировалось значение коэффициента передачи.

Результаты численного исследования зависимости коэффициента передачи от высоты решеточного

элемента связи показаны на рис. 2, из которого видно, что полученная зависимость имеет нелинейный вид, а изменение данного параметра на 0,1 мкм от экстремума (0,32 мкм) влечет за собой изменение коэффициента передачи излучения на 1,5%.

Из выражений (1)–(3) видно, что одним из параметров, влияющих на условие фазового синхронизма, является эффективный показатель преломления, зависящий от толщины волноводного слоя.

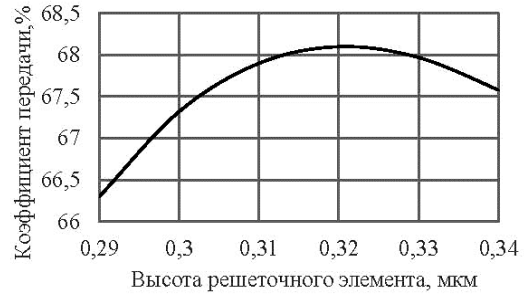


Рис. 2. Зависимость коэффициента передачи от высоты решеточного элемента h_g

Численное исследование зависимости коэффициента передачи излучения от толщины SiO_2 защитного и буферного слоев показало, что изменение толщины буферного слоя S_1 , превышающего в 5 и более раз толщину волноводного слоя, не влияет на коэффициент передачи.

Изменение толщины защитного слоя S_2 на 0,1 мкм от экстремума (2,2 мкм) влечет за собой изменение коэффициента передачи на 8% (рис. 3).

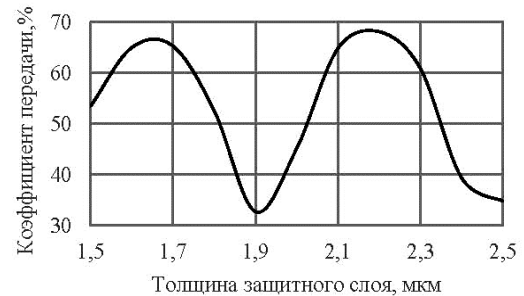


Рис. 3. Зависимость коэффициента передачи от толщины защитного слоя S_2

Выражение (3) справедливо при толщине защитного и буферного слоев, превышающих толщину волноводного слоя во много раз, изменение толщины данных слоев практически не влияет на эффективный показатель преломления. Существенное влияние толщины защитного слоя на коэффициент передачи обусловлено изменением длины оптического хода лучей и их оптической разности хода. Влияние толщины защитного слоя можно компенсировать перемещением оптоволокна вдоль волноводного слоя над решеточным элементом связи, в этом случае можно добиться оптической разности хода, кратной λ . Исследование зависимости коэффициента передачи излучения от ширины элемента (a) (рис. 4) показало, что изменение ширины от точки экстремума (0,54 мкм) на 0,01 мкм влечет за собой

изменение коэффициента передачи более чем на 6%. Это обусловлено изменением эффективного показателя преломления и последующего нарушения условия фазового синхронизма.

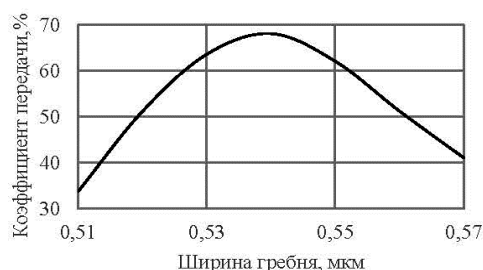


Рис. 4. Зависимость коэффициента передачи от ширины элемента решетки

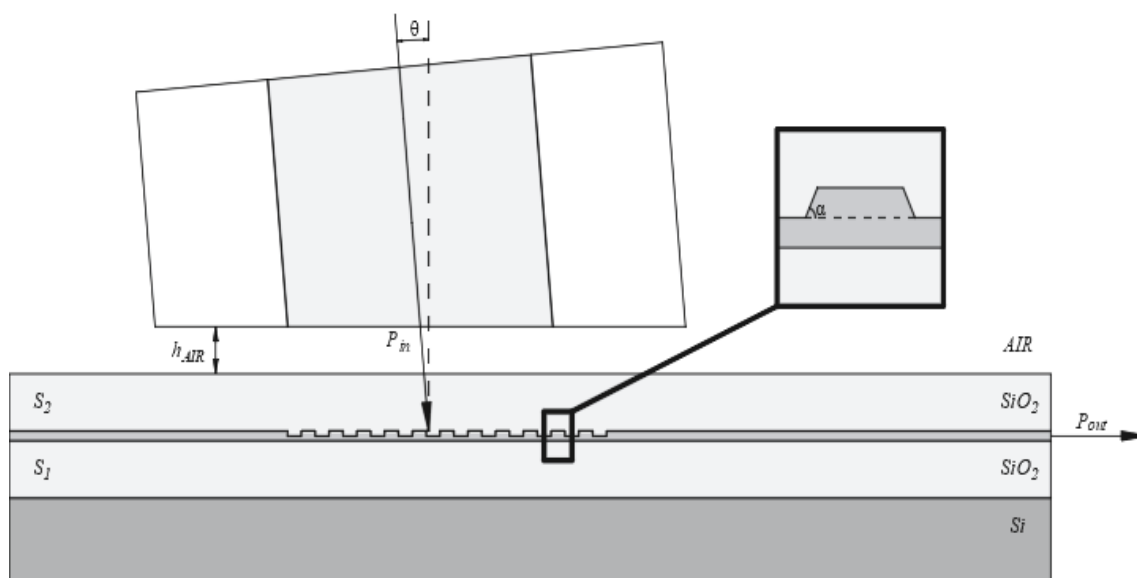


Рис. 5. Наклон профиля элементов решетки



Рис. 6. Зависимость коэффициента передачи от угла наклона α стенок решеточного элемента связи относительно нормали к волноводному слою

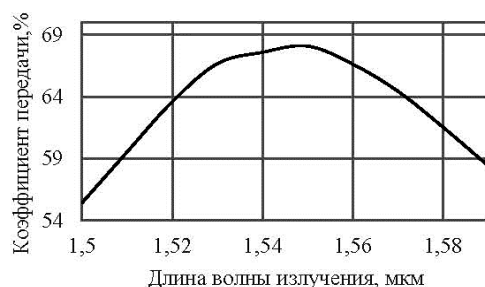


Рис. 7. Зависимость коэффициента передачи решетчатого элемента связи от длины волны излучения

Так как при изготовлении добиться строго прямоугольного профиля решетки невозможно, было проведено исследование зависимости коэффициента передачи от угла наклона α стенок решетки относительно нормали к волноводу (рис. 5 и 6).

Как видно из зависимости рис. 6, изменение угла наклона элементов стенок решеточного элемента связи на 5° от нормали к волноводу влечет изменение коэффициента передачи более чем на 1%. К настоящему времени при помощи реактивного ионного травления с применением источника индуктивно связанной плазмы (ICP) удаётся добиться угла наклона стенок с точностью $90 \pm 2,5^\circ$ [9].

На рис. 7 приведена зависимость коэффициента передачи от длины волны используемого излучения.

Изменение длины волны на 10 нм от экстремума (1,55 мкм) приводит к изменению коэффициента передачи не более чем на 1,5%.

Закключение

В работе исследована модель волноводной системы с вводом оптического излучения в гребенчатый волновод из тонкой пленки Si_3N_4 при помощи решеточного элемента связи на основе структуры $\text{SiO}_2/\text{Si}_3\text{N}_4/\text{SiO}_2/\text{Si}$ и приведены результаты численного моделирования влияния параметров модели на коэффициент передачи. Максимальное значение коэффициента передачи при выбранных параметрах модели согласно таблице может составлять не более 67,9% и будет ограничиваться технологическими погрешностями при изготовлении. Наибольшее влияние на коэффициент передачи оказывает изменение геометрических параметров структуры. Изменение ширины элемента решетки (Si_3N_4) от точки экстремума (0,54 мкм) на 0,01 мкм влечет за собой изменение коэффициента передачи более чем на 6%. Изменение геометрических параметров SiO_2 защитного и буферного слоев в пределах от 1,5 до 2,5 мкм не оказывают существенного влияния на коэффициент передачи вследствие незначительного изменения

эффективного показателя преломления в пределах 0,001.

Полученные результаты могут быть использованы для оценки эффективности решеточного элемента связи с технологическими допусками в процессе производства.

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. Tibuleac S. Linewidth bandpass filters with diffractive thin-film layers / S. Tibuleac, R. Magnusson // Optics letters. – 2001. – Vol. 26, No. 9. – PP. 584–586.
2. Lee S. Electromagnetically induced transparency based on guided-mode resonances // Optics letters. – 2015. – Vol. 40, No. 18. – PP. 4241–4244.
3. Near-infrared grating couplers for silicon nitride photonic wires / A.Z. Subramanian, S. Selvaraja, P. Verheyen, A. Dhakal, K. Komorowska, R. Baets // IEEE Photonics Technology Letters. – 2012. – Vol. 24, No. 19. – PP. 1700–1703.
4. Wide bandwidth silicon nitride grating coupler / C.R. Doerr, L. Chen, Y.K. Chen, L.L. Buhl // IEEE Photonics Technology Letters. – 2010. – Vol. 22, No. 19. – PP. 1461–1463.
5. Efficiency enhanced grating coupler for perfectly vertical fiber-to-chip coupling / Z. Zhang, X. Shan, B. Huang, Z. Zhang, C. Cheng, B. Bai, T. Gao, X. Xu, L. Zhang, H. Chen // Materials. – 2020. – Vol. 13, No. 12. – P. 2681.
6. Интегральная оптика: учеб. / Р.В. Бударгин, В.К. Майстренко, А.В. Назаров, С.Б. Раевский / под ред.

С.Б. Раевского. – Нижегород. гос. техн. ун-т. – 2-е изд., перераб. – Н. Новгород, 2013. – 106 с.

7. Grating Couplers on Silicon Photonics: Design Principles, Emerging Trends and Practical Issues / L. Cheng, S. Mao, Z. Li, Y. Han, H.Y. Fu // Micromachines. – 2020. – Vol. 11, No. 11. – P. 666.

8. Wang S.S. Theory and applications of guided-mode resonance filters / S.S. Wang, R. Magnusson // Applied optics. – 1993. – Vol. 32, No. 14. – PP. 2606–2613.

9. Huff M. Recent Advances in Reactive Ion Etching and Applications of High-Aspect-Ratio Microfabrication / Micromachines. – 2021. – Vol. 12, No. 8. – P. 991.

Алтухов Валерий Алексеевич

Студент каф. сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники (СВЧКР) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: valeriyaltukhov7@gmail.com

Кузнецов Игорь Викторович

Инженер лаб. фотонных интегральных схем передовой инженерной школы им. А.В. Кобзева (ПИШ) ТУСУРа
Эл. почта: kuznetsov.i.943-m@e.tusur.ru

Кузнецов Дмитрий Владимирович

Студент каф. СВЧКР ТУСУРа
Эл. почта: dim.kyz.200@gmail.com

Перин Антон Сергеевич

Канд. техн. наук, доцент каф. СВЧКР ТУСУРа, зав. лаб. фотонных интегральных схем ПИШ им. А.В. Кобзева
Эл. почта: anton.s.perin@tusur.ru

М.М. Михайлов, В.А. Горончко, С.А. Юрьев, А.Н. Лапин, Д.С. Федосов

Влияние модифицирования наночастицами Gd_2O_3 на радиационную стойкость и оптические свойства микропорошка $CaSiO_3$

Проведены исследования радиационной стойкости оптических свойств микропорошков волластонита ($mCaSiO_3$) исходного и модифицированного наночастицами оксида гадолиния (nGd_2O_3) при облучении ускоренными электронами и регистрации спектров диффузного отражения в высоком вакууме на месте облучения (*in situ*). Порошок $mCaSiO_3$ имеет высокую отражательную способность во всем измеряемом диапазоне спектра от 200 до 2500 нм. Полученное значение интегрального коэффициента поглощения солнечного излучения ($a_s = 0,117$) меньше по сравнению с наиболее применяемыми пигментами отражающих покрытий, такими, как ZnO и TiO_2 . Модифицированные порошки волластонита могут быть использованы при разработке новых терморегулирующих покрытий для космических аппаратов с улучшенными эксплуатационными характеристиками и в областях науки и техники, где требуется повышенная стойкость оптических свойств к действию излучений.

Ключевые слова: волластонит, оксид гадолиния, модифицирование, оптические свойства, радиационная стойкость.

Порошки $CaSiO_3$ находят широкое применение в качестве пигментов и наполнителей в лакокрасочной промышленности и строительной индустрии [1, 2]. Представляют интерес исследования, направленные на определение возможности использования таких порошков в качестве пигментов терморегулирующих покрытий (ТРП) космических аппаратов (КА) класса «Оптические солнечные отражатели» (ОСО) благодаря их большой ширине запрещенной зоны, высокой отражательной способности в УФ, видимой и ближней ИК-областях спектра, стойкости к действию квантов солнечного спектра и невысокой стоимости.

Для увеличения фото- и радиационной стойкости отражающих порошков, предназначенных для ТРП класса ОСО, успешно применяются нанотехнологии [3, 4]. Модифицирование наночастицами оксидных соединений приводит к существенному повышению стойкости к облучению порошков-пигментов ТРП. Эффективность модифицирования определяется типом нанопорошков, их концентрацией, удельной поверхностью, размерами частиц, электрической проводимостью и зарядовым состоянием катионов.

Среди оксидов металлов особый интерес могут представлять нанопорошки оксидов редкоземельных элементов (РЗЭ). Катионы таких порошков имеют незаполненную f -оболочку, поэтому обладают увеличенной радиационной стойкостью. Модифицирование материалов нанопорошками оксидов РЗЭ предполагает увеличение фото- и радиационной стойкости за счет двух процессов:

- релаксации первичных дефектов на наночастицах;
- поглощения катионами РЗЭ образованных облучением свободных электронов.

Целью настоящей работы является исследование эффективности модифицирования порошка микронных размеров $mCaSiO_3$ наночастицами nGd_2O_3 для увеличения радиационной стойкости оптических свойств.

Методика проведения эксперимента

Объектами исследования были микропорошок волластонита марки ВП-03, предоставленный фирмой ООО «МИНЕРАЛ» (г. Санкт-Петербург, Россия), и нанопорошок оксида гадолиния со средним размером частиц 20–30 нм (China rare metal material Co., LTD, Китай).

Для модифицирования нанопорошок nGd_2O_3 диспергировали в дистиллированной воде при воздействии ультразвуковых волн. В полученный раствор добавляли микропорошок $mCaSiO_3$ и перемешивали в течение 3 ч в магнитной мешалке. Концентрация нанопорошка составляла 1–10 мас. %. Полученную смесь высушивали при температуре 150 °С, перетирали в фарфоровой ступке и прогревали 2 ч в муфельной печи при температуре 800 °С. После остывания полученный порошок $mCaSiO_3/nGd_2O_3$ повторно перетирали в фарфоровой ступке. Приготовленные порошки подвергали прессованию в специальные формы диаметром 24 мм. Было изготовлено 7 образцов для исследований: исходный, прогретый 2 ч при $T = 800$ °С и модифицированные при концентрации нанопорошка 1, 3, 5, 7, 10 мас. %.

Образцы закрепляли на предметном столике установки «Спектр», в которой спектры диффузного отражения (ρ_λ) регистрировали в вакууме на месте до и после каждого периода облучения (*in situ*) [5]. Интегральный коэффициент поглощения солнечного излучения (a_s) рассчитывали с использованием международных стандартов [6, 7]. Облучение порошков осуществляли флюенсом электронов $2 \cdot 10^{16}$ см⁻² с энергией 30 кэВ.

Коэффициент поглощения a_s определяет суммарное поглощение по всему спектру от 0,2 до 2,5 мкм и является рабочей характеристикой ТРП, поскольку в регистрируемом диапазоне длин волн доля электромагнитного излучения солнца составляет около 97% от всего спектра [8].

Радиационную стойкость оценивали по изменению интегрального коэффициента поглощения a_s ,

которое рассчитывали из разности его значений до (a_{s0}) и после ($a_{сф}$) облучения порошков электронами:

$$\Delta a_s = a_{сф} - a_{s0}. \quad (1)$$

Оптические свойства и радиационная стойкость mCaSiO₃, модифицированного nGd₂O₃

Спектры диффузного отражения исходного, прогретого и модифицированных наночастицами nGd₂O₃ различной концентрации порошков mCaSiO₃ приведены на рис. 1. В области от 200 до 400 нм коэффициент отражения увеличивается до 88%. Такое его значение сохраняется до 1600 нм. В более длинноволновой области он незначительно уменьшается и при $\lambda = 2500$ нм составляет 82%. При этом регистрируются провалы в областях при 1660 и 1920 нм, обусловленные полосами поглощения ОН-групп, сорбированных на поверхности порошка [9]. После модифицирования коэффициент отражения уменьшается в коротковолновой области до 530–600 нм в зависимости от концентрации наночастиц, в более длинноволновой области он увеличивается. И уменьшение, и увеличение коэффициента отражения слабо зависят от концентрации наночастиц Gd₂O₃.

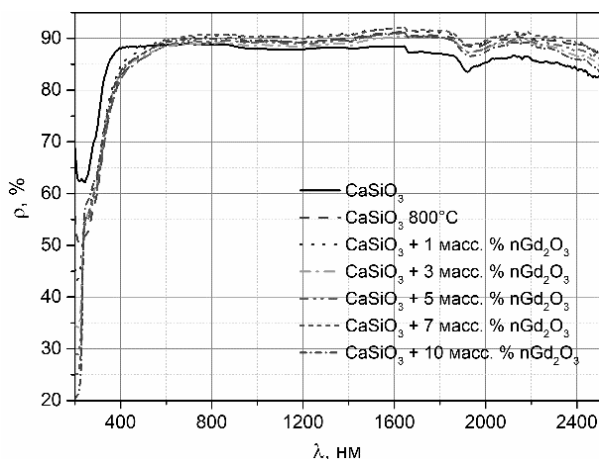


Рис. 1. Спектры диффузного отражения порошка волластонита исходного mCaSiO₃ и модифицированного наночастицами nGd₂O₃ различной концентрации

По значениям Δa_s после облучения в одинаковых условиях немодифицированного порошка CaSiO₃ и модифицированного различной концентрацией наночастиц Gd₂O₃ можно определить оптимальное значение их концентрации (рис. 2). Оно соответствует наименьшему значению Δa_s .

Из рис. 2 следует, что значения Δa_s всех модифицированных порошков меньше по сравнению с немодифицированным порошком. Оптимальной с точки зрения повышения радиационной стойкости является концентрация наночастиц 7 мас.%. Коэффициент эффективности, определяемый отношением значений Δa_s немодифицированного порошка к значению модифицированного при оптимальной концентрации наночастиц, равен 1,7. Такое увеличение радиационной стойкости порошка CaSiO₃ при модифицировании твердотельным способом наночастицами Gd₂O₃ позволяет предполагать возможность

его использования при создании терморегулирующих покрытий для космических аппаратов.

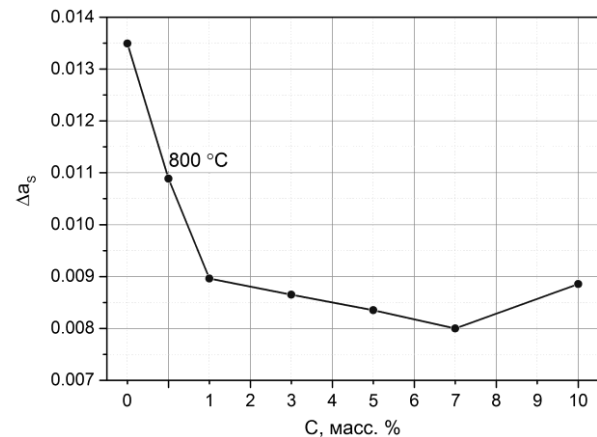


Рис. 2. Зависимость изменений коэффициента поглощения Δa_s после облучения флюенсом электронов $\Phi = 2 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-2}$ с энергией 30 кэВ модифицированного порошка mCaSiO₃ от концентрации наночастиц nGd₂O₃

Заключение

Выполненные исследования показали, что модифицирование наночастицами Gd₂O₃ приводит к существенному увеличению отражательной способности в области от 600 до 2500 нм порошка микронных размеров CaSiO₃.

Наименьшее значение интегрального коэффициента поглощения солнечного излучения порошков mCaSiO₃ составляет $a_s = 0,117$. Эта величина меньше по сравнению с ее значениями для таких широко используемых порошков в качестве пигментов отражающих покрытий, как ZnO, TiO₂, ZrO₂, Al₂O₃.

Радиационная стойкость модифицированного порошка mCaSiO₃/nGd₂O₃ существенно больше по сравнению с немодифицированным порошком. Наибольшее увеличение (1,7 раза) соответствует концентрации наночастиц 7 мас.%.

С учетом одинакового ионизационного механизма взаимодействия квантов солнечного спектра и электронов с энергией 30 кэВ с такими порошками можно предполагать увеличение их фотостойкости при модифицировании, поэтому модифицирование наночастицами nGd₂O₃ порошков mCaSiO₃ может иметь большое практическое значение для материалов, работающих не только в условиях космического пространства, где действуют заряженные частицы и излучение солнца, но и для материалов земного применения (красок, строительных плиток, растворов, наполнителей), где действуют только кванты солнечного спектра.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (госзадание), № FEWM-2023-0012.

Литература

1. Chen W.T. Mechanical grinding preparation and characterization of TiO₂-coated wollastonite composite pigments /

W.T. Chen, Y. Liang, X.F. Hou. – Materials. – 2018. – 11 (4) v. – 593 p.

2. The self-gelation properties of calcined wollastonite powder / Y. Zheng, C. Wang, S. Zhou, C. Luo // Construction and Building Materials. – 2021. – Vol. 290. – P. 123061.

3. Synthesis of ZnO/Zn₂SiO₄/SiO₂ composite pigments with enhanced reflectance and radiation-stability under low-energy proton irradiation / C. Li, Z. Liang, H. Xiao, Y. Wu, Y. Liu // Materials Letters. – 2010. – Vol. 64. – PP. 1972–1974.

4. Preparation and Space Environmental Stability of a Nano-Materials Modified Thermal Control Coating. Protection of Materials and Structures from the Space Environment / Z. Bo, L. Gang, C. Kangli, C. Weimin // Astrophysics and Space Science Proceedings. – 2017. – Vol. 47. – PP. 433–441.

5. Apparatus for study of diffuse-reflection and luminescence spectra of solids in vacuum / L.G. Kositsyn, M.M. Mikhailov, N.Y. Kuznetsov, M.I. Dvoretiskii // Instruments and experimental techniques. – New York, 1985. – Vol. 28. – PP. 929–932.

6. ASTM E490-00a Standard Solar Constant and Zero Air Mass Solar Spectral Irradiance Tables. – 2005.

7. ASTM E903-96 Standard Test Method for Solar Absorptance, Reflectance, and Transmittance of Materials Using Integrating Spheres. – 2005.

8. Макарова Е.А. Распределение энергии в спектре Солнца и солнечная постоянная / Е.А. Макарова, А.В. Харитонов. – М.: Наука, 1972. – 128 с.

9. Optical properties and radiation stability of TiO₂ powders modified by Al₂O₃, ZrO₂, SiO₂, TiO₂, ZnO, and MgO

nanoparticles / M.M. Mikhailov, V.A. Vlasov, S.A. Yuryev, V.V. Neshchimenko, V.V. Shcherbina // Dyes and Pigments. – 2015. – Vol. 123. – PP. 72–77.

Михайлов Михаил Михайлович

Д-р физ.-мат. наук, проф., зав. лаб. радиационного и космического материаловедения (РКМ) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: mikhail.m.mikhailov@tusur.ru

Горончко Владимир Александрович

Науч. сотр. лаб. РКМ ТУСУРа
Эл. почта: vladimir.a.goronchko@tusur.ru

Юрьев Семен Александрович

Канд. техн. наук, с.н.с. лаб. РКМ ТУСУРа
Эл. почта: semyon.yuryev@tusur.ru

Лапин Алексей Николаевич

Канд. техн. наук, с.н.с. лаб. печатной электроники (Аддитив) ТУСУРа
Эл. почта: alexey.lapin@tusur.ru

Федосов Дмитрий Сергеевич

Аспирант каф. ФЭ, инженер лаб. печатной электроники (Аддитив) ТУСУРа
Эл. почта: phedosov99@gmail.com

Д.В. Кузнецов, И.В. Кузнецов, В.А. Алтухов, А.С. Перин

Численное моделирование кольцевого резонатора на основе тонких пленок нитрида кремния

Целью данной работы является моделирование интегрального оптического кольцевого резонатора. Проведено моделирование двух конфигураций кольцевых резонаторов – с одним кольцом и с двумя, дана оценка FSR, ширины резонансных пиков и температурной стабильности. Результаты работы могут быть использованы при разработке интегральных демультиплексоров для телекоммуникационных систем с уплотнением по длине волны.

Ключевые слова: кольцевой резонатор, пассивная фотонная интегральная схема, WDM.

Оптический кольцевой резонатор, как элемент фотонной интегральной схемы может применяться в ряде различных устройств: оптический гироскоп, демультиплексор для телекоммуникационной системы с разделением каналов по длине волны, биосенсоры и др. [1–4].

Современный интегральный оптический кольцевой резонатор представляет собой интегральную волноводную структуру, состоящую из кольцевого волновода и одного или двух прямолинейных волноводов, предназначенных для ввода и вывода оптического излучения [1]. Схема интегрального оптического резонатора представлена на рис. 1.

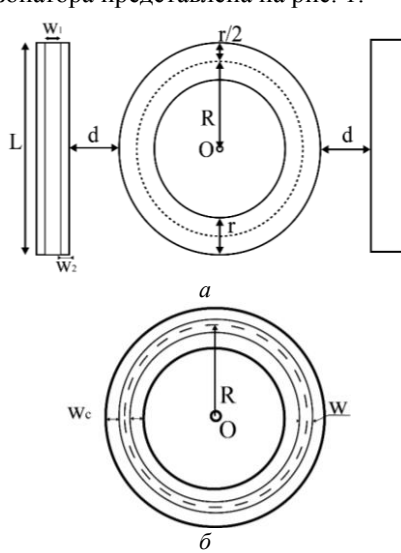


Рис. 1. Интегральный оптический кольцевой резонатор: а – схема интегрального оптического кольцевого резонатора; б – схема волноводов в кольце резонатора

Здесь L – длина прилегающих волноводов, w_1 – ширина сердцевин прилегающих волноводов, w_2 – ширина оболочки прилегающих волноводов, d – минимальное расстояние между кольцом и прилегающими волноводами, R – радиус кольца, r – ширина кольца, w_c – ширина оболочки кольцевого волновода, w – ширина сердцевин волновода в кольце.

В данной работе кольцевой резонатор рассматривается как демультиплексор по длине волны. Существует несколько схем оптических демультиплексоров для многоволновых систем, альтернативных схеме на основе кольцевого резонатора: на основе интерференционного фильтра на базе интерферо-

метра Фабри–Перо (ИФП), на основе брэгговского отражателя и решётки на основе массива волноводов (AWG) [5–7].

Интерференционный фильтр на основе ИФП представляет собой каскад из резонаторов, каждый из которых состоит из отражателя (непрозрачного зеркала) и полупрозражателя (полупрозрачного зеркала), расстояние между которыми подбирается таким образом, что каждый резонатор выделяет одну длину волны. Для выделения N каналов из группового сигнала требуется установить N интерферометров Фабри–Перо [7]. Недостатками данного технического решения является невозможность реализации в интегральном виде, невозможность использования в системах с большим числом каналов ввиду периодичности аппаратной функции резонатора Фабри–Перо и высокие требования к юстировке отражателей и полупрозражателей [7].

Брэгговский отражатель формируется либо в одномодовом оптическом волокне, либо из тонких многослойных диэлектрических плёнок. Период структуры подбирается таким образом, чтобы от неё отражалась только одна длина волны. Таким образом, поскольку один брэгговский отражатель выделяет только одну длину волны, то для выделения N каналов из группового сигнала также необходимо построить каскад из N отражателей [6, 8]. К недостаткам такого решения относятся большая величина вносимых потерь, высокие требования к точности изготовления брэгговских отражателей [8].

Демультиплексоры на основе AWG представляют собой массив оптических интегральных волноводов разной длины, формирующих эшелон Майкельсона. Принцип работы AWG основан на явлении хроматической дисперсии: ввиду того, что волноводы в массиве имеют разную длину, на его выходе разные длины волн формируют интерференционные максимумы в разных точках, что приводит к пространственному разделению каналов. Недостаток AWG – большая занимаемая площадь на чипе [5, 6].

Преимущества демультиплексора на основе кольцевого резонатора над вышеперечисленными схемами реализации заключаются в отсутствии необходимости использовать зеркала и другие объёмные оптические элементы, юстировать их, наличии возможности реализации в виде фотонной интегральной схемы (ФИС), малой занимаемой площади

на чипе и возможности интеграции с другими компонентами ФИС.

Платформа кремний на изоляторе (SOI) является самой распространенной в пассивной интегральной фотонике. Основными преимуществами SOI являются коммерческая доступность, относительная дешевизна, а также совместимость с КМОП-технологиями. К недостаткам данной платформы можно отнести: непрозрачность в видимой части спектра, наличие двухфотонного поглощения, увеличивающего потери, большие потери на шероховатостях ввиду большого контраста показателей преломления между волноводом (Si) и его оболочкой (SiO₂) [8].

Одним из альтернативных материалов в современной интегральной фотонике является нитрид кремния (Si₃N₄). Si₃N₄, в отличие от Si, прозрачен в видимой части спектра, не обладает эффектом двухфотонного поглощения, имеет меньший показатель преломления ($n = 2$ против $n = 3,4$ у Si) [8, 9], что снижает контраст показателей преломления и, соответственно, потери на шероховатостях [8]. Следует отметить, что Si₃N₄ также совместим с КМОП-технологиями. К недостаткам Si₃N₄ можно отнести невозможность формирования на его основе активных элементов ФИС [8].

Целью данной работы является численное моделирование кольцевого резонатора на основе тонких плёнок Si₃N₄ на изоляторе (SiO₂).

Описание параметров модели и результаты

Основными характеристиками кольцевого резонатора являются амплитудно-частотная характеристика (АЧХ), свободный спектральный диапазон (FSR) и ширина пика по уровню 0,5 ($\Delta\lambda$). Будет проведено исследование влияния размеров кольца и количества резонаторов в каскаде на резонансную длину волны.

Параметры моделирования кольцевого резонатора приведены в табл. 1.

Таблица 1

Параметры моделирования кольцевого резонатора

Параметр, ед.	Значение
Показатель преломления сердцевин (Si ₃ N ₄)	2 [9]
Показатель преломления оболочки (SiO ₂)	1,44 [10]
Радиус кольца резонатора (R), мкм	20
Ширина кольца (r), мкм	2,35
Длина прилегающих волноводов (L), мкм	45
Минимальное расстояние между сердцевинами кольцевого и прилегающего волноводов (d), мкм	0,5
Ширина сердцевин прилегающих волноводов (w_1), нм	350
Ширина оболочки прилегающих волноводов (w_2), мкм	1,3
Ширина сердцевин волноводов в кольце (W_w), нм	350
Ширина оболочки волноводов в кольце (W_c), мкм	2

АЧХ модели с параметрами, указанными в табл. 1, представлена на рис. 2.

Как видно из рис. 2, FSR модели с одним кольцом составил 9,3 нм, а $\Delta\lambda = 0,9$ нм.

Для увеличения FSR добавим второе резонаторное кольцо. Схема кольцевого резонатора с двумя кольцами представлена на рис. 3.

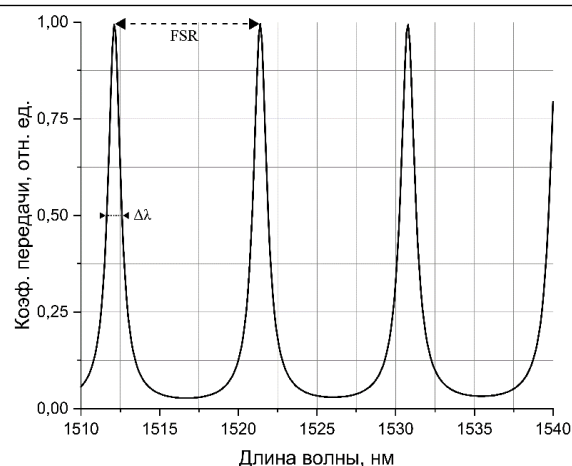


Рис. 2. АЧХ кольцевого резонатора с одним кольцом

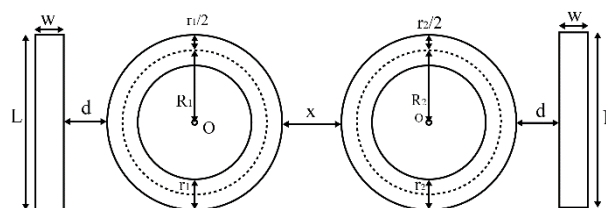


Рис. 3. Схема интегрального кольцевого оптического резонатора с двумя кольцами

На рис. 3 R_1 и r_1 — радиус и ширина первого кольца, R_2 и r_2 — радиус и ширина второго кольца соответственно, x — минимальное расстояние между кольцами. Остальные обозначения аналогичны обозначениям на рис. 1.

Параметры моделирования модели с двумя кольцевыми резонаторами представлены в табл. 2.

Таблица 2

Параметры моделирования кольцевого резонатора с двумя кольцами

Параметр, ед.	Значение
Показатель преломления сердцевин (Si ₃ N ₄)	2 [9]
Показатель преломления оболочки (SiO ₂)	1,44 [10]
Радиус первого кольца (R_1), мкм	20
Радиус второго кольца (R_2), мкм	25,2
Ширина первого кольца (r_1), мкм	2,35
Ширина второго кольца (r_2), мкм	2,35
Длина прилегающих волноводов (L), мкм	52
Минимальное расстояние между сердцевинами кольцевого и прилегающего волноводов (d), мкм	1
Ширина сердцевин прилегающих волноводов (w_1), нм	350
Ширина оболочки прилегающих волноводов (w_2), мкм	1,3
Ширина сердцевин волноводов в кольце (W_w), нм	350
Ширина оболочки волноводов в кольце (W_c), мкм	2
Минимальное расстояние между кольцами (x), мкм	1

АЧХ модели с двумя кольцами в резонаторе представлена на рис. 4.

Как видно из рис. 4, FSR модели с двумя кольцами составил 9,4 нм, а $\Delta\lambda = 0,3$ нм. Следовательно, добавление в схему кольца с радиусом 25,2 мкм позволило увеличить FSR на 0,1 нм и уменьшить $\Delta\lambda$ в 3 раза.

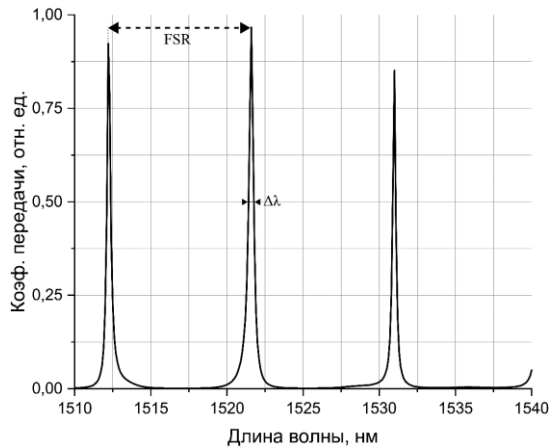


Рис. 4. АЧХ модели кольцевого резонатора с двумя кольцами

Дополнительно проведем исследование влияния температуры на АЧХ кольцевого резонатора, поскольку изменения показателя преломления, вызванные изменением температуры, могут влиять на АЧХ. Зависимость показателя преломления Si_3N_4 от температуры описывается по формуле [11, 12]

$$n_{\text{SiN}}(T) = n + \frac{dn_{\text{SiN}}}{dT}, \quad (1)$$

где $\frac{dn_{\text{SiN}}}{dT}$ в диапазоне от 18 до 300 К описывается формулой [11]

$$\frac{dn_{\text{SiN}}}{dT}(T) = 3,211 \cdot 10^{-7} - 1,99 \cdot 10^{-8}T + 8,856 \cdot 10^{-10}T^2 - 1,375 \cdot 10^{-12}T^3 - 1,105 \cdot 10^{-15}T^4, \quad (2)$$

а в диапазоне от 300 до 500 К – по формуле из [12]

$$\frac{dn_{\text{SiN}}}{dT}(T) = 6,04 \cdot 10^{-6}T + 3,13 \cdot 10^{-8}T^2. \quad (3)$$

На рис. 5, а представлены АЧХ модели с одним кольцом при температурах 301 и 310 К, на рис. 5, б – АЧХ модели с двумя кольцами при температуре 301 и 310 К соответственно.

Параметры FSR и $\Delta\lambda$ не изменились с увеличением температуры для модели с двумя кольцами, однако произошел сдвиг резонансных пиков на 0,2 нм.

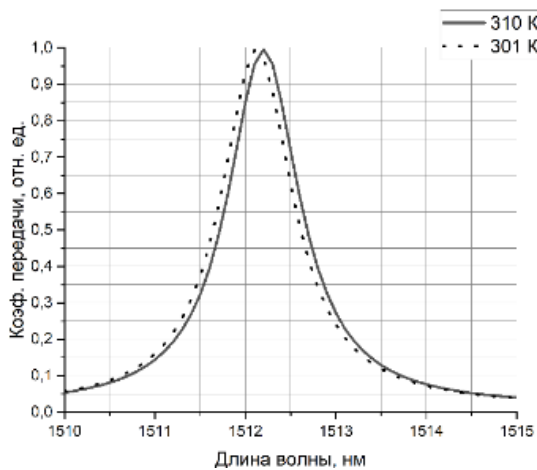


Рис. 5 (начало)

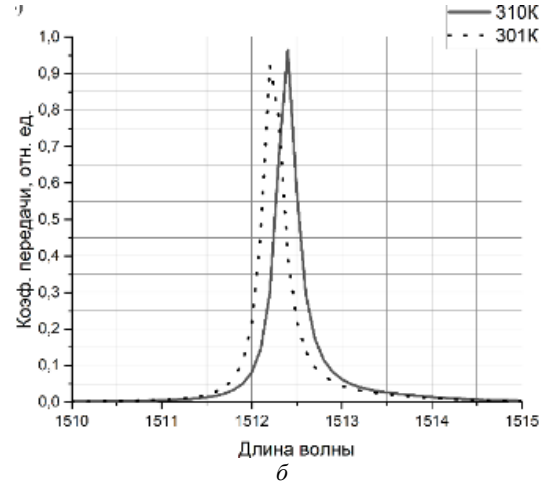


Рис. 5 (окончание). Сравнение АЧХ кольцевых резонаторов при температурах 301 и 310 К:
а – модель с одним кольцом; б – модель с двумя кольцами

Для модели с одним кольцом также не наблюдается уширения расстояния между пиками или ширины пиков по уровню 0,5, но видно смещение пиков на 0,1 нм. Выявленные сдвиги пиков на АЧХ соответствуют межканальным интервалам 25 и 12,5 ГГц для DWDM-систем [13].

Заключение

Таким образом, было проведено численное моделирование интегрального оптического кольцевого резонатора на основе Si_3N_4 . Были исследованы конфигурации с одним и двумя кольцами. Определено, что изменение температуры не влияет на FSR и $\Delta\lambda$, а приводит к смещению пиков на АЧХ резонатора. Из этого следует, что в отсутствие температурной стабилизации при использовании кольцевого резонатора в качестве фильтра в телекоммуникационных системах с уплотнением по длине волны могут возникать существенные переходные помехи.

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. Rabus D.G. Integrated ring resonators. – Auflage 2007, Buch. XVI. – 258 p.
2. Venediktov V.Y. Passive ring resonator micro-optical gyroscopes / V.Y. Venediktov, Y.V. Filatov, E.V. Shalymov // Quantum Electronics. – 2016. – Vol. 46, No. 5. – P. 437.
3. Ring resonator wavelength division multiplexing interleaver / M. Gad, J. Ackert, D. Yevick, L. Chrostowski // Journal of lightwave technology. – 2011. – Vol. 29, No. 14. – PP. 2102–2109.
4. Optical biosensors based on silicon-on-insulator ring resonators: A review / P. Steglich, M. Hülsemann, B. Dietzel, A. Mai // Molecules. – 2019. – Vol. 24, No. 3. – P. 519.
5. Nyman B. Technology trends in dense WDM demultiplexers / B. Nyman, M. Farries, C. Si // Optical Fiber Technology. – 2001. – Vol. 7, No. 4. – PP. 255–274.
6. Senior J.M. Devices for wavelength multiplexing and demultiplexing / J.M. Senior, S.D. Cusworth // IEEE Proce-

dings J. (Optoelectronics). – 1989. – Vol. 136, No. 3. – PP. 183–203.

7. Laude J.P. Wavelength division multiplexing/demultiplexing (WDM) using diffraction gratings / J.P. Laude, J.M. Lerner // Application, Theory, and Fabrication of Periodic Structures, Diffraction Gratings, and Moire Phenomena II. – 1984. – Vol. 503. – PP. 22–28.

8. Review of recent progress on silicon nitride-based photonic integrated circuits / T. Sharma, J. Wang, B.K. Kaushik, Z. Cheng, R. Kumar, Z. Wei, X. Li // IEEE Access. – 2020. – Vol. 8. – PP. 195436–195446.

9. Philipp H.R. Optical properties of silicon nitride // Journal of the Electrochemical Society. – 1973. – Vol. 120, No. 2. – P. 295.

10. Malitson I.H. Interspecimen comparison of the refractive index of fused silica // Josa. – 1965. – Vol. 55, No. 10. – PP. 1205–1209.

11. Thermo-optic characterization of silicon nitride resonators for cryogenic photonic circuits / A.W. Elshaari, I.E. Zadeh, K.D. Jons, V. Zwiller // IEEE Photonics Journal. – 2016. – Vol. 8, No. 3. – PP. 1–9.

12. Thermo-optic tuning of erbium-doped amorphous silicon nitride microdisk resonators / A.C. Hryciw, R.D. Kekatpure, S. Yerci, L.D. Negro, M.L. Brongersma // Applied Physics Letters. – 2011. – Vol. 98, No. 4. – P. 041102.

13. Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.itu.int/rec/dologin_pub.asp?lang=e&id=T-REC-G.694.1-202010-I!!PDF-E&type=items, свободный (дата обращения: 18.09.2023).

Кузнецов Дмитрий Владимирович

Студент каф. СВЧМКР ТУСУРа

Эл. почта: dim.kyz.200@gmail.com

Кузнецов Игорь Викторович

Инженер лаб. фотонных интегральных схем передовой инженерной школы (ПИШ) им. А.В. Кобзева, ТУСУР

Эл. почта: igor33457@gmail.com

Алтухов Валерий Алексеевич

Студент каф. СВЧМКР ТУСУРа

Эл. почта: valeriyaltukhov7@gmail.com

Перин Антон Сергеевич

Канд. техн. наук, доц. каф. СВЧМКР ТУСУРа,

зав. лаб. фотонных интегральных схем

ПИШ им. А.В. Кобзева, ТУСУР

Эл. почта: anton.s.perin@tusur.ru

И.В. Кузнецов, А.С. Перин

Численное моделирование X-делителя на основе тонких пленок ниобата лития на изоляторе

Получены зависимости распределения мощности оптического излучения между выходными волноводами в зависимости от угла схождения и показателя преломления в области пересечения. Установлено, что условием наиболее эффективного перетекания мощности оптического излучения является схождение волноводов под углом, меньшим 10 градусов.

Ключевые слова: X-делитель, ниобат лития на изоляторе, оптический волновод, тонкая пленка, фотонная интегральная схема, ФИС.

X-делитель – элемент, позволяющий выполнять разделение оптической мощности в заданном соотношении между двумя выходными портами. X-делитель, как компонент фотонной интегральной схемы (ФИС), может использоваться в сплиттерах, оптических мультиплексорах и устройствах, выполняющих разделение оптической мощности по длине волны [1–5]. Рассматриваемая в работе схема X-делителя представлена на рис. 1.

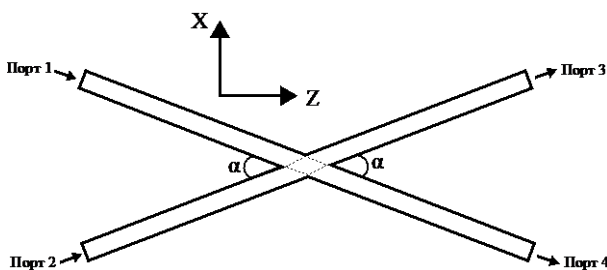


Рис. 1. Схема X-делителя

На рис. 1 стрелками показано направление распространения света, пунктирными линиями обозначена область пересечения (α – угол схождения) волноводов.

К аналогам X-делителя можно отнести такие интегральные оптические компоненты, как Y-делители [6], MMI-делители [7] и направленные разветвители [8]. К недостаткам Y-делителя можно отнести сложность геометрии (наличие изгиба выходных волноводов), обусловленную необходимостью минимизации потерь [6]. Тот же недостаток можно отнести к направленным разветвителям, которые, как правило, содержат в себе S-образно изогнутые волноводы. Недостатком MMI является большая занимаемая площадь.

X-делитель может являться частью другого компонента ФИС, например интерферометра Маха–Цендера [9]. Также X-делитель может применяться в ФИС, используемых для машинного обучения [10, 11].

Целью данной работы является численное моделирование интегрального X-делителя, изготовленного по технологии ниобат лития на изоляторе.

Описание параметров моделирования

Отношение разделения мощностей в X-делителе можно описать выражениями [9]

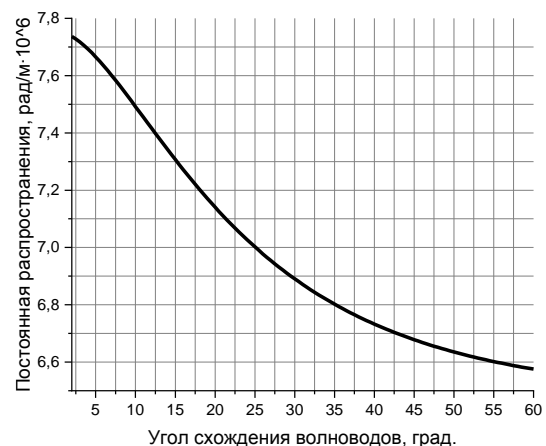
$$P_{\pm} = \cos^2(\Phi_{\text{tot}}/2), \quad P_X = \sin^2(\Phi_{\text{tot}}/2),$$

где P_{\pm} – коэффициент передачи через «прямой» порт (на рис. 1 порт 4 – это «прямой» порт для порта 1, а порт 3 – прямой для порта 2), P_X – коэффициент передачи через «перекрестный» порт (на рис. 1, соответственно, порт 4 – это «перекрестный» порт для порта 2, а порт 3 – перекрестный для порта 1), Φ_{tot} – фазовый набег, определяемый по формуле

$$\Phi_{\text{tot}} = \int_{-\infty}^{+\infty} [\beta_1(z) - \beta_2(z)] dz,$$

где β_1 – постоянная распространения в волноводе X-делителя, β_2 – постоянная распространения в области пересечения, z – координата вдоль оси распространения света.

Постоянные распространения рассчитывались решателем используемого САПР (COMSOL Multiphysics) методом конечных элементов посредством решения волнового уравнения. Величина $\beta_1 \approx 8,11 \cdot 10^6$ рад/м является постоянной при фиксированной длине волны оптического излучения ($\lambda = 1,55$ мкм), поскольку конфигурация входного волновода не зависит от угла схождения волноводов в отличие от β_2 , т.к. геометрия области пересечения изменяется с изменением угла схождения волноводов. На рис. 2 представлена зависимость постоянной распространения в области пересечения от угла схождения волноводов β_2 .

Рис. 2. Зависимость постоянной распространения в области пересечения (β_2) от угла схождения волноводов

Величина Φ_{tot} зависит от угла схождения волноводов, показателя преломления в области пересечения [9]. Проведём варьирование указанных параметров.

Параметры моделирования представлены в таблице.

Параметры моделирования X-делителя

Параметр, ед.	Значение параметра
Длина волны, мкм	1,55
Ширина волноводов, нм	400
Показатель преломления волноводов (LiNbO ₃)	2,286 [11]
Показатель преломления оболочки (SiO ₂)	1,44 [12]

Результаты моделирования

Оптическое излучение в процессе моделирования вводилось через порт 1. На рис. 3 представлены зависимости передачи через порт 3 и 4 от угла схождения волноводов.

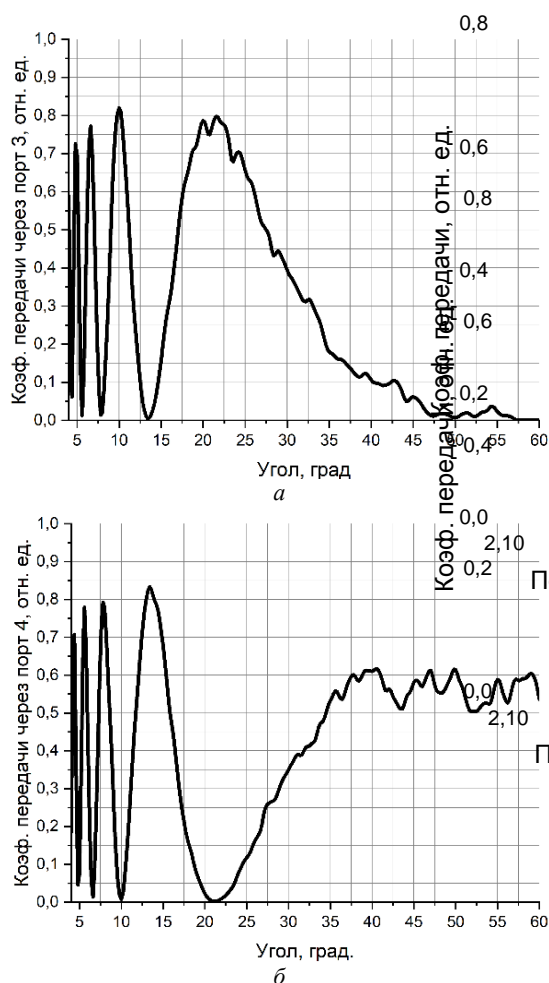


Рис. 3. Зависимость коэффициента передачи от угла схождения волноводов: а – через порт 3; б – через порт 4

Рассмотрим более подробно указанные на рис. 2 и 3 зависимости в области от 2 до 8°. На рис. 4 представлены зависимости коэффициента передачи от угла схождения волноводов в диапазоне углов от 2 до 8°.

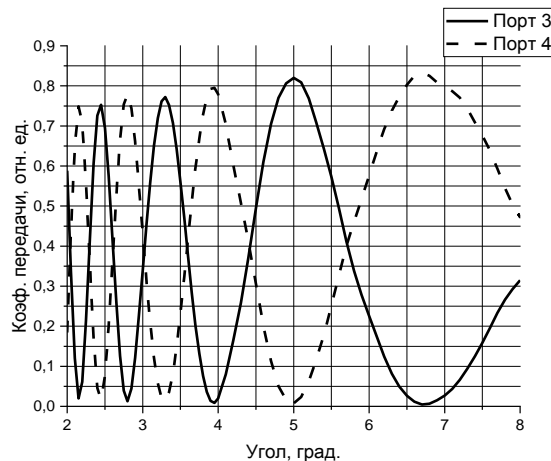


Рис. 4. Зависимости коэффициента передачи от угла схождения волноводов в диапазоне углов от 2 до 8°

На рис. 5 представлены зависимости коэффициентов передачи через порты 3 и 4 от величины показателя преломления в области пересечения при углах схождения волноводов 2,5 и 10°.

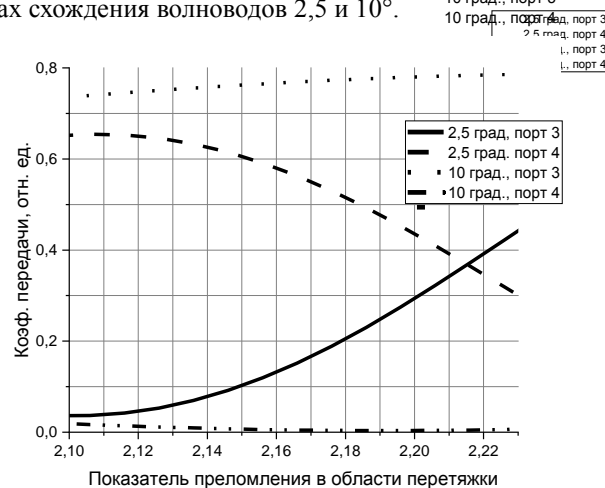


Рис. 5. Зависимость коэффициента передачи от величины показателя преломления в области пересечения при углах схождения волноводов 2,5 и 10°

Обсуждение результатов моделирования

Как видно из рис. 3–5, наибольшая эффективность перетеканий излучения между волноводами наблюдается в области малых углов. При угле больше 20° излучение практически полностью уходит через «прямой» порт.

Из рис. 6 можно понять, что при меньших углах скорость изменения коэффициента передачи при варьировании показателя преломления в области пересечения больше. На практике достижимое изменение показателя преломления посредством фоторефрактивного эффекта не превышает 10^{-3} [13]. Как следует из рис. 5, изменения 10^{-3} недостаточно для существенного изменения распределения мощности по выходным волноводам даже при малом угле схождения волноводов. Аналогично для электрооптического эффекта: требуемое изменение показателя преломления будет достигаться при величинах приложенного поля порядка 10^7 В/м [14], что может привести к электрическому пробое.

Заключение

Таким образом, было проведено численное моделирование X-делителя при варьировании угла схождения волноводов. Выявлено, что эффективность перетеканий больше в области малых углов. Установлено, что условием наиболее эффективного перетекания мощности оптического излучения является схождение волноводов под углом, меньшим 10° .

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. Pohlmann T. Interferometric activated X switch: IAX / T. Pohlmann, A. Neyer, E. Voges // Journal of lightwave technology. – 1989. – Vol. 7, No. 10. – PP. 1601–1605.
2. Rottmann F. Integrated-optic wavelength multiplexers on lithium niobate based on two-mode interference / F. Rottmann, A. Neyer, and W. Mevenkam // Journal of lightwave technology. – 1988. – Vol. 6, No. 6. – PP. 946–952.
3. Betts G.E. Crossing-channel waveguide electrooptic modulators / G.E. Betts, W.S.C. Chan // IEEE journal of quantum electronics. – 1986. – Vol. 22, No. 7. – PP. 1027–1038.
4. Kokubun Y. Phase space evaluation of distributed-index branching waveguides / Y. Kokubun, S. Suzuki, K. Ig // Journal of lightwave technology. – 1986. – Vol. 4, No. 10. – PP. 1534–1541.
5. Crosstalk characteristics of Ti-LiNbO₃ intersecting waveguides and their application as TE/TM mode splitters / H. Nakajima, T. Horimatsu, M. Seino, I. Sawak // IEEE Journal of Quantum Electronics. – 1982. – Vol. 18, No. 4. – PP. 771–776.
6. Chaudhari C. A new technique for the reduction of the power loss in the Y-branch optical power splitter / C. Chaudhari, D.S. Patil, D.K. Gautam // Optics communications. – 2001. – Vol. 193, No. 1-6. – PP. 121–125.
7. Compact polarizing beam splitter based on a metal-insulator-metal inserted into multimode interference coupler / V. Chheang, T.K. Lee, G.Y. Oh, H.S. Kim, B.H. Lee, D.G. Kim, Y.W. Choi // Optics Express. – 2013. – Vol. 21, No. 18. – PP. 20880–20887.
8. Kuznetsov M. Expressions for the coupling coefficient of a rectangular waveguide directional coupler // Optics letters. – 1983. – Vol. 8, No. 9. – PP. 499–501.
9. Dürr F. Analytical design of X-couplers / F. Dürr, H. Renner // Journal of lightwave technology. – 2005. – Vol. 23, No. 2. – P. 876.
10. Supervised learning of soliton X-junctions in lithium niobate films on insulator / A. Bile, M. Chauvet, H. Tari, E. Fazio // Optics Letters. – 2022. – Vol. 47, No. 22. – PP. 5893–5896.
11. Electro-optic properties of LiNbO₃ / G.D. Boyd, R.C. Miller, K. Nassau, W.L. Bond, A. Savage // Appl. Phys. Lett. – 1964. – Vol. 5. – PP. 234–236.
12. Malitson I.H. Interspecimen comparison of the refractive index of fused silica // Josa. – 1965. – Vol. 55, No. 10. – PP. 1205–1209.
13. Holographic storage in lithium niobate / F.S. Chen, J.T. LaMacchia, D.B. Fraser // Applied Physics Letters. – 1968. – Vol. 13, No. 7. – PP. 223–225.
14. Волновые уравнения для описания эффекта Поккельса в кристаллах и их анализ на примере кристалла ниобата лития / Ю.А. Зюрюкин., М.В. Павлова, Д.Р. Древо // Изв. вузов. ПНД. – 2010. – Т. 18, № 5. – С. 125–137.

Кузнецов Игорь Викторович

Инженер лаб. фотонных интегральных схем передовой инженерной школы (ПИШ) им. А.В. Кобзева, ТУСУР
Эл. почта: kuznetsov.i.159@e.tusur.ru

Перин Антон Сергеевич

Канд. техн. наук, доц. каф. СВЧКР ТУСУРа
зав. лаб. фотонных интегральных схем
ПИШ им. А.В. Кобзева, ТУСУР
Эл. почта: anton.s.perin@tusur.ru

В.Н. Навныко, Д.С. Блоцкая, С.М. Шандаров

Анализ закономерностей встречного четырехволнового взаимодействия в фоторефрактивном полупроводнике GaAs среза (001)

Исследованы зависимости коэффициента отражения от толщины фоторефрактивного полупроводника GaAs среза (001) при вырожденном встречном четырехволновом взаимодействии линейно поляризованных световых пучков. Рассмотрены условия достижения наибольшей эффективности дифракции для случая, когда при когерентном взаимодействии обращенной волны с сигнальной и накачивающими пучками в регистрирующей среде формируются три вторичные голографические решетки. Проведено сравнение достигаемого при встречном четырехволновом взаимодействии на трех вторичных решетках значений коэффициента отражения с дифракционной эффективностью отражательной голограммы, сформированной при встречном двухволновом взаимодействии в кристалле GaAs среза (001). Результаты получены с одновременным учетом в уравнениях связанных волн вкладов линейного электрооптического, фотоупругого и обратного пьезоэлектрического эффектов, а также естественного поглощения и циркулярного дихроизма кристалла.

Ключевые слова: четырехволновое взаимодействие, коэффициент отражения, дифракционная эффективность, голографическая решетка, обращение волнового фронта.

Фоторефрактивные кристаллы являются перспективными фоточувствительными средами для записи и считывания голографических решеток, поскольку допускают эффективное электрическое управление дифракцией световых волн и работу в режиме реального времени, а также имеют высокие эксплуатационные характеристики [1]. Такие кристаллы востребованы при создании элементной базы для голографических интерферометров, фильтров оптического излучения, широкополосных интегрально-оптических модуляторов и др. [2]. Одним из направлений использования фоторефрактивных кристаллов является создание устройств для обращения волнового фронта при встречном четырехволновом взаимодействии (ЧВВ) и оптических генераторов [3].

Исследованию особенностей обращения волнового фронта при ЧВВ в кубическом фоторефрактивном кристалле посвящено достаточно большое количество работ (см., напр., [4, 5]). Основное внимание в опубликованных статьях уделяется изучению зависимостей коэффициента отражения от ориентационного угла кристалла и азимутов поляризации взаимодействующих световых волн, а также предсказываются условия возникновения генерации обращенного волнового фронта. Кроме того, в большинстве работ в качестве регистрирующей среды рассматриваются оптически активные фоторефрактивные кристаллы со структурой силленита (класс симметрии 23). Вместе с тем кубические фоторефрактивные кристаллы класса симметрии $\bar{4}3m$ обладают рядом преимуществ по сравнению с кристаллами класса симметрии 23, в том числе возможностью перехода в инфракрасный диапазон спектра и относительно малым временем формирования голограммы [6].

В недавней работе [7] теоретически исследованы ориентационные зависимости коэффициента отражения при встречном ЧВВ в кристалле GaAs

среза (001) и полученные результаты были сопоставлены с известными экспериментальными данными. Показано, что наилучшее совпадение результатов численного решения уравнений связанных волн с экспериментальными данными достигается только при учете в теоретической модели дифракционных вкладов нескольких голографических решеток, формирующихся при ЧВВ в фоторефрактивном полупроводнике.

Однако в [7] не исследовалась зависимость коэффициента отражения от толщины кристалла и не анализировались дифракционные вклады каждой голографической решетки при формировании обращенного волнового фронта. Кроме того, представляет интерес изучить влияние направления сдвига фаз между возникающими в фоторефрактивном кристалле при ЧВВ голографическими решетками и соответствующими им наведенными интерференционными картинками на значения коэффициента отражения.

Решение этих задач позволит более точно предсказывать условия голографического эксперимента, при которых достигается наибольшая эффективность ЧВВ на смещенных голографических решетках в фоторефрактивном полупроводнике GaAs среза (001).

Целью настоящей работы является определение условий достижения наибольшей эффективности дифракции при ЧВВ в кубическом фоторефрактивном кристалле GaAs среза (001). В работе будут исследованы зависимости наибольших и наименьших значений коэффициента отражения от толщины кристаллического образца для различных значений фазовых сдвигов голографических решеток относительно соответствующих им интерференционных картин. При численном моделировании будут учитываться дифракционные вклады трех вторичных голографических решеток, которые формируются в фоторефрактивном кристалле при взаимодействии

обращенной волны с волнами накачки и сигнальной волной [6].

Пусть на фоторефрактивный полупроводник GaAs направляются четыре линейно поляризованные волны, в том числе две накачивающие волны (1 и 2), а также сигнальная волна 3 (рис. 1). Будем полагать, что грани кристаллического образца по-

крыты просветляющим покрытием, и далее влиянием отраженных от граней волн будем пренебрегать. На рис. 1 плоскость (I) совпадает с плоскостью падения световых волн. Волновые нормали подающихся на кристалл волн лежат в плоскости (I) и совпадают по направлению с единичными векторами \mathbf{e}_{1n} , \mathbf{e}_{2n} и \mathbf{e}_{3n} соответственно.

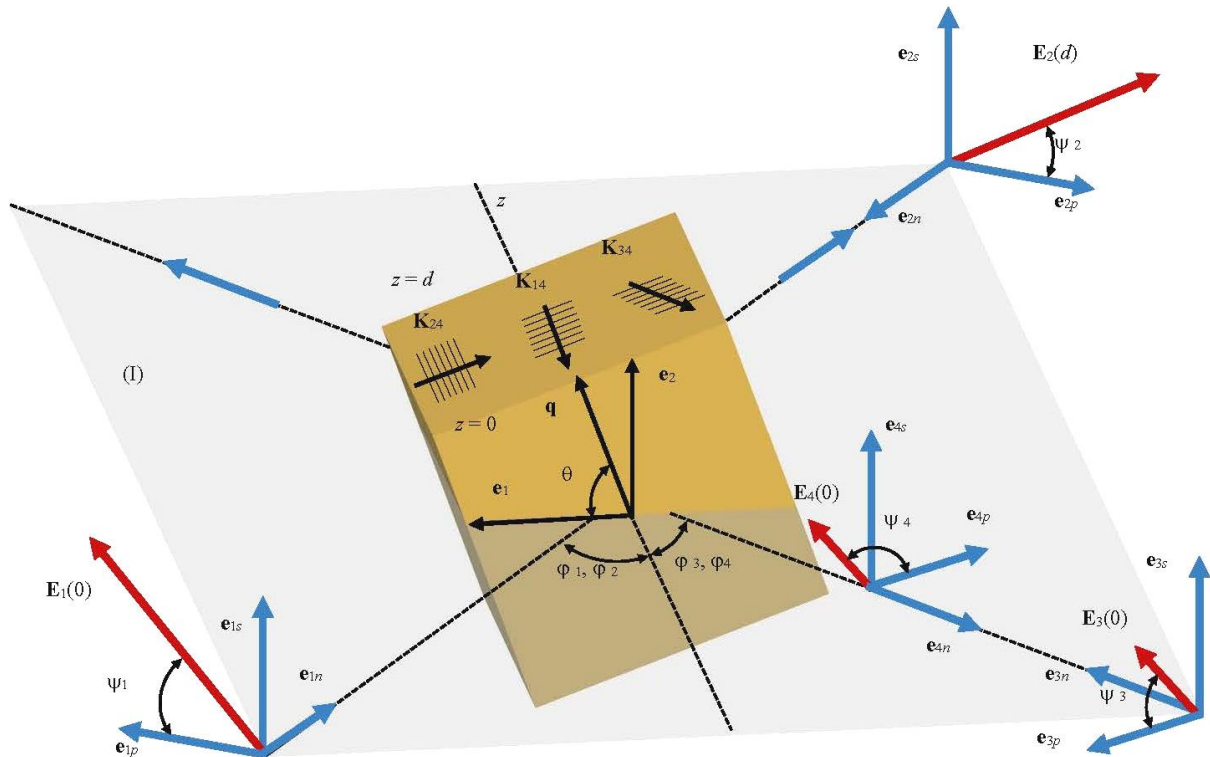


Рис. 1. Схема встречного четырехволнового взаимодействия в фоторефрактивном полупроводнике GaAs

При взаимодействии световых волн 1, 2 и 3 в фоторефрактивном полупроводнике GaAs происходит первоначальная запись пропускающей и двух отражательных фазовых голограмм (первичные решетки) [6]. В результате эффекта самодифракции световых волн на первичных решетках появляется обращенная волна 4, волновая нормаль которой совпадает по направлению с единичным вектором \mathbf{e}_{4n} . Когерентное взаимодействие обращенной волны 4 с накачивающими волнами 1 и 2, а также сигнальной волной 3 приводит к дополнительной записи одной пропускающей и двух отражательных фазовых голограмм (вторичные решетки). Волновой вектор вторичной пропускающей решетки на рис. 1 обозначен как \mathbf{K}_{24} , а волновые векторы вторичных отражательных решеток обозначены как \mathbf{K}_{14} и \mathbf{K}_{34} .

Ортонормированный базис (\mathbf{e}_1 , \mathbf{e}_2 , \mathbf{e}_3), где $\mathbf{e}_3 = [\mathbf{e}_1 \times \mathbf{e}_2]$ (\mathbf{e}_3 не показан), на рис. 1 жестко связан с плоскостью (I) и используется для задания пространственного расположения кристалла. Через ориентационный угол θ задается угол поворота кристалла относительно оси Oz , который равен угловому расстоянию между ортом \mathbf{e}_1 и единичным вектором \mathbf{q} , который жестко связан с кристаллографической системой координат. Базисы (\mathbf{e}_{jp} , \mathbf{e}_{js} , \mathbf{e}_{jn}), где

$\mathbf{e}_{jn} = [\mathbf{e}_{jp} \times \mathbf{e}_{js}]$ ($j = 1, 2, 3, 4$), необходимы для описания поляризации j -й волны. Углы между векторами \mathbf{e}_{jn} и осью Oz обозначаются как ϕ_j и равняются углу Брэгга. Векторы напряженности электрического поля \mathbf{E}_j лежат в плоскостях, содержащих векторы \mathbf{e}_{jp} , \mathbf{e}_{js} соответственно, и ориентированы под азимутами ψ_j относительно векторов \mathbf{e}_{jp} . При расчетах азимуты ψ_j выбирались так, чтобы при каждом z в кристалле ($0 < z \leq d$) пары векторов \mathbf{E}_1 и \mathbf{E}_2 , \mathbf{E}_3 и \mathbf{E}_4 оставались параллельными друг другу. Предполагалось, что при $z = 0$ выполнялось равенство $\psi_1 = \psi_3 = \psi$.

Уравнения связанных волн, методика расчета, а также физические параметры кристалла GaAs, использованные для вычисления коэффициента отражения, приведены в работе [7]. Отношение начальных интенсивностей волн накачки к интенсивности сигнальной волны при расчетах составляло 1:20. Углы ϕ_j выбирались равными 5° . Для нахождения интенсивности обращенной волны при встречном ЧВВ учитывались дифракционные вклады только вторичных решеток, которым соответствуют волновые векторы \mathbf{K}_{14} , \mathbf{K}_{24} и \mathbf{K}_{34} .

Сплошные линии на рис. 2 и 3 (кривая 2), а также на рис. 4 (кривая 3) отображают зависимость дифракционной эффективности отражательной го-

лограммы с волновым вектором \mathbf{K}_{14} от толщины кристалла. Штрихпунктирные линии на рис. 2 отображают огибающие максимальных R^{\max} (кривая 1) и минимальных R^{\min} (кривая 3) значений коэффициента отражения.

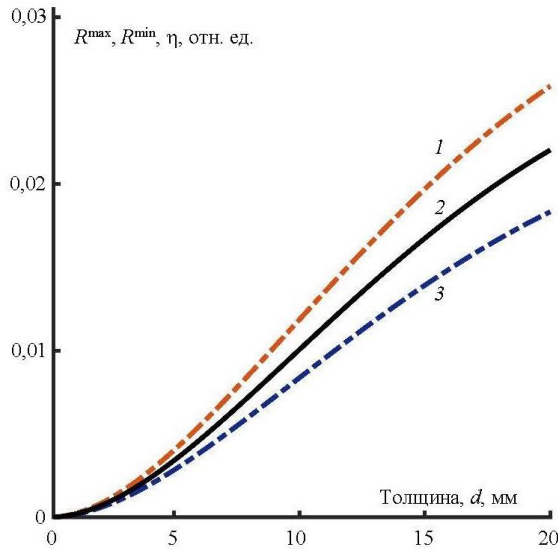


Рис. 2. Зависимости дифракционной эффективности η (кривая 2) и коэффициента отражения R^{\max}, R^{\min} (кривые 1 и 3) от толщины кристалла d . Зависимости $R^{\max}(d)$ и $R^{\min}(d)$ рассчитаны для случая, когда при ЧВВ в кристалле формируются решетки 14 и 24

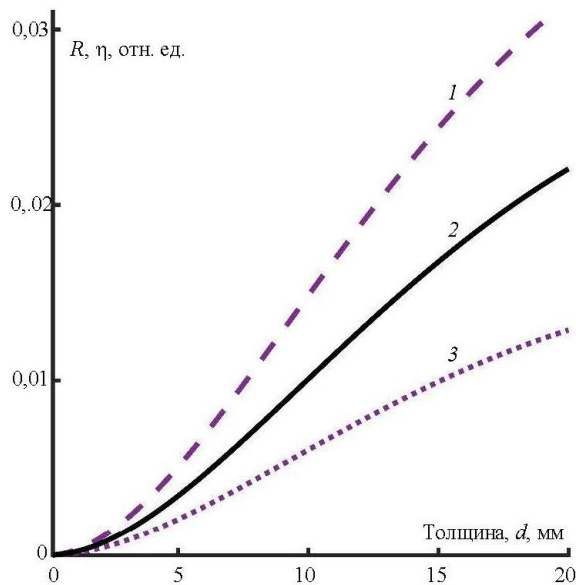


Рис. 3. Зависимости дифракционной эффективности η (кривая 2) и коэффициента отражения R (кривые 1 и 3) от толщины кристалла d . Зависимости $R(d)$ рассчитаны для случая, когда при ЧВВ в кристалле формируются решетки 14 и 34

Как видно из рис. 2, наибольшие значения коэффициента отражения при любой толщине кристалла превышают дифракционную эффективность отражательной голограммы 14. Это означает, что в случае формирования в кристалле GaAs среза (001) вторичных решеток 14 и 24 за счет выбора опти-

мальных значений ψ можно добиться того, что интенсивность обращенной волны при ЧВВ будет превышать интенсивность волны, восстановленной при дифракции опорной волны 1 на отражательной голограмме 14. Это объясняется тем, что при выборе оптимальных значений азимута ψ световых волн дифракционные вклады вторичных решеток 14 и 24 будут когерентно суммироваться. При расчетах кривых 1 и 3 на рис. 2 принималось, что сдвиги фаз между вторичными решетками и соответствующими им наведенными в кристалле интерференционными картинами были равны $\delta_{12} = \delta_{24} = \pi/2$. Как показывают результаты численного расчета, изменение знака перед сдвигами фаз δ_{12} и δ_{24} не приводит к изменению графиков зависимостей $R^{\max}(d)$ и $R^{\min}(d)$.

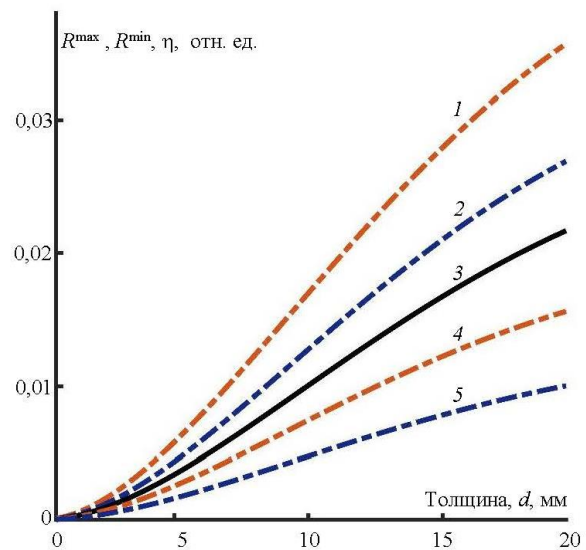


Рис. 4. Зависимости дифракционной эффективности η (кривая 3) и коэффициента отражения R^{\max} (кривые 1 и 4), R^{\min} (кривые 2 и 5) от толщины кристалла d . Зависимости $R^{\max}(d), R^{\min}(d)$ рассчитаны для случаев, когда при ЧВВ в кристалле формируются решетки 14, 24, 34 с фазовыми сдвигами: $\delta_{12} = \delta_{24} = \delta_{34} = \pi/2$ (кривые 1 и 2); $\delta_{12} = \delta_{24} = \pi/2, \delta_{34} = -\pi/2$ (кривые 4 и 5)

При записи в кристалле вторичных решеток 14 и 34, в отличие от рассмотренного ранее случая, интенсивность обращенной волны не зависит от входного азимута поляризации световых волн, и огибающие $R^{\max}(d)$ и $R^{\min}(d)$ максимальных и минимальных значений коэффициента отражения вырождаются в кривую $R(d)$. Кривые 1 и 3 рассчитаны для случаев, когда сдвиги фаз δ_{12} и δ_{34} вторичных решеток равны по модулю и имеют одинаковые ($\delta_{14} = \delta_{34} = \pi/2$ — кривая 1) либо различные ($\delta_{14} = \pi/2, \delta_{34} = -\pi/2$ — кривая 3) знаки.

Из рис. 3 следует, что при формировании в кристалле GaAs среза (001) вторичных решеток 14 и 34 при ЧВВ достижение наибольшего коэффициента отражения возможно при достижении таких значений сдвига фаз δ_{12} и δ_{34} , при которых дифракционные вклады этих голограмм когерентно будут суммироваться.

Если сдвиги фаз будут происходить в противоположных направлениях ($\delta_{14} = -\delta_{34}$), то парциальные волны, образовавшиеся в результате дифракции световых волн на вторичных решетках, будут деструктивно интерферировать между собой и коэффициент отражения при любом значении d будет иметь значения меньшие, чем дифракционная эффективность. В случае если при записи вторичных решеток сдвиг фаз происходит в одинаковом направлении ($\delta_{14} = \delta_{34}$), тогда парциальные волны приходят к фазе и когерентно интерферируют, в результате коэффициент отражения при любом значении d больше дифракционной эффективности.

При одновременной записи в кристалле вторичных решеток 14, 24 и 34 основным условием достижения наибольшей интенсивности обращенной волны является сдвиг фаз в одном направлении (см. рис. 4). В этом случае независимо от азимута ψ при любом d коэффициент отражения превышает дифракционную эффективность. За счет изменения азимута ψ возможно увеличить коэффициент отражения до R^{\max} . Отметим, что это характерно только для фоторефрактивных кристаллов класса симметрии $\bar{4}3m$. Для кристаллов класса симметрии 23 за счет действия оптической активности сдвиг фаз в одном направлении не является достаточным условием превышения коэффициента отражения над дифракционной эффективностью. Для таких кристаллов необходимо подбирать также и азимут поляризации ψ . Если в GaAs сдвиг фаз происходит в противоположных направлениях, то дифракционная эффективность будет превышать коэффициент усиления при любом d независимо от азимута ψ .

Таким образом, для кристалла GaAs среза (001) при записи вторичных решеток 14 и 24 наибольшая интенсивность обращенной световой волны будет достигаться, главным образом, за счет оптимального выбора азимутов поляризации световых волн, а при записи решеток 14 и 34 значение R^{\max} достигается при одинаковом сдвиге фаз δ_{12} и δ_{34} . При записи трех вторичных решеток наибольший коэффициент отражения достигается при выполнении совокупности следующих условий: при одинаковом сдвиге фаз и выборе оптимального азимута ψ световых волн.

Литература

1. Никоноров Н.В. Голографические оптические компоненты на основе фоторефрактивных кристаллов и стекол: сравнительный анализ и перспективы развития / Н.В. Никоноров, В.М. Петров // Оптика и спектроскопия. – 2021. – Т. 126, вып. 4. – С. 385–392.
2. Петров В.М. Интерференция и дифракция для информационной фотоники / В.М. Петров, А.В. Шамрай. – СПб.: Лань, 2019. – 460 с.
3. Одулов С.Г. Лазеры на динамических решетках: оптические генераторы на четырехволновом смешении / С.Г. Одулов, М.С. Соскин, А.И. Хижняк. – М.: Наука, 1990. – 272 с.
4. Литвинов Р.В. Самовозбуждение взаимно обращенных световых волн в кубическом гиротропном фоторефрактивном кристалле с приложенным меандровым электрическим полем / Р.В. Литвинов, С.И. Полковников, С.М. Шандаров // Квантовая электроника. – 2001. – Т. 31, № 2. – С. 167–172.
5. Векторное четырехволновое взаимодействие света на отражательных решетках в кристаллах титаната висмута // А.В. Гусельникова, С.М. Шандаров, А.М. Плесовских, Р.В. Ромашко, Ю.Н. Кульчин // Оптический журнал. – 2006. – Т. 73, № 11. – С. 22–27.
6. Петров М.П. Фоторефрактивные кристаллы в когерентной оптике / М.П. Петров, С.И. Степанов, А.В. Хоменко. – СПб.: Наука, 1992. – 320 с.
7. Навныко В.Н. Четырехволновое взаимодействие на фазово-амплитудных голографических решетках в фоторефрактивном пьезокристалле класса симметрии $\bar{4}3m$ // Оптика и спектроскопия. – 2022. – Т. 130, № 3. – С. 387–394.

Навныко Валерий Николаевич

Канд. ф.-м.н., доцент каф. теоретической физики и прикладной информатики Мозырского государственного педагогического университета им. И.П. Шамякина
Эл. почта: valnav@inbox.ru

Блоцкая Дарья Степановна

Аспирант каф. теоретической физики и прикладной информатики Мозырского государственного педагогического университета им. И.П. Шамякина
Эл. почта: bloczkaya98@bk.ru

Шандаров Станислав Михайлович

Д-р физ.-мат. наук, проф. каф. электронных приборов Томского университета систем управления и радиоэлектроники
Эл. почта: stanislavshandarov@gmail.com

М.С. Цехановская, А.А. Шейнбергер, К.В. Куценко, С.П. Иваничко

Антиотражающие покрытия для полупроводниковых электрооптических устройств на основе InP

Приведены результаты теоретических и экспериментальных исследований тонкопленочных антиотражающих покрытий для полупроводниковых электрооптических устройств на основе фосфида индия, ориентированных на рабочую длину волны 1550 нм. Показано, что наибольшей эффективностью просветления обладает однослойное покрытие на основе тонкой пленки Si_xN_y , нанесенное на две грани подложки.

Ключевые слова: анитотражающее покрытие, отражение света, спектр пропускания.

Антиотражающие покрытия используются в различных устройствах современной фотоники, начиная от биомедицинских оптических датчиков и заканчивая солнечными элементами [1, 2]. Использование антиотражающих покрытий на светопропускающих поверхностях оптических элементов в устройствах фотоники позволяет существенно уменьшать оптические потери [3]. В данной работе представлены результаты исследования различных структур антиотражающих покрытий на основе тонких пленок из Si_xN_y и SiO_2 , сформированных на подложках из InP для последующего их использования в фотонных интегральных схемах с рабочим диапазоном длин волн 1310–1550 нм.

Конфигурации антиотражающих покрытий

Для создания антиотражающих покрытий были выбраны тонкие пленки Si_xN_y и SiO_2 . По формулам Френеля был проведен предварительный расчет толщин различных структур покрытий: однослойной, двухслойной и трехслойной. В таблице приведены расчетные результаты толщин слоев антиотражающих покрытий.

Расчётные конфигурации антиотражающих покрытий на подложке из InP

	№ слоя	Материал	Толщина слоя, нм
Однослойное покрытие	1	Si_xN_y	185
Двухслойное покрытие	1	Si_xN_y	150
	2	SiO_x	100
Трехслойное покрытие	1	Si_xN_y	240
	2	SiO_x	200
	3	Si_xN_y	240

Спектральные характеристики каждой конфигурации спроектированных антиотражающих покрытий были рассчитаны с использованием численного моделирования, а также получены экспериментально.

Исследование антиотражающих покрытий

Для экспериментальных исследований тонкие пленки Si_xN_y и SiO_2 в соответствии с данными таблицы наносились на подложку из InP методами плазмохимического осаждения (ПХО) и электронно-лучевого испарения (ЭЛИ).

Спектры пропускания полученных антиотражающих покрытий исследованы на спектрофотометре Shimadzu UV-3600. На рис. 1 приведено срав-

нение расчетных и экспериментально полученных спектров пропускания спроектированных антиотражающих покрытий.

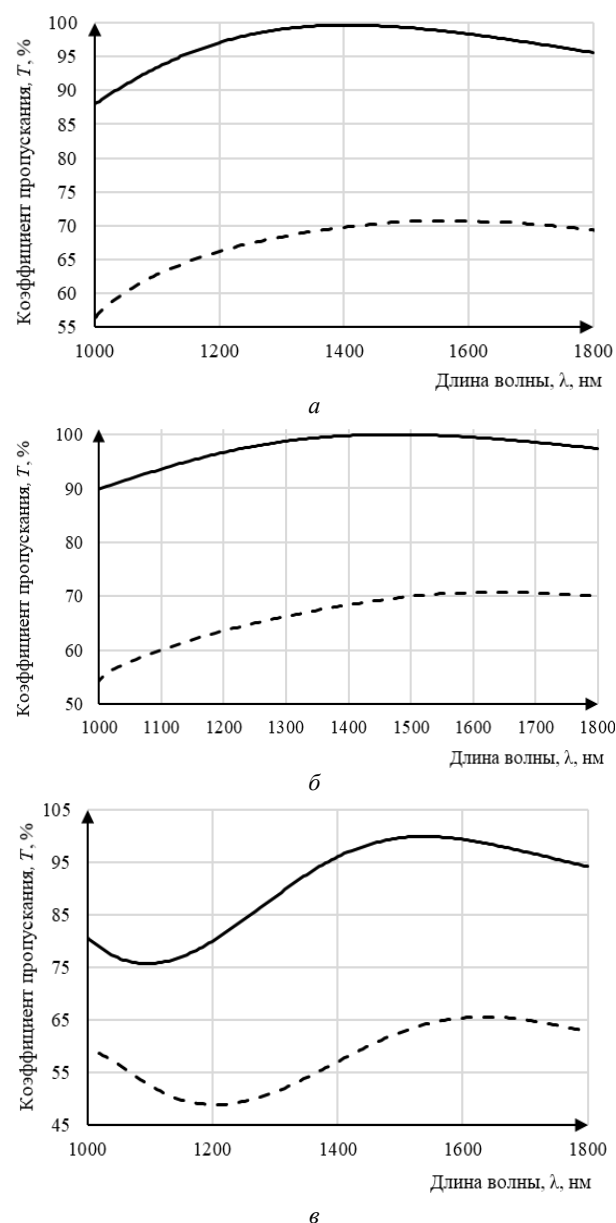


Рис. 1. Спектр пропускания для антиотражающего покрытия: а – однослойного; б – двухслойного; в – трехслойного.

— — расчетная модель;
 ---- — исследованный образец

Анализ результатов

Анализ полученных результатов показывает, что расчетный спектр пропускания соответствует экспериментально полученному спектру по характеру кривой, также они практически совпадают в области максимальных значений пропускания. Следовательно, модель описывает эффект просветления полученных покрытий достаточно точно. При этом существенным является различие в значениях положения максимумов пропускания расчетных и экспериментальных кривых.

Различие общего уровня значений расчетной и экспериментальной кривой объясняется воздействием внешних условий: при моделировании покрытие находится в идеальной системе, где учитывается отражение на границе среды воздух–подложка. В реальном экспериментально исследованном образце отражение происходит от двух границ раздела сред: воздух–подложка и подложка–воздух. Этот процесс иллюстрирует рис. 2.

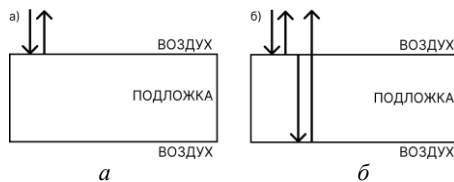


Рис. 2. Схема отражения излучения:
а – модель; б – эксперимент

Чтобы устранить отражение от второй границы раздела «подложка–воздух», т.е. от нижней грани подложки, необходимо нанести на нее аналогичное верхней грани покрытие. Таким образом получаем подложку с двухсторонним антиотражающим покрытием.

Исследование двухсторонних антиотражающих покрытий

На рис. 3 приведены спектры пропускания образцов с двухсторонним антиотражающим покрытием.

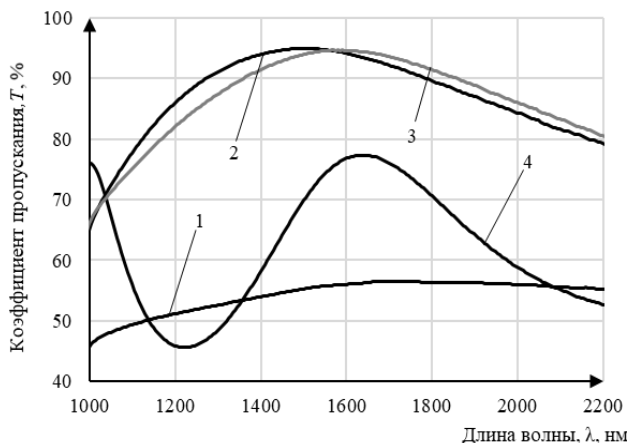


Рис. 5. Спектры пропускания двухсторонних антиотражающих покрытий: 1 – подложка; 2 – однослойное; 3 – двухслойное; 4 – трехслойное

Анализируя полученные результаты, можно сказать, что максимальное значение пропускания двухстороннего покрытия на основе Si_xN_y составляет 94% в области 1450–1540 нм. Максимум пропускания двухстороннего покрытия на основе пленок Si_xN_y и SiO_2 составляет 94% в области 1545–1630 нм, что на 40% больше максимального пропускания подложки.

Для трехслойного покрытия, нанесенного с двух сторон, максимум пропускания составляет 77% на длине волны 1650 нм, что менее 20% различия с максимумом пропускания подложки.

Обсуждение результатов

При помощи нанесения просветляющего покрытия на две грани подложки доказана корректность работы расчётной модели, так как характер кривой спектральной зависимости остается неизменным, а значение экспериментального коэффициента пропускания приближается к значению расчетного. Максимумы пропускания расчетных и экспериментальных спектров различаются на 5%, что обусловлено некоторыми факторами, не учитываемыми при моделировании, такими как потери оптической мощности на границе раздела сред и внешние условия проведения эксперимента.

Тем не менее результаты моделирования показывают достаточно высокую сходимость с экспериментальными результатами. Следовательно, для минимизации количества экспериментальных точек при дальнейших исследованиях возможно ограничиться использованием составленной расчётной модели.

Нанесение просветляющего покрытия с двух сторон повышает пропускание образцов. Однослойное антиотражающее покрытие дает незначительный выигрыш в ширине полосы максимального пропускания. Основное преимущество однослойного антиотражающего покрытия – простота изготовления.

Работа выполнена коллективом научной лаборатории интегральной оптики и радиофотоники ТУСУРа при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ в рамках соглашения № 075-03-2020-237/1 от 5 марта 2020 г. (внутренний номер проекта FEWM-2020-0040). Экспериментальные образцы были подготовлены с использованием оборудования НОС «Нанотехнологии» ТУСУРа.

Литература

1. 2020 IPSR-I Integrated Photonic Systems Roadmap [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://photonicsmanufacturing.org/sites/default/files/documents/datacenter_telecom.pdf (дата обращения: 31.08.2023).
2. InP-based membrane optical devices for large-scale photonic integrated circuits / T. Kakitsuka et al. // NTT Technical Review. – 2015. – Vol. 13, No. 5.
3. Якушенков П.О. Фотонные интегральные схемы // Фотоника. – 2017. – № 8. – С. 58–67.

Цехановская Маргарита Сергеевна

Студентка каф. физической электроники (ФЭ) ТУСУРа
Эл. почта: mcehanovskaa@gmail.com

Шейнбергер Анна Андреевна

Мл. н.с. лаборатории интегральной оптики
и радиопотоники (ЛИОР), каф. ФЭ ТУСУРа
Эл. почта: annasejnberger@gmail.com

Куценко Константин Владимирович

Студент каф. электронных приборов (ЭП) ТУСУРа
Эл. почта: kutsenko.kv@mail.ru

Иваничко Светлана Павловна

Студентка инженер-исследователь ЛИОР,
каф. ФЭ ТУСУРа
Эл. почта: ivanichko.s.312-m@e.tusur.ru

А.Д. Безпальный, А.Е. Мандель, В.И. Быков

Исследование преобразования световых полей пространственно неоднородными структурами в поверхностно легированном кристалле ниобата лития

Рассмотрены возможности формирования пространственно-неоднородных структур с различными характеристиками в поверхностно легированном кристалле ниобата лития X -среза лазерным излучением. Исследовано влияние изменения условий экспонирования экспериментального образца на характеристики сформированных структур. Результаты преобразования световых полей сформированными структурами демонстрируют возможность получения дифракционных максимумов высших порядков с интенсивностью, превышающей основной максимум в несколько раз.

Ключевые слова: пространственно неоднородные структуры, поточечное индуцирование, изменение показателя преломления, поверхностный слой, ниобат лития, дифракция света, лазерная интерферометрия.

Пространственно неоднородные структуры, такие как волноводные и дифракционные оптические элементы с периодической модуляцией показателя преломления или фотонные кристаллы, являются основополагающими элементами в развитии лазерной техники, нелинейной и интегральной оптики [1–3]. Эти элементы способны управлять амплитудой, фазой и поляризацией светового излучения и являются неотъемлемой частью современных гибридных и полностью оптических систем и устройств фотоники [1–4].

Пространственно неоднородные структуры можно создавать на основе таких материалов, как электрооптические кристаллы, в группу которых входит ниобат лития (LiNbO_3) [3–6]. На сегодняшний день известно несколько способов создания волноводных, дифракционных и фотонных элементов как в ниобате лития, так и в других материалах – это фотолитография, механические способы, ионная имплантация, лазерные методы формирования и др. [6–10]. В последние годы активно исследуется способ формирования таких структур при помощи направленной лазерной записи как в объеме, так и на поверхности кристалла. Создание оптических и фотонных структур в кристаллах ниобата лития при помощи лазерного излучения может быть основано на механизмах фоторефрактивного эффекта [5, 6, 10].

Целью данной работы является исследование формирования и характеристик пространственно неоднородных структур лазерным излучением в поверхностно легированных медью кристаллах LiNbO_3 .

Формирование пространственно неоднородных структур

Пространственно неоднородные оптические структуры формировались в кристаллическом образце ниобата лития X -среза с размерами $1,25 \times 10 \times 14$ мм³ по осям X , Y и Z соответственно. Подложка ниобата лития легировалась ионами меди (Cu) через поверхность. Для этого пленка из Cu толщиной ~400 нм осаждалась на поверхность образца при помощи термического напыления в вакууме [11]. Диффузия примеси проводилась в воздуш-

ной атмосфере в течение 10 ч при температуре 900 °С. Толщина сформированного поверхностного слоя в образце определялась по методике, описанной в работе [12], и составляла величину порядка 600 мкм. Концентрация ионов легирующей примеси исследовалась в работе [11]. Средние значения концентрации оценены как $C_{\text{Cu}^+} = 1,8 \times 10^{24}$ м⁻³ и $C_{\text{Cu}^{2+}} = 15 \times 10^{24}$ м⁻³ по экспериментально измеренным величинам показателя поглощения пластины $\text{LiNbO}_3:\text{Cu}$ на длинах волн 477 и 1040 нм, соответственно.

Экспериментальная установка для формирования пространственно неоднородных структур включала в себя непрерывный источник лазерного излучения, линейный позиционер, механический затвор, микрообъектив и анализатор лазерного излучения. В качестве источника излучения использовался непрерывный YAG:Nd^{3+} -лазер с удвоением частоты ($\lambda = 532$ нм). Световой пучок от источника излучения фокусировался микрообъективом с увеличением $10\times$ на поверхность YZ пластины $\text{LiNbO}_3:\text{Cu}$, установленной на подвижной платформе. Диаметр светового пятна на поверхности образца составлял не более 50 мкм. Подвижная платформа представляла собой микрометрический позиционер, позволяющий перемещать образец относительно экспонирующего пучка с точностью до 5 мкм.

Формирование пространственно неоднородных структур проводилось при помощи последовательного поточечного экспонирования поверхности экспериментального образца. Для прерывания процесса засветки кристалла излучение лазера перекрывалось механическим затвором. Время засветки одним световым пятном составляло от 1 до 5 с. Затем образец перемещался на расстояние от 25 до 100 мкм, после чего экспозиция его поверхности возобновлялась. Пространственно неоднородные структуры представляли собой топологии одномерных и двумерных дифракционных оптических элементов, сформированных в виде отдельных точек, расположенных друг от друга на различных расстояниях вдоль осей Y и Z кристалла.

Распределение изменений показателя преломления Δn в областях сформированных структур ис-

следовались при помощи метода лазерной интерферометрии. Интерференционные изображения в области сформированных структур были получены при помощи интерферометра Маха–Цендера. Источником излучения в интерферометре являлся He-Ne-лазер с поляризацией, соответствующей необыкновенной волне кристалла. Полученные интерферограммы до и после формирования дифракционных структур фиксировались анализатором лазерного излучения. Обработка интерферограмм и расчет пространственного распределения Δn_e проводились в программе «Визуализатор волнового фронта» [13]. Пример интерференционного изображения в области сформированной структуры и профиль распределения $\Delta n_e(z)$ приведены на рис. 1.

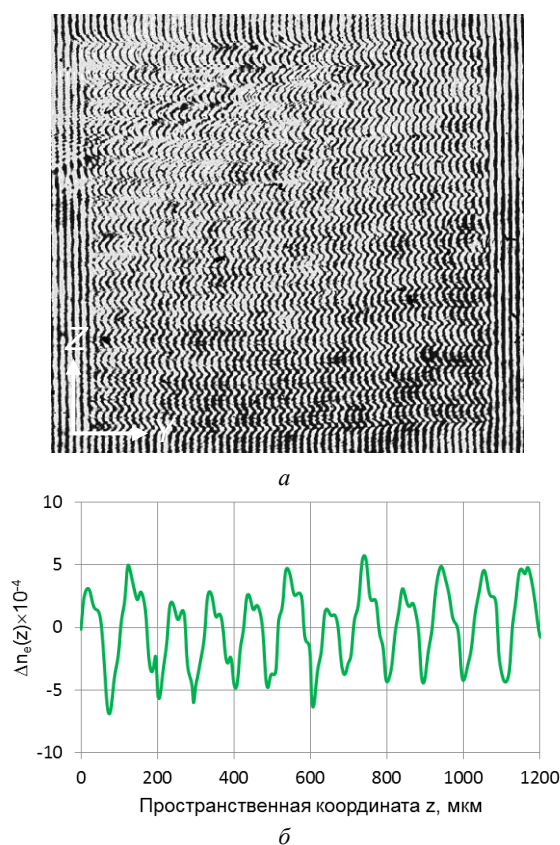


Рис. 1. Изображение интерференционной картины, полученной в области сформированной структуры – *а*; пространственное распределение изменений показателя преломления $\Delta n_e(z)$ – *б*

Рисунок 1 показывает, что полученный в процессе экспонирования кристалла профиль $\Delta n(z)$ имеет разницу между положительными и отрицательными изменениями показателя преломления порядка 10^{-3} . При увеличении времени экспонирования экспериментального образца излучением YAG:Nd³⁺ лазера с $\lambda = 532$ нм и поляризацией, направленной вдоль оптической оси *Z* кристалла, изменения показателя преломления Δn_e достигали величины вдвое больше, чем представлено на рис. 2, *б*. Это повлияло на результаты исследования дифракции на сформированных структурах.

Исследование дифракции на сформированных структурах

Для исследования дифракции на сформированные структуры направлялось коллимированное излучение He-Ne-лазера. Анализ дифракции световых полей проводился путем измерения интенсивности дифракционных максимумов в дальней зоне. В качестве измерителя мощности использовался прибор Thorlabs PM100D. Полученные дифракционные картины показали, что пространственно-периодическая модуляция показателя преломления в наведенной структуре приводит к различной форме дифракционных изображений в дальней зоне.

На рис. 2 приведены изображения дифракционных полей в дальней зоне, полученные на структурах, индуцированных с шагом 25 мкм вдоль оси *Y* и 100 мкм вдоль оси *Z*. Размеры структур составили 2×2 мм², а время формирования – 1700 и 3400 с соответственно.

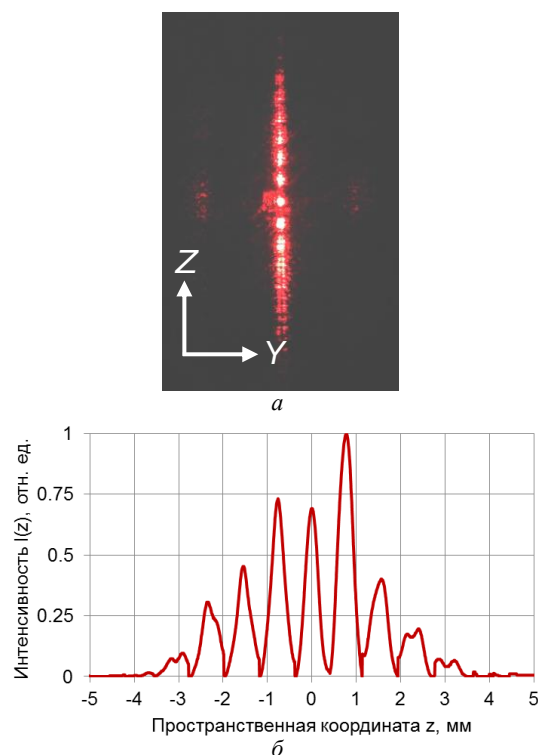


Рис. 2. Световая картина в дальней зоне дифракции, полученная на сформированной 1-секундным экспонированием структуре, – *а*; профиль распределения интенсивности дифракционных максимумов – *б*

Эффективность дифракционных максимумов η в экспериментах рассчитывалась по формуле [14]

$$\frac{I_{\Delta n}}{I_{\text{пр}} + I_{\Delta}}, \quad (1)$$

где $I_{\Delta n}$ – интенсивность *n*-го дифракционного максимума; $I_{\text{пр}}$ – интенсивность основного прошедшего максимума; I_{Δ} – суммарная интенсивность дифракционных максимумов.

В экспериментах на полученных структурах были зарегистрированы дифракционные максимумы

1-го порядка с эффективностью η от 18 до 25% вдоль оси Z кристалла. Наличие дифракционных максимумов с низкой величиной $\eta \approx 0,3\%$ вдоль оси Y кристалла связано с тем, что распределение изменений показателя в продольном направлении близко к однородному. С увеличением шага экспонирования вдоль оси Y кристалла до 60 мкм эффективность дифракционных максимумов 1-го порядка увеличивается до $\eta \approx 6,5\%$ и появляются дифракционные максимумы 2-го порядка.

Подобные структуры были получены в поверхностно легированном медью кристалле ниобата лития Y -среза. Шаг экспонирования при формировании данных структур составлял 60 и 70 мкм вдоль осей X и Z экспериментального образца соответственно. Анализ дифракционных картин в дальней зоне на полученных структурах показал, что интенсивность дифракционных максимумов первого порядка может превышать интенсивность основного максимума до 10 раз.

Заключение

Полученные нами результаты свидетельствуют о возможности формирования методом поточечного индекирования в поверхностно легированных кристаллах ниобата лития X - и Y -срезов дифракционных структур с различными характеристиками. Поточечное индуцирование позволяет изменять показатель преломления Δn_e в экспериментальных образцах на величину порядка 10^{-3} . Изменение условий формирования дифракционных структур позволило варьировать эффективностью дифракционных максимумов первых порядков и с превышением интенсивности основного до 10 раз.

Работа выполнена в рамках реализации программы развития ТУСУРа на 2021–2030 годы в рамках программы стратегического академического лидерства «Приоритет 2030» (подпроект № 8 «Пр2030-Наука СЧ/СП1/Б/8»).

Литература

1. Qi Y. Integrated lithium niobate photonics / Y. Qi, Y. Li // *Nanophotonics*. – 2020. – Vol. 9, No. 6. – PP. 1287–1320.
2. Дифракционные элементы в оптических системах среднего и двойного ИК-диапазона / Г.И. Грейсух, В.А. Данилов, Е.Г. Ежов, А.И. Антонов, Б.А. Усиевич // *Фотоника*. – 2020. – Т. 14, № 2. – С. 160–169.
3. High-quality lithium niobate photonic crystal nanocavities / Hanxiao Liang, Rui Luo, Yang He, Haowei Jiang, Qiang Lin // *Optica*. – October 2017. – Vol. 4, No. 10. – PP. 1251–1258.
4. Experimental demonstration of a three-dimensional lithium niobate nonlinear photonic crystal / D. Wei, Ch. Wang, H. Wang, X. Hu, D. Wei, X. Fang, Y. Zhang, D. Wu, Ya. Hu, J. Li, Sh. Zhu, M. Xiao // *Nature Photon.* – 2018. – Vol. 12. – PP. 596–600.
5. Local Photorefractive Modification in Lithium Niobate Using Ultrafast Direct Laser Write Technique / D. Paipulas, R. Buivydaitis, S. Juodkaziš, V. Mizeikis // *JLMN-Journal of*

Laser Micro. Nanoengineering. – 2016. – Vol. 11, No. 2. – PP. 246–252.

6. Direct Laser Writing: Versatile Tool for Microfabrication of Lithium Niobate / V. Mizeikis, V. Pūrlis, D. Paipulas, R. Buivydaitis, S. Juodkaziš // *Journal of Laser Micro Nanoengineering*. – 2012. – Vol. 7, No. 3. – PP. 345–350.

7. Laser technologies in micro-optics. Part 1. Fabrication of diffractive optical elements and photomasks with amplitude transmission / V.P. Veikoa, V.P. Korolkov, A.G. Poleshchuk, D.A. Sineva, E.A. Shakhnoa // *Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing*. – 2017. – Vol. 53, No. 5. – PP. 474–483.

8. Diamond-blade diced trapezoidal ridge waveguides in YCOB crystal for second harmonic generation / Ch. Chen, Q. Lu, Sh. Akhmedaliev, Sh. Zhou // *Opt. and Las. Tech.* – 2020. – Vol. 126. – PP. 106128-1–106128-6.

9. Jia Y. Compact solid-state waveguide lasers operating in the pulsed regime: a review / Y. Jia, F. Chen // *Chin. Opt. Lett.* – 2019. – Vol. 17, No. 1. – PP. 012302-1–012302-23.

10. Photorefractive direct laser writing / L. Vittadello, A. Zaltron, N. Argiolas, M. Bazzan, N. Rossetto, R. Signorini // *J. Phys. D: Appl. Phys.* – 2016. – Vol. 49. – PP. 125103-1–125103-9.

11. Formation of Dynamic Photorefractive Gratings in a LiNbO₃:Cu Surface-Doped Crystal / К.М. Мамбетова, С.М. Шандаров, Л.Н. Орликов, С.И. Арестов, С.В. Смирнов, Л.Я. Серебрянников, В.А. Краковский // *Optics and Spectroscopy*. – 2019. – Vol. 126, No. 6. – PP. 781–786.

12. Оптически индуцированные каналные волноводные структуры с пространственной модуляцией параметров в поверхностном слое ниобата лития / А.Д. Безпалый, В.М. Шандаров, А.Е. Мандель, В.И. Быков, К.М. Мамбетова // *Изв. вузов. Физика*. – 2019. – Т. 62, № 3. – С. 3–8.

13. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2021661646. Визуализатор волнового фронта / А.Д. Безпалый, В.В. Капустин, А.Е. Мандель. – Заявка №2021660493/69. Дата поступления 7 июля 2021 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 14 июля 2012 г.

14. Фоторефрактивные эффекты в электрооптических кристаллах / С.М. Шандаров, В.М. Шандаров, А.Е. Мандель, Н.И. Буримов. – Томск: ТУСУР, 2012. – 242 с.

Безпалый Александр Дмитриевич

Канд. техн. наук, ст. преп. каф. сверхвысокочастотной квантовой радиотехники (СВЧКР) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: aleksandr.bezpalyi@tusur.ru

Мандель Аркадий Евсеевич

Д-р физ.-мат. наук, с.н.с., проф. каф. СВЧКР ТУСУРа
Эл. почта: mandelae@svch.tusur.ru

Быков Виталий Иванович

Канд. физ.-мат. наук, доцент каф. электронных приборов (ЭП) ТУСУРа
Эл. почта: bykovvi@sibmail.com

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, Д.С. Торгаева, В.Д. Семенов

Обзор технических решений для реализации цифровой системы управления резервированным модульным источником питания

Рассмотрены решения, используемые для обеспечения резервирования в технических системах. Проанализированы достоинства и недостатки применения модульной конструкции для обеспечения резервирования в системах электропитания. Предложено использование элемента выбора медианного сигнала, способного исключать из вычислений показания отказавших модулей источника питания, для реализации холодного резервирования.

Ключевые слова: модульный источник питания, цифровая система управления, горячее резервирование, холодное резервирование.

С развитием промышленности требования к качеству систем электропитания становятся всё более серьезными. В связи с тем, что в состав любого электроприбора входит источник электропитания, одной из основных причин отказов электроаппаратуры являются именно неполадки в этом устройстве. Такие неполадки недопустимы для космического, военного, телекоммуникационного, энергетического и других видов оборудования [1, 2]. Поэтому разработка высоконадежных источников электропитания является актуальной задачей.

Одним из основных способов повышения надежности электроаппаратуры является резервирование, которое представляет собой метод повышения надежности устройства с помощью введения дополнительных элементов и функциональных возможностей сверх минимально необходимых для нормального выполнения устройством заданных функций.

Способы резервирования в технических системах

В технических системах наиболее часто применяются следующие виды резервирования [3]:

- *Аппаратное.* Данный вид резервирования подразумевает дублирование всей системы или ее частей так, что при выходе из строя одной из частей системы к ее работе подключается соответствующая резервная часть. Пример аппаратного резервирования подсистемы (части системы) представлен на рис. 1.

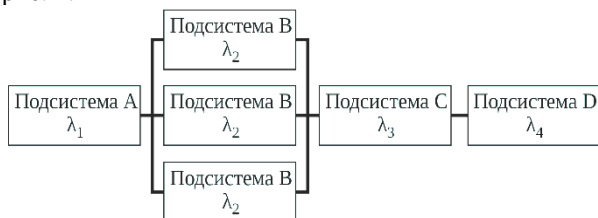


Рис. 1. Пример резервирования подсистемы путем ее дублирования

- *Информационное.* Представляет собой обнаружение и своевременную коррекцию ошибок при проведении вычислений.

- *Временное.* Представляет собой реализацию альтернативных способов выполнения функций резервируемой подсистемы. Примером данного резервирования является временная реконфигурация системы для восстановления после отказа [4].

- *Программное.* Требуется использование независимых функционально равноценных программ. К программному резервированию относят выполнение одних и тех же функций на разных модулях вычислительной системы с одними и теми же исходными данными, а также выполнение одних и тех же вычислений разными способами на разных вычислительных системах. В работе [5] рассматривается пример резервирования программных модулей вычислительной системы для сохранения ее работоспособности в случае отказа одного из резервируемых модулей. При таком резервировании происходит одновременное выполнение нескольких одинаковых копий программных модулей с последующим сравнением их результатов программными средствами.

В настоящее время наибольшее применение в источниках питания находит аппаратное резервирование. При таком резервировании элементы, обеспечивающие работоспособность устройства, называются основными элементами. Резервными являются элементы системы, необходимые для поддержания ее работоспособности в случае отказа одного или нескольких основных элементов [6]. Повышение надежности резервированной системы обеспечивается за счет того, что отказ системы происходит только тогда, когда произойдет выход из строя и основных элементов системы, и всех резервных элементов.

По состоянию резервных элементов до момента включения их в работу существуют следующие виды резервирования [7]:

- *Горячее.* При таком виде резервирования резервные элементы нагружены так же, как и основные, т.е. условия, в которых находятся резервные элементы, полностью совпадают с условиями, в которых находятся основные элементы.

- *Ждущее.* Такое резервирование обеспечивает меньшую нагрузку резервных элементов, чем основных. Примером ждущего резервирования является периодическое переключение основных и резервных узлов из режима работы в режим ожидания и наоборот.

- *Холодное.* При таком резервировании резервные элементы практически не нагружаются. В этом случае условия работы резервных элементов таковы,

что до момента их включения в работу их ресурс практически не расходуется. Согласно ГОСТ Р МЭК 61069-5–2017, при применении холодного резервирования вызов резервного компонента системы происходит только тогда, когда происходит отказ основного (первичного) элемента. При необходимости проведения вычислений в резервируемых цифровых системах в резервных элементах они производятся с более низкой частотой, чем при горячем резервировании [8].

Применение модульной конструкции для обеспечения резервирования

Применение модульной конструкции для аппаратного резервирования элементов при проектировании источников питания является распространенным способом повышения надежности системы [9]. Применение модульных источников питания целесообразно для систем электропитания (СЭП) космических аппаратов (КА), авиационных СЭП, СЭП для центров обработки данных. В этом случае для обеспечения уровня резервирования, необходимого для достижения заданных характеристик надежности системы, в нее вводятся, кроме основных, резервные модули, характеристики которых идентичны характеристикам основных модулей.

Таким образом, разрабатываемая система будет рассчитана на количество отказов основных модулей, равное количеству введенных резервных модулей. Важным преимуществом модульной конструкции является то, что она решает не только задачу резервирования системы электропитания, но и задачу наращивания мощности системы за счет увеличения количества модулей в ее составе. При изменении требований к системе в процессе ее разработки количество модулей может быть увеличено для получения необходимой выходной мощности, напряжения или тока [10].

Еще одним важным достоинством применения модульных источников питания является простота и высокая скорость технического обслуживания систем, в состав которых входят такие источники. В случае обнаружения неполадок в системе электропитания устройства, можно быстро найти модуль, в котором произошла неисправность, и заменить его на идентичный исправный модуль [11].

Недостатком источников питания с модульной конструкцией является сложность реализации системы управления, это связано с тем, что на систему управления модульного источника питания возлагаются задачи синхронизации работы модулей, равномерного распределения нагрузки между модулями, а также сбора и обработки информации о техническом состоянии модулей.

Технические решения для реализации цифровой системы управления модульным источником питания

В работе [12] представлен вариант реализации источника питания для ионно-плазменной установки, построенный по модульной структуре. Рассматриваемая авторами структура источника питания

состоит из блока управления, шести силовых блоков (модулей) и блока коммутации, осуществляющего последовательно-параллельное соединение выходов модулей. Мощность распределяется между силовыми блоками равномерно.

Недостатком представленной реализации является то, что равномерное распределение мощности между модулями осуществляется за счет их работы по принципу «ведущий-ведомый» без резервирования ведущего модуля. Первый силовой блок является ведущим. Он получает от блока управления сигналы, определяющие необходимые уровни выходного тока, напряжения и мощности и передает их на ведомые модули. Выходная мощность ведущего модуля отслеживается блоком управления, который задает такой же уровень выходной мощности остальным модулям. Таким образом, при выходе из строя ведущего модуля ведомые потеряют источник, задающий для них уровень выходной мощности, что приведет к выходу из строя всего источника питания.

Исправить описанный недостаток можно путем реализации алгоритма выбора нового ведущего модуля или избавившись от принципа «ведущий-ведомый» при построении модульного источника питания.

В работе [13] для реализации системы управления модульным источником питания для энергопреобразующего комплекса (ЭПК) СЭП КА предлагается использовать элемент выбора медианного сигнала, с помощью которого по медианному алгоритму среди сигналов обратных связей всех автономных модулей в составе источника питания выбирается медианный сигнал, который затем используется для управления всеми модулями. Медианный алгоритм выбора сигнала, управляющего модулями в составе СЭП, позволяет избавиться от принципа «ведущий-ведомый», сделав все модули «равноправными». Такой принцип управления обеспечивает сохранение работоспособности всей системы при отказе любого модуля.

Помимо описанных в работе возможностей миниатюризации СЭП, которые предоставляет предложенная структура источника (рис. 2), использование элемента выбора медианного сигнала позволяет реализовать горячее резервирование модулей в составе источника. При этом N -канальный элемент выбора в системе управления источником питания из N модулей позволяет поддерживать работоспособность системы при отказе до половины модулей в составе системы, т.е. горячее резервирование $[N/2]$ из N . При таком резервировании резервные элементы (модули) нагружены так же, как основные, поэтому их ресурс расходуется так же, как ресурс основных элементов. Когда требуемая выходная мощность системы меньше максимально возможной для заданного количества модулей, часть модулей находится в режиме ожидания, что позволяет сохранить их ресурс на большее время, тем самым увеличив срок службы всей системы. Такой алгоритм работы модулей в составе системы реализует ждущее резервирование.

Дальнейшим развитием предложенной системы может стать возможность обеспечения холодного резервирования модулей в составе источника питания с помощью доработки элемента выбора медианного сигнала. Введение в структуру данного элемента дополнительного управляющего сигнала, задающего текущее количество активных модулей, позволит полностью убрать нагрузку с модулей, являю-

щихся резервными. При отказе одного из активных модулей система должна увеличить необходимое количество активных модулей, задействовав резервные, находившиеся до этого момента в режиме ожидания. Одновременно с этим модуль должен определить отказавшие модули и исключить их показания из данных для вычисления медианного сигнала.

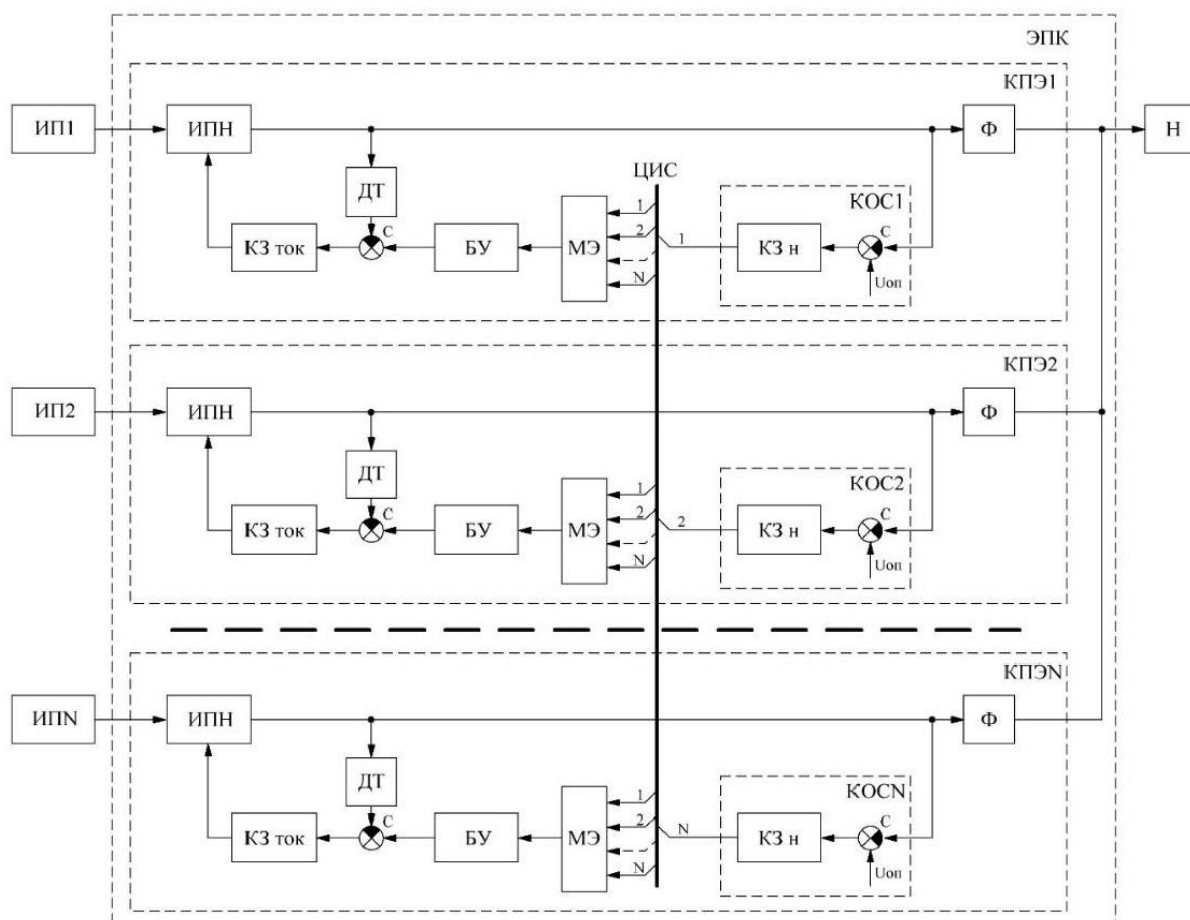


Рис. 2. Структурная схема ЭПК на базе унифицированных модулей стабилизации напряжения с цифровой системой управления, где МЭ – элемент выбора медианного сигнала, КЗ – коррекционное звено, Ф – фильтр, ДТ – датчик тока, ИПН – импульсный преобразователь напряжения, ИП – источник питания (первичный), Н – нагрузка, КПЭ – канал (модуль) преобразования энергии

Выводы

Анализ рассмотренных способов реализации резервирования в технических системах показывает, что в настоящее время в источниках питания наиболее распространенным является применение аппаратного резервирования как наиболее надежного, в связи с тем, что такое резервирование обеспечивает работоспособность системы при полном отказе резервируемой подсистемы до тех пор, пока не откажут все резервные элементы. В то же время дополнительно могут применяться и другие виды резервирования.

Наиболее простой реализацией аппаратного резервирования системы является ее горячее резервирование. Однако у такого способа резервирования есть существенный недостаток. При таком резервировании ресурс резервных элементов расходуется так же, как ресурс основных элементов при том, что

в непосредственной работе системы резервные элементы не участвуют до отказа основных элементов.

Построение резервированных систем на базе унифицированных модулей с выбором сигнала обратной связи с помощью элемента выбора медианного сигнала позволяет избавиться от ведущего модуля, сделав все модули «равноправными». Таким образом, выход из строя любого из модулей не приводит к выходу из строя всей системы, что повышает ее надежность.

Задачей для развития данной системы является реализация возможности холодного резервирования с помощью модифицированного элемента выбора медианного сигнала, позволяющего исключать показания отказавших модулей из вычислений, а также задавать текущее количество активных модулей, необходимых для обеспечения заданных выходных параметров.

Литература

1. Шпенст В.А. Повышение надежности вторичного источника питания постоянного тока резервированием сигналов обратной связи / В.А. Шпенст, Е.А. Орел // Энергетика. Изв. высш. учеб. завед. и энергетических объединений СНГ. – 2021. – Т. 64, № 5. – С. 408–420.

2. Шарафутдинов В.Р. Анализ способов резервирования на основе модальной фильтрации / В.Р. Шарафутдинов, Т.Р. Газизов // Системы управления, связи и безопасности. – 2019. – № 3. – С. 117–144.

3. Скоморохов И.И. Возможные виды резервирования в СЭС // Проблемы и перспективы развития: тезисы докл. 3-й Всерос. студенческой науч. конф., 20–21 декабря 2017 г., Тамбов. – Тамбов: Изд-во ФГБОУ ВО «ТГТУ», 2017. – С. 148.

4. Новиков Е.В. Оценка влияния временного резервирования на надежность сложных технических систем // Изв. Тульского гос. ун-та. Технические науки. – 2010. – № 4-2 – С. 28–33.

5. Игнатушенко В.В., Исаева Н.А. Резервирование взаимосвязанных программных модулей для управляющих параллельных вычислительных систем: организация, оценка отказоустойчивости, формализованное описание // Автоматика и телемеханика. – 2008. – № 10. – С. 142–161.

6. Денисенко В.В. Аппаратное резервирование в промышленной автоматизации // Современные технологии автоматизации. – 2008. – № 2. – С. 90–99.

7. Зайкин В.А. Анализ методов и средств резервирования электронной аппаратуры / В.А. Зайкин, Н.А. Сергеева, В.А. Соловьев // Труды междунар. симпозиума «Надежность и качество». – 2022. – Т. 1. – С. 54–59.

8. ГОСТ Р МЭК 61069-5–2017. Измерение, управление и автоматизация промышленного процесса. Определение свойств системы с целью ее оценки.

9. Жаднов В.В. Оценка эффективности способов резервирования магистрально-модульных источников вторичного электропитания / В.В. Жаднов, А.С. Лукина,

И.С. Целищев // Изв. высш. учеб. завед. Приборостроение. – 2021. – Т. 64, № 9. – С. 741–751.

10. Новости микроэлектроники [Электронный ресурс]. – URL: http://www.chipnews.ru/html.cgi/arhiv/01_02/stat-34.htm (дата обращения: 16.09.23).

11. Каталупов О.И. Модульный источник питания с конфигурируемой структурой // Политематический сетевой электронный научный журнал Кубанского гос. аграрного ун-та. – 2017. – № 131. – С. 1192–1203.

12. Осирко В.О. Модульный биполярный источник питания для мощных ионно-плазменных установок / В.О. Осирко, Н.С. Сочугов, А.П. Павлов // Приборы и техника эксперимента. – 2014. – № 5. – С. 85–85.

13. Kabirov V.A. Miniaturization of spacecraft electrical power systems with solar-hydrogen power supply system / V.A. Kabirov, V.D. Semenov, D.S. Torgaeva, A.I. Otto // International Journal of Hydrogen Energy. – 2023. – Vol. 48, Is. 24. – P. 9057–9070.

Ахтырский Кирилл Александрович

Аспирант каф. ПрЭ ТУСУРа

Эл. почта: k.akhtirsky@gmail.com

Кабилов Вагиз Александрович

Инженер автономных энергетических систем

НИИ КТ ТУСУРа

Эл. почта: kva@vipelec.com

Торгаева Дарья Сергеевна

Канд. техн. наук., ст. преп. каф. КСУП ТУСУРа

Эл. почта: belial1349@gmail.com

Семенов Валерий Дмитриевич

Канд. техн. наук, проф., с.н.с. каф. ПрЭ ТУСУРа

Эл. почта: svd@ie.tusur.ru

А.И. Бартенев, В.Д. Семенов

Обзор и выбор схемотехнических решений для построения гальванически изолированного преобразователя на основе нормально закрытых GaN-транзисторов

Выполнен аналитический обзор научно-технической литературы, проведён критический анализ имеющихся схемотехнических решений, применяемых при разработке изолированных преобразователей, на основе нормально закрытых GaN-транзисторов и выбрано направление дальнейших исследований.

Ключевые слова: GaN-транзистор, обратноходовой преобразователь с активным клампом, прямоходовой преобразователь с активным клампом, однотактный преобразователь с активным клампом и двухтактный выпрямителем.

Гальванически изолированные преобразователи получили распространение во всех сферах жизнедеятельности человека. Стремление к миниатюризации разрабатываемых в настоящее время электронных устройств накладывает требование к уменьшению габаритов и повышению удельной мощности силовых преобразователей в источниках питания на их основе. Наиболее габаритными компонентами преобразователей, как известно, являются электромагнитные компоненты, такие как трансформаторы, дроссели и конденсаторы. Для уменьшения габаритов электромагнитных компонентов требуется повышение частоты преобразования, а значит, и частоты переключения силовых ключей. Повышение частоты переключения транзисторов ведёт к повышению динамических потерь, для снижения которых предложен переход на транзисторы с высокой подвижностью электронов (HEMT), выполняемых по GaN-технологии [1].

В рамках проводимой научно-исследовательской работы поставлена задача: разработать преобразователь номинальной мощностью 50 Вт с входным диапазоном рабочего напряжения от 18 до 36 В (номинальное 27 В), выходным напряжением 12 В для применения в составе средств радиорелейной связи. Данная работа является составной частью проекта по набору компетенций в проектировании GaN-транзисторов и созданию на их основе импульсных преобразователей. Поэтому работа по выбору схемотехнического решения гальванически изолированного преобразователя на основе нормально закрытых GaN-транзисторов и дальнейшей его реализации является актуальной задачей.

В настоящее время известно о применении GaN-транзисторов в источниках питания для зарядки сотовых телефонов и ноутбуков от сети 220 В [2]. Кроме этого, лидирующие производители GaN-транзисторов, компании EPC и GaN Systems представляют новые сферы применения своей продукции, в том числе в преобразователях напряжения для телекоммуникационного и серверного оборудования, в виде демонстрационных плат [3].

Основная часть преобразователей для телекоммуникационных и серверных применений выполнена по мостовой схеме с управляемым сдвигом фазы

(рис. 1), что обусловлено необходимостью достижения высокой удельной мощности. Для реализации преобразователя номинальной мощностью 50 Вт мостовая схема избыточна, а электронные компоненты, необходимые для её реализации, такие как контроллер ШИМ с регулированием фазового сдвига и драйверы верхнего уровня, займут значительное место на плате. Кроме того, четыре применяемых транзистора в инверторе увеличивают стоимость, что снижает привлекательность применения данного схемотехнического решения в рассматриваемом преобразователе.

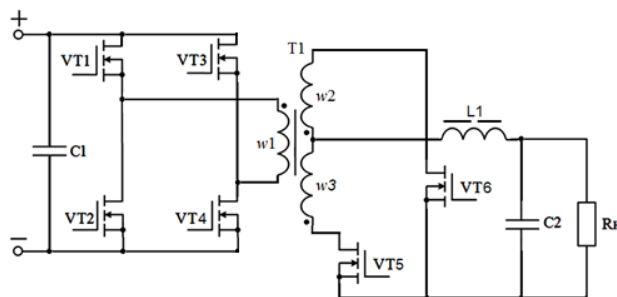


Рис. 1. Схема мостового преобразователя

Применение полумостовой схемы (рис. 2) позволяет уменьшить количество дополнительных драйверов, но вследствие низкого напряжения питания (18 В) применение данной схемы имеет ограничение за счет удвоения тока через каналы транзисторов. Исходя из высокой стоимости GaN-транзисторов с большими токами, её применение экономически нецелесообразно.

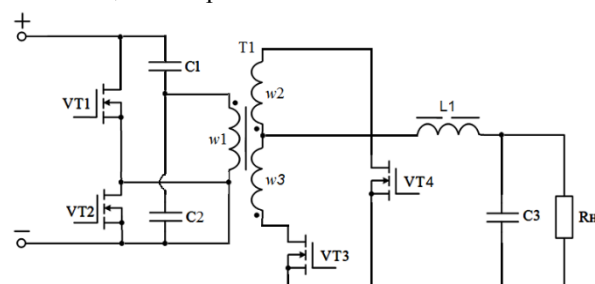


Рис. 2. Схема полумостового преобразователя

Для реализации преобразователя по приведенному техническому заданию наиболее целесообразно

но применение однотактного преобразователя с активным ограничением перенапряжений на силовом транзисторе. Обратногоходовой преобразователь является наиболее простым и компактным из всех однотактных преобразователей, имеющих гальваническое разделение первичной и вторичной обмотки. Схема активного ограничения напряжения на ключе (клампа) может быть реализована двумя способами:

- подключением цепи активного клампа к шине питания (рис. 3) с помощью GaN-транзистора, что потребует дополнительного драйвера верхнего уровня;

- подключением цепи активного клампа к общей шине (рис. 4) с помощью кремниевый p -канальный транзистора, управляемого драйвером нижнего уровня, который встроен в контроллер, что упростит схему и позволит уменьшить габариты устройства.

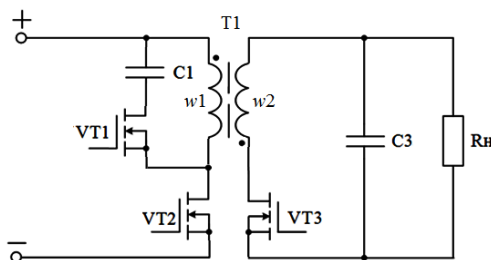


Рис. 3. Обратногоходовой преобразователь с подключением цепи активного клампа к положительной шине питания

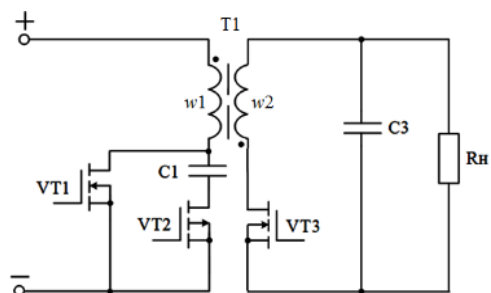


Рис. 4. Обратногоходовой преобразователь с подключением цепи активного клампа к общей шине

Как было сказано ранее, обратногоходовой преобразователь является наиболее простым и компактным, но при этом он имеет недостаток, заключающийся в высоком уровне пульсаций тока и напряжения на выходе преобразователя. Для снижения пульсаций тока и напряжения на выходе преобразователя применяют дополнительные LC-фильтры, элементы которых также увеличивают габариты преобразователя. Применение прямоходового преобразователя (рис. 5) позволяет получить конечное устройство с меньшими пульсациями напряжения и тока. Кроме того, прямоходовой преобразователь имеет меньший уровень электромагнитных помех [4]. Однако этот преобразователь имеет увеличенные габариты за счёт необходимости применения дросселя фильтра большого габарита и индуктивности.

Применение однотактного преобразователя с активным клампом и двухтактным выпрямителем (рис. 6) позволяет сохранить преимущества обрат-

ногоходового и прямоходового преобразователей, уменьшить размер и номинал дросселя при равных параметрах пульсаций напряжения и тока во вторичной цепи [4].

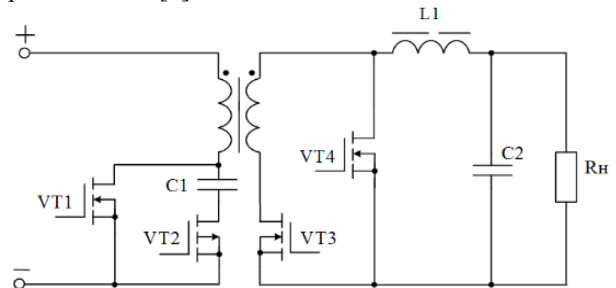


Рис. 5. Прямоходовой преобразователь с активным клампом

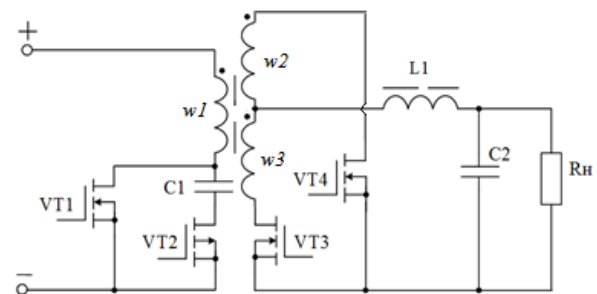


Рис. 6. Однотактный преобразователь с активным клампом и двухтактным выпрямителем

Основное преимущество GaN-транзисторов – быстродействие, что является следствием малых паразитных емкостей, обусловленных меньшими габаритами самих транзисторов. При этом малые габариты GaN-транзисторов вызывают ряд сложностей при их применении, таких как низкое допустимое напряжение управляющего сигнала (не более 6 В), низкое пороговое напряжение открытия (около 1 В), проявление эффекта Миллера, сложности в реализации контактных площадок на печатной плате, обеспечение теплоотвода и т.д. Малая мощность преобразователя (50 Вт) отчасти упрощает требования для реализации теплоотвода, но все оставшиеся сложности также потребуют нахождения соответствующего решения.

На основе проведённого обзора и анализа схемотехнических решений, необходимых для построения гальванически изолированного преобразователя с применением нормально закрытых GaN-транзисторов, к дальнейшему изучению и исследованию были выбраны обратногоходовой преобразователь с подключением цепи активного клампа к общей шине, а также однотактный преобразователь с активным клампом и двухтактным выпрямителем. Выбор объектов дальнейшего исследования произведён по критерию компактности и ожидаемой энергетической эффективности с ориентиром на минимизацию стоимости.

Литература

1. Flack T.J. GaN-technology for power electronic applications: a review / T.J. Flack, B.N. Pushpakaran, S.B. Bayne //

Journal of Electronic Materials. – 2016. – Vol. 45 (6). – PP. 2673–2682. DOI: 10.1007/s11664-016-4435-3

2. Reference Design, GaN-based QR Adapter // GaN-Systems. [Электронный ресурс]. – URL: <https://gansystems.com/wp-content/uploads/2020/07/GS-EVB-ADP-65WQR-GS1-Tech-Manual-abridged.pdf> (дата обращения: 19.09.2023).

3. Demonstration Board EPC9115 Quick Start Guide 1/8th Brick Converter Featuring EPC2020 and EPC2021 // Efficient Power Conversion Corporation (EPC) [Электронный ресурс]. – URL: [<https://epc-co.com/epc/products/demo-boards/epc9115>] (дата обращения: 19.09.2023).

4. Бартенев А. Преобразователь с активным клапмом и двухтактным синхронным выпрямителем // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР – 2022, Томск, 2022. – Т. 1. – Томск: В-Спектр, ТУСУР. – С. 126–129.

Бартенев Александр Иванович

Аспирант каф. промышленной электроники (ПрЭ)
Томского государственного ун-та
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: san4ubas1@gmail.com

Семенов Валерий Дмитриевич

Канд. техн. наук, проф. каф. ПрЭ ТУСУРа
Эл. почта: svd@ie.tusur.ru

М.М. Баёк, А.Д. Гончаров, А.В. Осипов

Резонансный LCL-преобразователь в режиме согласования с индуктором

Рассмотрен резонансный LCL-преобразователь в режиме согласования его выходных параметров с индуктором в системах индукционного нагрева. Представлена модель резонансного LCL-преобразователя; показано, что максимальный коэффициент передачи тока ограничен добротностью.

Ключевые слова: силовая электроника, индукционный нагрев, резонансный LCL-преобразователь.

Одной из основных областей применения резонансных преобразователей является индукционный нагрев. Использование индуктора с малым количеством витков из-за большого тока приводит к существенным активным потерям в его соединениях с трансформатором. Поэтому возникает задача обеспечения согласования параметров индуктора и преобразователя с помощью резонансного контура сложной топологии. Для согласования часто применяется резонансный контур LCL-топологии [1–3], такое решение иногда позволяет исключить трансформатор в индукционных установках.

Уменьшение тока инвертора по отношению к току индуктора может быть достигнуто применением параллельного резонансного контура, уменьшающего ток пропорционально добротности. Как правило, это требует применения в структуре преобразователя инвертора тока, имеющего завышенные потери из-за дополнительных диодов в транзисторных ключах. Применение инвертора напряжения позволяет перенести дроссель во входную цепь резонансного контура и образовать, таким образом, резонансный LCL-преобразователь (рис. 1). Эквивалентная схема индуктора в простейшем случае может представлять собой последовательное соединение индуктивности и резистора.

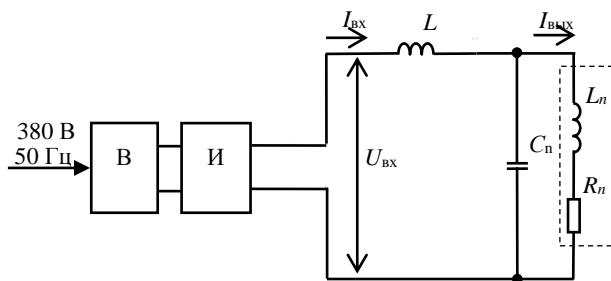


Рис. 1. Резонансный LCL-преобразователь

Импедансно-частотные характеристики LCL-контура описываются соотношениями:

$$\operatorname{Re} Z(\Omega) = R_n \frac{Q^2}{\Omega^2} \frac{Q^2}{1 + \xi^2 + (\Omega, Q)}, \quad (1)$$

$$\operatorname{Im} Z(\Omega) = \rho \left(\Omega - \frac{1 + Q\Omega \cdot \xi(\Omega, Q)}{\Omega(1 + \xi^2(\Omega, Q))} \right), \quad (2)$$

где

$$Q = \frac{1}{R_n} \sqrt{\frac{L_n}{C_n}} - \quad (3)$$

добротность параллельного контура нагрузки,

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_0} \quad \text{и} \quad \xi = Q \frac{\Omega^2 - 1}{\Omega} - \quad (4)$$

его относительная и обобщенная частотные расстройки. Коэффициент передачи контура по току

$$K_I(\Omega) = \frac{I_{\text{вх}}(\Omega)}{I_{\text{бх}}(\Omega)} = \sqrt{\frac{\operatorname{Re} Z(\Omega)}{R_n}}, \rightarrow$$

$$K_I(\Omega) = \frac{Q}{\Omega \sqrt{1 + \xi^2(\Omega)}}. \quad (5)$$

Частотная зависимость коэффициента K_I при разных добротностях показана на рис. 2.

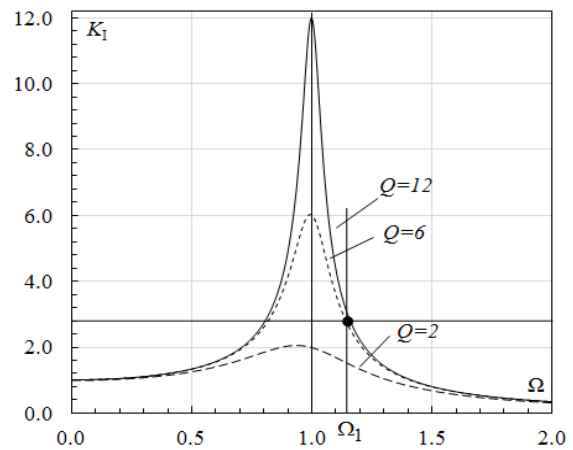


Рис. 2. Частотные характеристики резонансного LCL-преобразователя

Резонансные частоты определяются условием равенства реактивной составляющей нулю $\operatorname{Im} Z(\omega) \rightarrow 0$. Рассматриваемый LCL-контур имеет две резонансные частоты:

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{C_n \cdot \frac{L_n L_f}{L_n + L_f}}}, \quad (6)$$

$$\omega_0 = 1 / \sqrt{L_n C_n}. \quad (7)$$

Согласование индуктора с инвертором производится на верхней частоте ω_1 , коэффициент передачи тока на которой при $Q \gg 1$

$$K_I = \frac{1}{\Omega_1^2 - 1}.$$

С учетом $\Omega_1 = \omega_1 / \omega_0$ получено

$$K_I = L_f / L_n. \quad (8)$$

Разработана имитационная модель LCL-преобразователя, представленная на рис. 3. Для построения модели использована среда моделирования MatLab. Паразитными параметрами можно пренебречь и считать транзисторы идеальными.

Параметры модели: индуктивность индуктора $L_n = 6,2$ мкГн; активное сопротивление индуктора $R_n = 50$ мОм; DC – выпрямленное напряжение сети – 550 В; VT1–VT4 – идеальные ключи; L_1 – входной дроссель 21,4 мкГн; C_1 – компенсирующий конденсатор 60 мкФ.

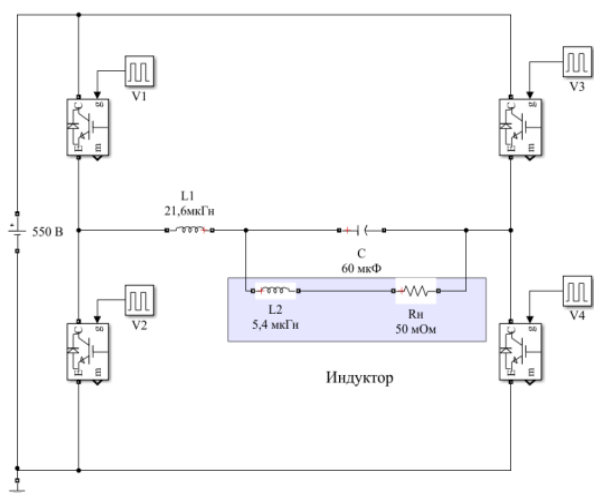


Рис. 3. Модель резонансного LCL-преобразователя

В представленной модели параллельный контур имеет добротность

$$Q = \frac{1}{50 \cdot 10^{-3}} \sqrt{\frac{6,2 \cdot 10^{-6}}{60 \cdot 10^{-6}}} = 6,5;$$

резонансная частота контура составляет

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{60 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{21,1 \cdot 10^{-6} \cdot 6,2 \cdot 10^{-6}}{21,1 \cdot 10^{-6} + 6,2 \cdot 10^{-6}}}} = 9,4 \text{ кГц}.$$

Результаты моделирования в виде тока индуктора, тока дросселя, напряжения инвертора показаны на рис. 4.

На модели получен коэффициент передачи тока

$$K_I = \frac{I_2}{I_1} = 3,3,$$

при этом отношение индуктивностей

$$\frac{L_1}{L_2} = 3,5.$$

Сопоставление результатов говорит о справедливости приближенного выражения (8), адекватно-

сти имитационной модели и самого подхода к согласованию токов LCL-контуром.

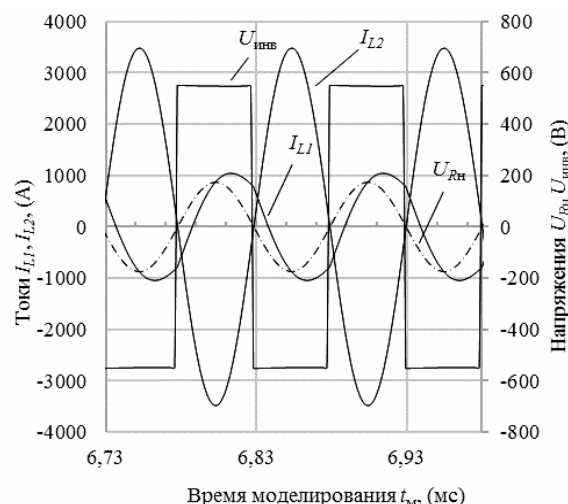


Рис. 4. Результаты моделирования резонансного LCL-преобразователя на частоте 9,4 кГц

В заключение следует сказать, что при любом соотношении индуктивностей LCL-контура коэффициент передачи тока не превышает его добротности, т.е. добротность является ограничительным фактором. В системах индукционного нагрева с малым количеством витков индуктору из-за большой индуктивности рассеяния свойственна высокая добротность, поэтому появляется возможность формирования достаточно больших коэффициентов передачи тока.

Литература

1. Sibylle Dieckerhoff. De Doncker Design of an IGBT-based LCL-Resonant Inverter for High-Frequency Induction Heating / Sibylle Dieckerhoff, M.J. Ryan, W. Rik // IEEE Operations Center. – 1999. – Vol. 3, No. 10. – PP. 2039–2035.
2. Resonance Transformation for Induction Heating // G.L. Fischer, H. Dort, H. Knaak, G. Amler, B. Hemmer // PCIM Europe. – March/April 1994. – PP. 76–79.
3. Fischer G.L. An Inverter System for Inductive Tube Welding utilizing Resonance Transformation / G.L. Fischer, H. Dort // IEEE IAS. – 1994. – PP. 833–840.

Баёк Михаил Михайлович

Аспирант каф. промышленной электроники (ПрЭ) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: mishabayok@mail.ru

Гончаров Александр Дмитриевич

Магистрант каф. ПрЭ ТУСУРа
Эл. почта: 2alexey900@gmail.com

Осипов Александр Владимирович

Д-р техн. наук, доцент каф. ПрЭ ТУСУРа
Эл. почта: ossan@mail.ru

И.А. Чернецкий, П.А. Стрельников, В.Д. Семенов

Одноключевой трехфазный корректор коэффициента мощности

В последние годы наблюдается рост относительного содержания электроустройств в промышленной трехфазной сети, создающих помехи и искажающих форму питающего напряжения за счет нелинейной нагрузки, что приводит к ухудшению качества потребляемой энергии. Современные способы повышения качества потребления электроэнергии порой предъявляют чрезмерные требования к материально-технической базе и высокий профессиональный порог вхождения в данную область для рядового разработчика. Рассмотрен простой и действенный способ повышения качества потребления энергии из трехфазной сети для маломощных устройств с использованием одноключевого трехфазного корректора коэффициента мощности.

Ключевые слова: коэффициент мощности, корректор коэффициента мощности.

Корректор коэффициента мощности (ККМ) – это устройство, предназначенное для улучшения качества потребления электрического тока путем повышения этого коэффициента до заданного или приемлемого уровня. Сейчас в литературе можно найти множество различных ККМ, начиная от простейших пассивных компенсаторов, таких как конденсаторные установки и установки синхронной компенсации, и заканчивая активными трехфазными ККМ, работа которых основана на сложнейших математических аппаратах векторного управления и теории мгновенной мощности Акаги [1].

В случае когда ККМ требуется для установки, подключенной к однофазной сети, обыкновенно не возникает проблем при его разработке, так как такие решения широко известны из литературы и интуитивно понятны инженерам электронной техники. Однако при переходе к трехфазной сети самые современные разработки в этом направлении порой предъявляют чрезмерные стоимостные требования к элементной базе и высокий начальный уровень квалификации для вхождения в данную область для рядового инженера-электроника, что сдерживает широкое внедрение таких ККМ в простые и относительно маломощные установки.

Поэтому разработка схем и способов повышения КМ маломощных устройств, подключенных к трехфазной сети с использованием минимального числа электронных компонентов и простейшей в реализации системой управления, является актуальной.

Принцип работы

На рис. 1 представлена функциональная схема одноключевого трехфазного ККМ [2], которая состоит из входного фильтра электромагнитного излучения (ЭМИ), входных дросселей L_a , L_b , L_c , неуправляемого выпрямителя $VD1$ – $VD6$, а также по аналогии с повышающим НППН содержит транзистор $VT1$, диод $VD7$ и емкостный выходной фильтр C .

Для пояснения принципа работы преобразователя предположим, что транзистор $VT1$ работает с постоянной частотой переключения, и все фазные токи i_a , i_b , i_c равны нулю в конце периода – непосредственно перед замыканием транзистора $VT1$.

На рис. 2 показаны временные диаграммы происходящих в схеме процессов.

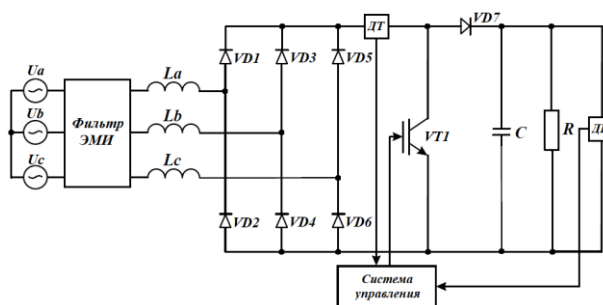


Рис. 1. Функциональная схема одноключевого трехфазного ККМ

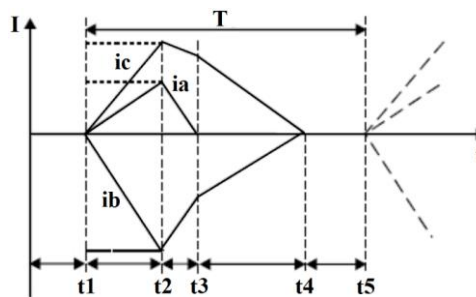


Рис. 2. Временные диаграммы i_a , i_b , i_c

В момент времени t_1 замыкается транзистор $VT1$. На интервале времени t_1 – t_2 входные дроссели намагничиваются, каждый в соответствии с приложенным к нему фазным напряжением. Эквивалентная схема для этого интервала времени представлена на рис. 3. Питание нагрузки на данном интервале осуществляется от выходного конденсатора C .

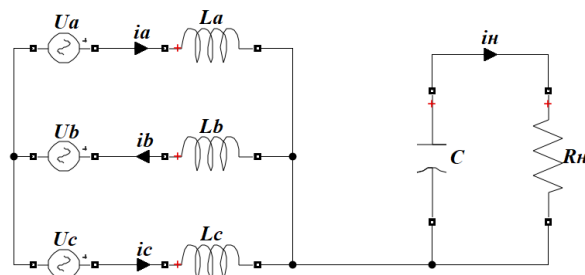


Рис. 3. Эквивалентная схема для интервала времени t_1 – t_2

Далее, в момент времени t_2 , транзистор $VT1$ размыкается, и на интервале времени t_2 – t_3 происходит

дит сброс накопленной в дросселях энергии в нагрузку. Причем сначала размагничивается дроссель с наименьшим пиковым значением тока. Эквивалентная схема для этого интервала показана на рис. 4.

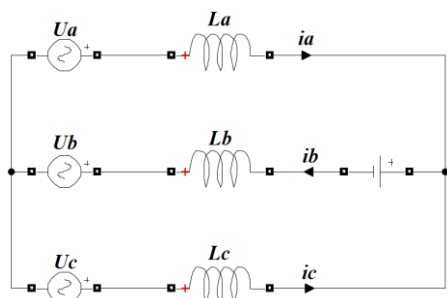


Рис. 4. Эквивалентная схема для интервала времени t_2-t_3

После того, как в момент времени t_3 дроссель с наименьшим значением пикового тока размагнитится, два остальных дросселя на интервале времени t_3-t_4 размагничиваются с одинаковой скоростью до нуля, схема протекания токов показана на рис. 5.

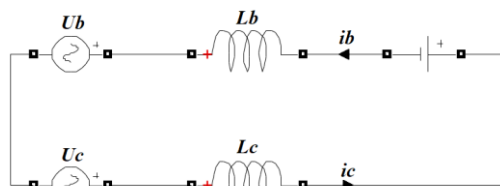


Рис. 5. Эквивалентная схема для интервала времени t_3-t_4

По окончании размагничивания всех дросселей, питание нагрузки происходит за счет энергии, накопленной в выходном конденсаторе C . Далее все процессы, протекающие в схеме, повторяются. Интервал времени t_4-t_5 представляет собой интервал паузы, возникающий при работе преобразователя на фиксированной частоте, так как при расчете такого преобразователя необходимо будет ввести запас по времени для размагничивания дросселей из-за не идеальности питающей сети.

Система управления

Для управления преобразователем был использован «токовый ШИМ», модификации которого подробно рассмотрены в [3]. В частности, в модели был использован режим прерывистого тока дросселя. Система управления на основе «токового ШИМ» показана на рис. 6, где ДН – датчик напряжения, ДТ – датчик тока.

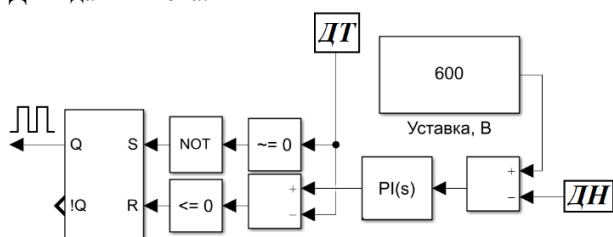


Рис. 6. Система управления на основе «токового ШИМ»

Преобразователь выполнен по двухконтурной схеме подчиненного регулирования. Главный (внеш-

ний) контур образует отрицательную обратную связь по напряжению с ПИ-регулятором в качестве корректирующего звена, выход которого является задатчиком тока для подчиненного (внутреннего) контура. При этом внешний контур обеспечивает стабилизацию выходного напряжения, а внутренний – форму тока в фазах, повышая коэффициент мощности.

Система управления включает в себя логику «токового ШИМ» и RS-триггер, поэтому не будем подробно останавливаться на принципе ее работы. ПИ-регулятор вычисляет величину задания тока на выходе трехфазного моста, по достижении которого транзистор VT1 размыкается и остается выключенным до момента достижения нуля тока, далее процессы повторяются. Параметры ПИ-регулятора были подобраны экспериментально таким образом, чтобы обеспечить технический оптимум переходного процесса выхода на режим работы преобразователя.

Имитационная модель ККМ

Имитационная модель преобразователя была построена в MatLab Simulink и изображена на рис. 7.

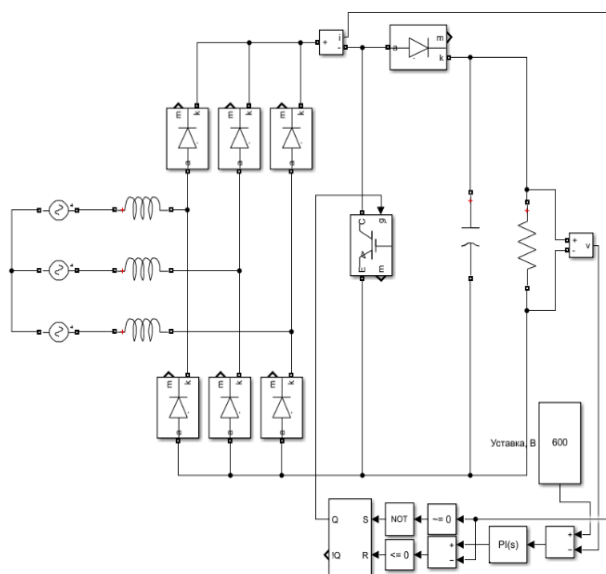


Рис. 7. Модель ККМ в MatLab Simulink

Форма тока дросселей преобразователя показана на рис. 8. Здесь мы можем наблюдать, что форма амплитуд мгновенного тока повторяет собой форму синусоиды фазного напряжения, приложенного к нему. Однако в ней присутствуют искажения при приближении к максимуму «синусоиды» – ярко выраженное плато на графике.

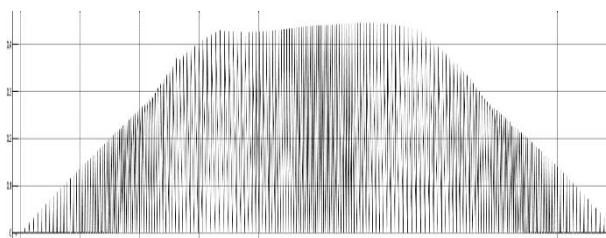


Рис. 8. Ток дросселя

Искажения в форме тока вносят существенный вклад в увеличение коэффициента нелинейных искажений (КНИ), который должен быть сведен к минимуму при работе ККМ. Очевидно, что высокочастотные искажения возможно отфильтровать при помощи входного пассивного фильтра подавления ЭМИ.

Искажение формы синусоиды на графике связано с пульсациями выпрямленного напряжения после неуправляемого диодного моста. Устранить такое влияние на форму тока дросселя возможно при введении поправок в расчет задания по току. В имитационной модели был использован дополнительный источник переменного напряжения, синхронизированный с трехфазной сетью таким образом, чтобы максимум синусоидального напряжения этого источника совпадал во времени с максимумом пульсации в 300 Гц на выходе трехфазного диодного моста. Схема модифицированной системы управления изображена на рис. 9.

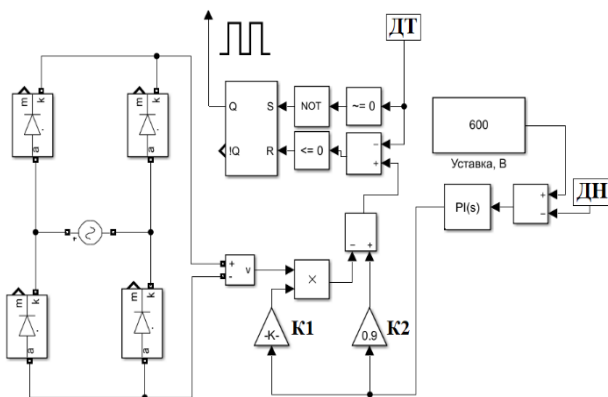


Рис. 9. Модифицированная система управления

При различных значениях коэффициентов усиления $K1$ и $K2$, находящихся после ПИ-регулятора на рис. 9, возможно добиться различных результатов – как положительных, так и отрицательных. Экспериментально были подобраны такие параметры коэффициентов, при помощи которых получилось максимально приблизить форму тока дросселя к синусоидальной: $K1 = 0,17$; $K2 = 0,9$.

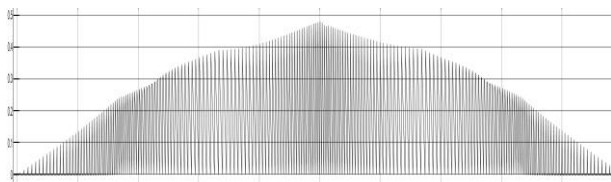


Рис. 10. Ток дросселя с введенной поправкой

Форма тока фазы показана ниже на рис. 11. Коэффициент нелинейных искажений составил 15,1% при единичном коэффициенте мощности.

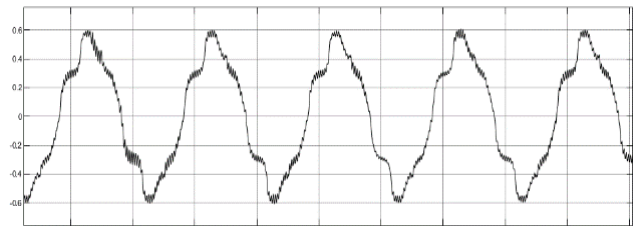


Рис. 11. Ток фазы

Заключение

Использование одноключевого ККМ оправдано в бюджетных и маломощных проектах, так как позволяет использовать минимум электронных компонентов. Система управления существенно проще, чем в других трехфазных ККМ. Предлагаемые модификации системы управления позволяют обеспечить приемлемые для практики уровни показателей КМ и КНИ.

Литература

1. Кондратьев Д.Е. Трехфазные выпрямители с активной коррекцией коэффициента мощности и двунаправленной передачей энергии. – М.: МЭИ, 2008.
2. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники: учебник. – Новосибирск: НГТУ, 1999. – 169 с.
3. Васильев А. Анализ современных методов и технических средств коррекции коэффициента мощности у импульсных устройств / А. Васильев, В. Худяков, В. Хабужов // Силовая электроника. – 2004. – № 2. – С. 72–77.

Чернецкий Илья Андреевич

Аспирант каф. промышленной электроники (ПрЭ)
Томского университета систем управления
и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: cia@ie.tusur.ru

Стрельников Павел Александрович

Аспирант каф. ПрЭ ТУСУРа
Эл. почта: pastr89@gmail.com

Семенов Валерий Дмитриевич

Канд. техн. наук, проф. каф. ПрЭ ТУСУРа
Эл. почта: svd@ie.tusur.ru

А.В. Хворостова

Устройство психоэмоциональной коррекции состояния человека методом аудиовизуальной стимуляции

Данная работа посвящена созданию аппаратно-программного комплекса для осуществления психоэмоциональной коррекции, относящегося к классу медицинских приборов. Предложенное устройство за счет настройки режимов, позволяет добиваться частоты следования строб-импульсов, соответствующей ритму головного мозга (9–10 Гц). В работе рассмотрен метод аудиовизуальной стимуляции, выдвинута классификация устройств и проанализированы их недостатки. Приводится описание и принцип действия разрабатываемого устройства. Представлены модель устройства, а также минимально необходимые требования к макету.

Ключевые слова: аудиовизуальная стимуляция, биоэлектрическая активность мозга, усвоение ритма, физиотерапия.

Физиотерапевтические методы улучшения функционального состояния человека остаются неизменно актуальными, что вызывает интерес к разработке разнообразной физиотерапевтической аппаратуры, в том числе для улучшения эмоционального состояния человека. Множество научных исследований воздействия света на человека привело к появлению на международном рынке аппаратных средств, выполненных в большинстве случаев в форме очков или полумаски с электронным блоком питания и управления.

Аппараты аудиовизуальной светотерапии (АВС) используют в своей методике воздействие стимулами различных модальностей (световыми, звуковыми на частоте здоровых биоритмов мозга), что позволяет воздействовать на биологическую активность мозга и состояние сознания для профилактики и улучшения психоэмоционального состояния человека.

Несмотря на схожий форм-фактор изделий, представленных на мировом рынке, что часто вводит в заблуждение, в ходе работы было выделено три основных класса устройств: аппараты для коррекции органа зрения; аппараты психоэмоциональной коррекции воздействия только на зрительный анализатор; аппараты психоэмоциональной коррекции методом аудиовизуальной стимуляции.

Аппараты, представленные на рынке, имеют на сегодняшний момент ряд недостатков. К таковым можно отнести трудоемкость проведения процедуры, использование RGB-диодов с применением дисплеев (LCD TFT), которые, в свою очередь, не имеют достаточной доказательной базы эффективности воздействия на организм человека, а также устаревшую компонентную базу, несовременный промышленный дизайн и большие габариты некоторых устройств. Указанные выше недостатки стали поводом для разработки нового устройства психоэмоциональной коррекции, улучшающего качество жизни.

В данной работе приведены описание и принцип работы аппарата аудиовизуальной стимуляции. Отличительной особенностью данного устройства является использование геометрически противоположно расположенной матрицы из одноцветных светодиодов видимого излучения, а также предложен

промышленный дизайн устройства, отвечающий современным потребительским требованиям. В работе представлены описание и принцип действия устройства. Приведена модель устройства и минимально необходимые требования к макету.

Аппарат психоэмоциональной коррекции

На рис. 1 представлена функциональная схема аппарата. Питание устройства осуществляется от аккумулятора через контроллер заряда-разряда. Заряд аккумулятора осуществляется через сетевое зарядное устройство с напряжением 220 В. Контроллер заряда-разряда представляет собой систему управления аккумулятором и необходим для проверки и управления процессом зарядной аккумуляторной батареи (АКБ), а также для защиты от перезаряда, утечки тока и позволяет осуществлять контроль за состоянием АКБ.

Питание в устройстве распределяется на аналого-цифровой преобразователь, находящийся в микроконтроллере, и аудиоусилитель.

Микроконтроллер через программный код, должен осуществлять основные функции макета. В нем наличествует интерфейс передачи данных SPI, который представляет собой последовательную асимметричную шину для связи между интегральными схемами и позволяет пользователю взаимодействовать с программой. Сигнал через интерфейс передается на дисплей. Через порт выхода подается сигнал на индикатор заряда и включения устройства и оптический терминал. Микроконтроллер через ШИМ-сигнал воспроизводит звуки в стереонаушники, записанные на карту памяти. Звук, в свою очередь, усиливается через аудиоусилитель, и сигнал на выходе подается на динамики стереонаушников. Стереонаушники регулируют громкость звука посредством кнопок и передают сигнал на входной порт микроконтроллера.

Обеспечение работы макета осуществляется через встроенную программу для микроконтроллера. Основные функции, которые должна обеспечивать программа: таймер (время работы программы); выбор режима работы из предложенного перечня; запуск и осуществление работы выбранной программы; отображение результата на дисплее термини-

нала; отображение информации о заряде аккумулятора.

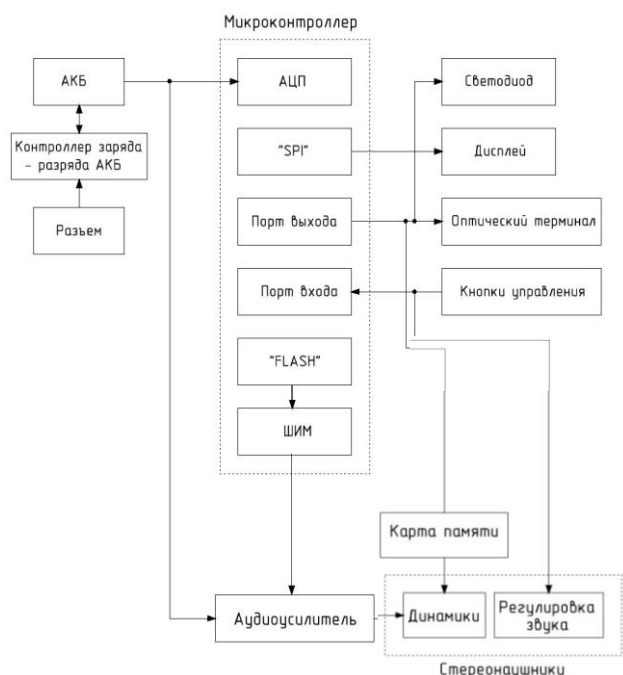


Рис. 1. Аппарат психоэмоциональной коррекции

Режимы и параметры устройства

Рассмотрим подробнее устройство. Как известно, свет стимулирует верхние отделы мозга (управляет логическими ментальными процессами) [1, 2]. И через стимуляцию сенсорных входов определенными стимулами формируется навязанная биоэлектрическая активность коры головного мозга [3]. В связи с этим происходит «перевод» мозга из одного состояния в другое.

Используя данную методику, можно сформировать новые функциональные системы, которые будут способствовать повышению функциональных резервов высшей нервной деятельности и, как следствие, достижению более высокой работоспособности [4].

В рабочем режиме аппарат обеспечивает поочередное включение в каждом из двух каналов устройства импульсного модулированного монохроматического некогерентного оптического излучения в соответствии с табл. 1.

Звук, в свою очередь, больше влияет на нижние структуры головного мозга (лимбическая система управляет эмоциями). При этом усиливается локальный кровоток в соответствующих сенсорных зонах коры головного мозга [1, 2].

Как известно, нормой для человека считается способность воспринимать звуки в частотном диапазоне от 20 до 20 000 Гц [5]. Звуковая палитра мира, окружающего человека, включает в себя довольно широкий спектр шумов. В зависимости от уровня и характера шума, его продолжительности, а также от индивидуальных особенностей человека, шум может оказывать на него различные действия [6]. В современной медицине есть такое понятие, как лечение цветным шумом.

Таблица 1

Параметры длин волн и импульсов аппарата

Наименование параметра	Норма параметра
Длина волны в максимуме спектральной характеристики излучения, нм	Красный – 610–760 нм. Оранжевый – 590–610 нм. Желтый – 570–590 нм. Зеленый – 500–570 нм. Синий – 450–500 нм. Фиолетовый – 400–450 нм
Мощность излучения в максимуме рабочего импульса, не более, мкВт	Красный – 15 Оранжевый – 15 Желтый – 7,5 Зеленый – 7,5 Синий – 7,5 Фиолетовый – 7,5
Длительность рабочего импульса, с	Красный – 2,5±0,5 Оранжевый – 3,0±0,5 Желтый – 3,5±0,5 Зеленый – 4,0±0,5 Синий – 4,5±0,5 Фиолетовый – 5±0,5
Время переключения рабочего импульса с одного канала на другой, с	1,0–0,5
Длительность импульса внутриимпульсной модуляции, мс	0,10–0,05
Частота следования импульсов внутриимпульсной модуляции, Гц	9,2–0,5
Глубина модуляции рабочего импульса импульсами внутриимпульсной модуляции, %	От 90 до 100

Также в физиотерапии широко используется метод бинауральной аудиостимуляции для целенаправленного изменения ритмической активности мозга человека, методика которого заключается в подаче с аппарата в каждое ухо по отдельности звука разной частоты, образующейся при смешивании синусоидальных сигналов с выходов двух генераторов [7]. В табл. 2 приведены режимы работы аппарата и их характеристики.

Таблица 2

Режимы работы аппарата психоэмоциональной коррекции состояний человека

Режим	Излучение (свет)	Характеристика
Тренировка	Оранжевый	Сессия с шумом прибора
Энергия и концентрация	Красный	Плавное снижение с бета- до альфа-ритма со стимуляцией на частоте 12 Гц
Концентрация	Желтый	
Снятие стресса	Зеленый	Стимуляция на частотах 12 и 8 Гц с возвратом к 15 Гц. Стимуляция производится поочередно для правого/левого глаза
Нормализация сна	Синий	Плавное снижение от бета – до дельта-ритмов диапазона
Сон	Фиолетовый	Используется ступенчатое изменение частоты для быстрого расслабления и остановка на альфа-, тета-, дельта-ритмах

Форма звукового сигнала изобретаемого устройства – синусоидальная импульсная. Диапазон частот получаемых звуковых биений от 1 до 40 Гц. Диапазон несущих частот 50–500 Гц. Аппарат должен обеспечивать генерацию «розового» шума и амплитудную модуляцию шумового сигнала (имитация шума прибора). Аппарат должен обеспечивать возможность выбора режима работы в соответствии с табл. 2 переключением на панели управления и отображением на дисплее.

Описание внешнего вида аппарата психоэмоциональной коррекции

Устройство представляет собой терминал, выполненный в форме маски (далее – терминал). На внутренней (ближайшей к глазам) стороне корпуса встроены две заглушки из оптически прозрачного пластика, под которыми расположены оптические линзы с матрицами источников света из 6 одноцветных светодиодов, зеркально размещённых относительно друг друга (красный, оранжевый, желтый, зеленый, синий, фиолетовый).

На рис. 2 представлена модель аппарата психоэмоциональной коррекции состояния человека.

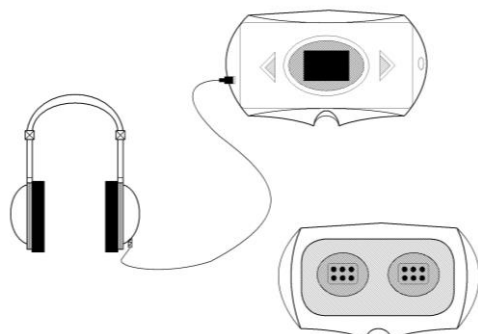


Рис. 2. Модель аппарата психоэмоциональной коррекции

Оптическое излучение светодиодов осуществляет воздействие на закрытые веки пациента. Также терминал содержит блок управления с дисплеем с диагональю не менее 2 дюймов (отображается режим работы, таймер и заряд батареи), устройство воспроизведения звука с объемом памяти не менее 1 Гбайт (для возможности воздействия на слуховой анализатор), кнопки включения/выключения, переключения, два разъема для подключения зарядного устройства и стереонаушников, входящих в комплект поставки, а также индикатор заряда и включения, выполненный в виде светодиода красного и синего цвета излучения.

Дисплей и кнопки управления расположены таким образом, чтобы обеспечить доступ к управлению и контролю за проведением процедуры оператором. Устройство оснащено регулировкой громкости звука. Питание терминала осуществляется от встроенного блока аккумулятора. Источники света, звука и средства измерения (таймер) функционируют под управлением ПО, записанного в микроконтроллер.

Выводы

Разработан концепт устройства психоэмоциональной коррекции. Подобраны режимы работы и основные функции устройства согласно методике аудиовизуальной стимуляции. Разрабатываемый аппарат имеет существенные преимущества по сравнению с другими аналогами, такие как: использование геометрически противоположно расположенной матрицы из одноцветных светодиодов видимого излучения, а также управление аппаратом сосредоточено в очках, что позволяет уменьшить габариты изделия, а также усовершенствованный промышленный дизайн устройства, отвечающий современным потребительским спросам.

Литература

1. Голуб Я.В. Медико-психологические аспекты применения светозвуковой стимуляции и биологически обратной связи / Я.В. Голуб, В.М. Жиров. – СПб.: КЕРИ, 2007. – 100 с.
2. Пац Н.В. Новые подходы к профилактике переутомления у студентов с использованием аудиовизуальной стимуляции / Н.В. Пац, В.В. Горюнова // Здоровье человека, теория и методика физической культуры и спорта. – 2018. – № 1 (8). – С. 102–112.
3. Hanslmayr S. Increasing individual upper alpha power by neurofeedback improves cognitive performance in human subjects / S. Hanslmayr, P. Sauseng, M. Doppelmayr // Appl. Psychophysiol. Biofeedback. – 2005. – Vol. 30, No. 1. – P. 1.
4. Москвин В.А. Метод аудиовизуальной стимуляции как способ психофизиологической подготовки спортсменов / В.А. Москвин, Н.В. Москвина // Спорт. психолог. – 2009. – № 3. – С. 54–59.
5. Королева И.В. Введение в аудиологию и слухопротезирование. – СПб.: Каро, 2012. – 400 с.
6. Криксунов Е.А. Экология. – М.: ИД «Дрофа», 1997.

Хворостова Анастасия Владимировна

Студентка каф. ПрЭ ТУСУРа

Эл. почта: hvor.na22@gmail.com

К.Ж. Калжанов, В.Д. Семенов

Исследование LC-фильтра в трехфазном ведомом сетью инверторе

Изучено влияние параметров LC-фильтра на характеристики трехфазного инвертора, ведомого сетью, в системе рекуперации энергии турбодетандерной установки. Имитационная модель системы рекуперации энергии построена в среде MATLAB Simulink. Получены временные диаграммы напряжения и тока, определен коэффициент искажения синусоидальности кривой тока.

Ключевые слова: трехфазный инвертор, LC-фильтр, имитационное моделирование.

В системах добычи и переработки газа широко применяются турбодетандерные установки, использующиеся в том числе и для охлаждения газа с отбором соответственно его внутренней энергии. Естественно, эту энергию для повышения энергоэффективности необходимо утилизировать в полезную тепловую, механическую или электрическую энергию. Для осуществления отбора энергии и передачи ее в промышленную сеть на одном валу с газовой турбиной устанавливается электрический трехфазный генератор переменного тока, работающий на мостовой выпрямитель, и далее на трехфазный инвертор, ведомый сетью, с помощью которого можно осуществить преобразование постоянного тока в переменный с передачей энергии в сеть переменного тока [1].

Данная статья посвящена изучению влияния параметров LC-фильтра на характеристики трехфазного инвертора, ведомого сетью, в системе рекуперации энергии турбодетандерной установки. На рис. 1 представлен мостовой трехфазный инвертор.

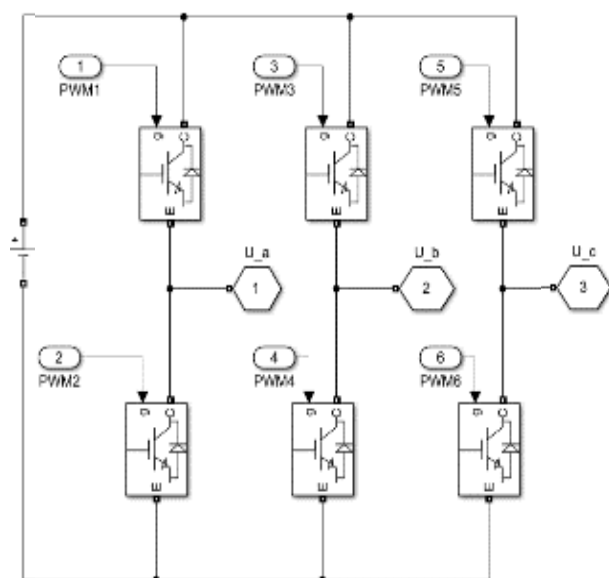


Рис. 1. Мостовой трехфазный инвертор

Формирование выходного напряжения трехфазного инвертора осуществляется по закону синусоидальной ШИМ, а фильтрация осуществляется с помощью LC-фильтра. Наиболее распространенным является однозвенный трехфазный LC-фильтр, показанный на рис. 2.

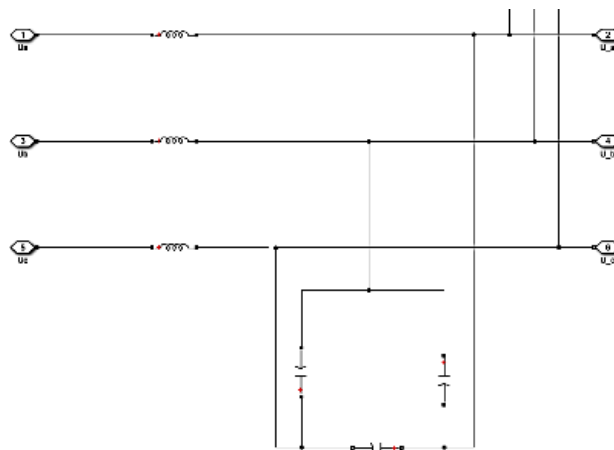


Рис. 2. Выходной LC-фильтр трехфазного инвертора

Основные параметры имитационной модели

Средой разработки и исследования имитационной модели является MATLAB [2]. Основные начальные параметры, необходимые для построения модели трехфазного инвертора, ведомого сетью, представлены в таблице.

Параметры для модели трехфазного инвертора

Название	Значение
Частота сети, Гц	50
Мощность инвертора, кВт	150
Частота ШИМ, кГц	5
Напряжение источника, В	1600
Напряжение сети, В	380

В соответствии с указанными техническими параметрами была построена имитационная модель трехфазного инвертора, ведомого сетью, представленная на рис. 3.

Схема имитационной модели состоит из двух частей, а именно: верхней – силовой части и нижней – управляющей части, т.е. системы автоматического управления рекуперацией энергии.

Силовая часть имитационной модели включает в себя трехфазный инвертор с источником постоянного тока, роль которого играет высокооборотный турбогенератор переменного тока, работающий на трехфазный мостовой выпрямитель, выходной LC-фильтр инвертора, модель 3-фазной промышленной сети, нагрузку и устройства, которые объединяют сеть с инвертором и нагрузкой.

Система автоматического управления рекуперацией энергии условно подразделяется на пять блоков.

Первый блок представляет собой систему векторного управления напряжением (по оси D), который реализуется на программном уровне с использованием пропорционально-интегрального звена (ПИ).

Второй блок представляет собой систему векторного управления током (по оси Q, который также реализуется на программном уровне и с применением пропорционально-интегрального звена (ПИ).

Третий блок представляет собой систему формирования синусоидальной ШИМ. Использует преобразование Парка, чтобы преобразовать трехфазный сигнал во вращающуюся систему координат

QD. Угловое положение вращающейся системы координат задается значением напряжения, полученным от 3-фазной промышленной сети. Полученные сигналы передаются на двухуровневый преобразователь с ШИМ-управлением для генерации импульсов управления силовыми ключами.

Четвертый блок – обратная связь по напряжению. Напряжения фаз 3-фазной промышленной сети через датчики напряжения подаются на блок определения углового положения вращающейся системы координат.

Пятый блок – обратная связь по току. Служит для согласования токов инвертора и 3-фазной промышленной сети.

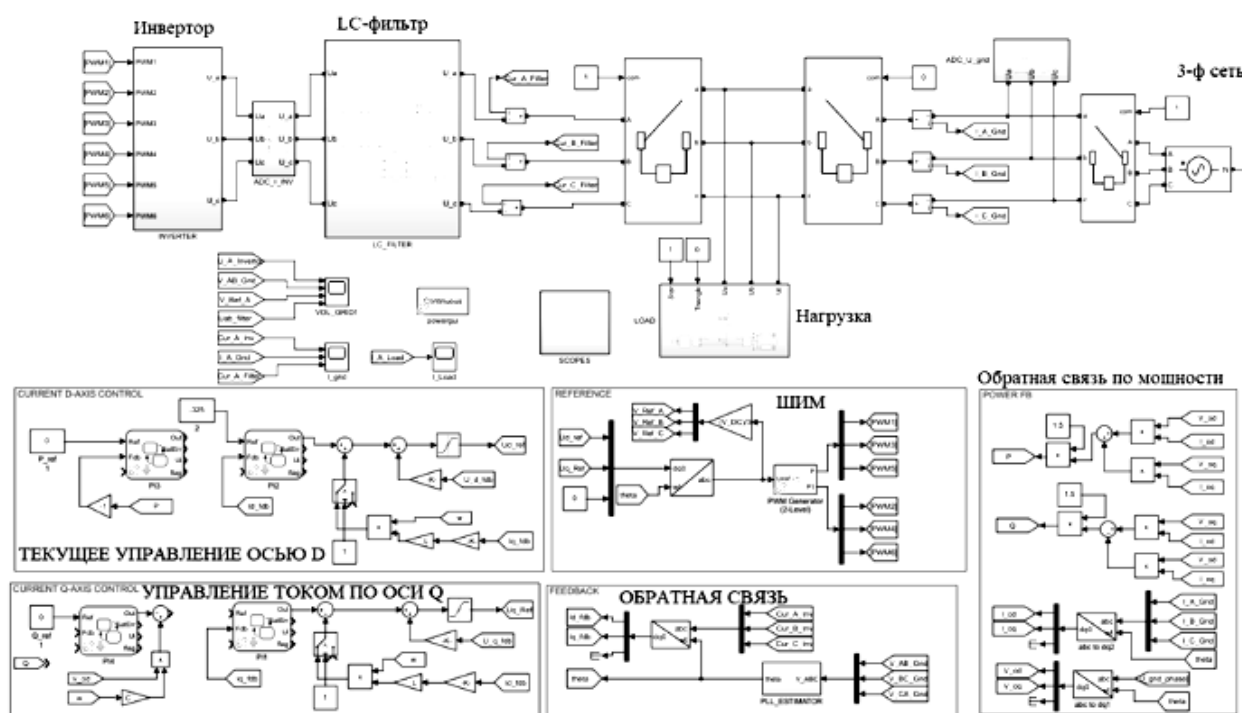


Рис. 3. Имитационная модель трехфазного ведомого сети инвертора

Взаимосвязь между мощностью инвертора и параметрами выходного LC-фильтра выражается уравнениями (1) и (2).

Величина индуктивности для одной фазы фильтра

$$L_{\phi} = \frac{(U_{BX} / \sqrt{3})^2 \cdot 0,027}{2\pi \cdot P_{НОМ} \cdot f_{сеть}}, \quad (1)$$

где U_{BX} – напряжение источника, $P_{НОМ}$ – мощность инвертора, $f_{сеть}$ – частота сети.

Величина емкости для межфазного фильтра

$$C_{\phi} = \frac{P_{НОМ} \cdot 0,05}{2\pi \cdot f_{сеть} \cdot (U_{BX} / \sqrt{3})^2}. \quad (2)$$

Осциллограммы выходного напряжения имитационной модели трехфазного инвертора, ведомого сети инвертора представлены на рис. 4. Из осциллограмм напряжений следует о полном повторении линейного напряжения АВ 3-ф сети и выходного

линейного напряжения АВ после фильтра для трехфазного инвертора.

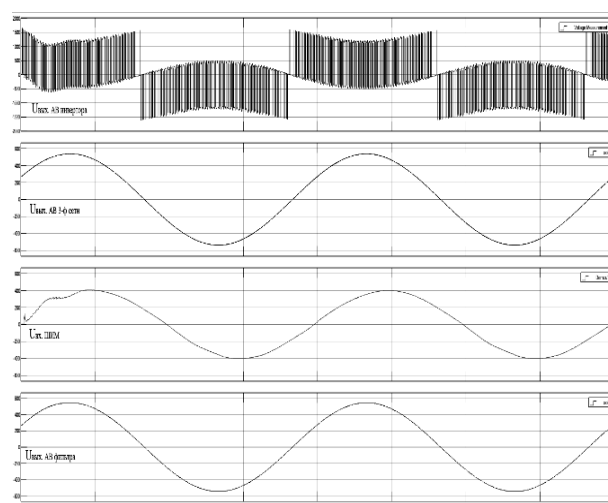


Рис. 4. Осциллограммы напряжений имитационной модели трехфазного инвертора, ведомого сети инвертора

Для получения спектра выходного тока при активной нагрузке совместно с 3-фазной сетью был использован инструмент среды моделирования FFT (БПФ-анализ), результаты которого представлены на рис. 5

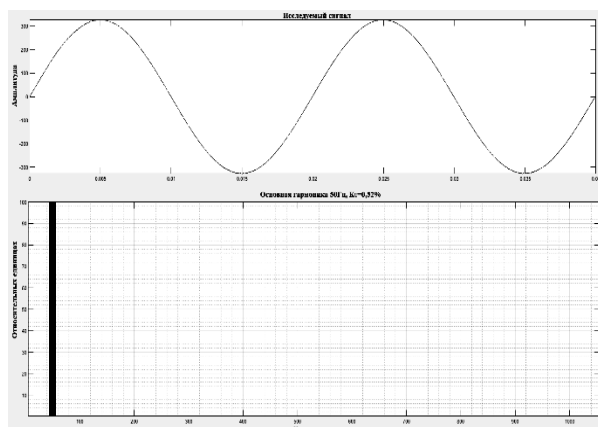


Рис. 5. БПФ-анализ выходного переменного тока на нагрузке

Для основной гармоники 50 Гц коэффициент искажения синусоидальности кривой тока составляет 0,52%. Был получен спектральный состав выходного тока при активной нагрузке без 3-фазной сети (автономный режим), показанный на рис. 6.

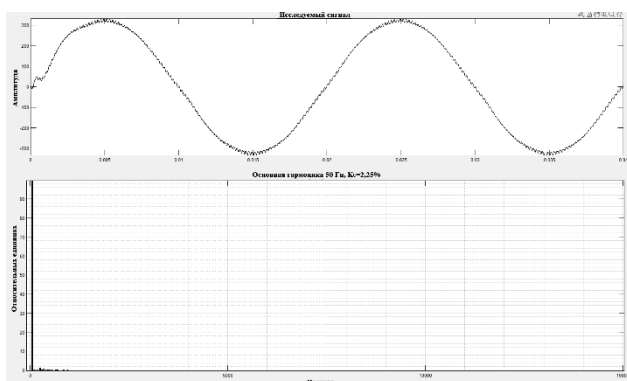


Рис. 6. БПФ-анализ выходного переменного тока в автономном режиме (без 3-ф сети)

Для основной гармоники 50 Гц коэффициент искажения синусоидальности кривой тока составляет 2,25%.

Заключение

В ходе работы была построена имитационная модель системы рекуперации энергии турбодетандерной установки на основе трехфазного ведомого сетью инвертора. Рассчитаны параметры фильтра для получения синусоидального напряжения и тока. Приведены осциллограммы напряжений имитационной модели трехфазного инвертора ведомого сетью инвертора. Проведен спектральный анализ выходного тока на активной нагрузке, в режиме совместно с 3-ф сетью и в автономном режиме. Коэффициент искажения синусоидальности кривой тока составляет 0,52% в режиме с сетью и 2,25% в автономном режиме.

Литература

1. Богданов Н.Н. и др. Автономные инверторы и преобразователи частоты: учеб, пособие. – М.: МЭИ, 1977. – 69 с.
2. Дьяконов В.П. MATLAB. Полный самоучитель. – М.: ДМК-Пресс, 2012. – 768 с.
3. Выбор параметров фильтров инверторов. – ЭТВА / Г.М. Малышков, В.В. Крючков, И.Н. Соловьев и др.; под ред. Ю.И. Конева. – М.: Радио и связь, 1986. – Вып. 17. – С. 148–168.

Калжанов Кайсар

Аспирант каф. ПрЭ ТУСУРа

Эл. почта: kalzhanov.kajsar@mail.ru

Семенов Валерий Дмитриевич

Канд. техн. наук, проф. каф. ПрЭ ТУСУРа

Эл. почта: svd@ie.tusu

А.П. Мизрахиль, А.А. Лысак, В.В. Рябцев, В.Н. Башкиров

Схема управления насосной станцией системы водоснабжения сельскохозяйственных участков

Разработана схема управления насосной станцией системы водоснабжения сельскохозяйственных участков.

Ключевые слова: водоснабжение, система управления.

Водоснабжение участков сельскохозяйственного назначения, при отсутствии подключения к централизованной системе водоснабжения с возможностью дистанционного мониторинга и управления, является актуальной задачей и ее решение предусматривается в рамках программы Индустрии 4.0.

В работе проведён обзор литературы из разных источников по следующим направлениям: промышленная электроника, система «Умный дом», автоматизация управления. Разработаны гидростатическая

схема, структурная схема, блок-схема работы устройства, схема электрическая принципиальная.

В первую очередь, была построена гидростатическая схема системы водоснабжения участков, приведенная на рис. 1.

Основываясь на гидростатической схеме, показанной на рис. 1, и с учетом требования дистанционного управления разработана структурная схема системы водоснабжения, приведенная на рис. 2.

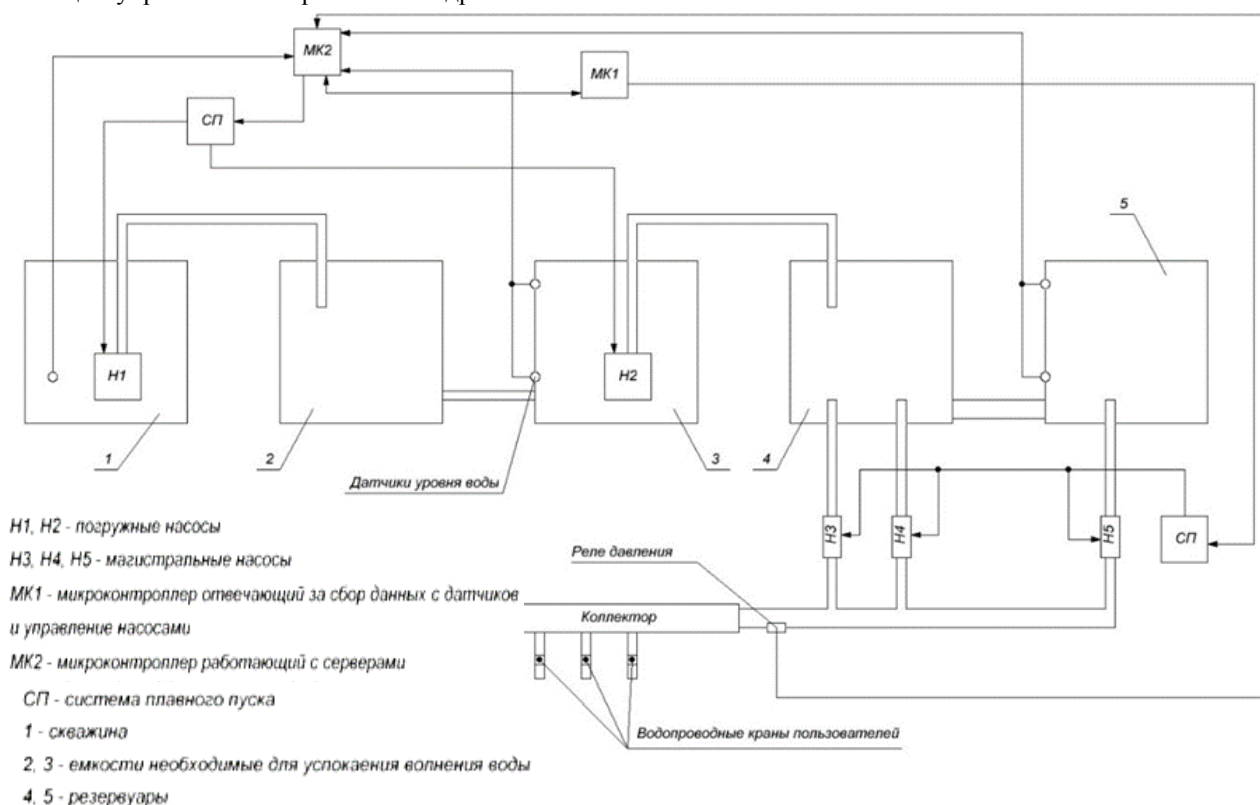


Рис. 1. Гидростатическая схема

Исходя из структурной схемы, выбраны два микроконтроллера: первый для обмена данными с сайтом и запуска магистральных насосов; второй для обработки данных с датчиков и отправки результатов на главный микроконтроллер, а также для управления насосами в соответствии с принятыми данными.

В соответствии с гидростатической и структурной схемами была разработана блок-схема работы системы управления, приведенная на рис. 3.

Одновременно с выполнением основного алгоритма идет обработка данных с датчиков температу-

ры и давления, обработанные данные отправляются на основной сервер.

По приведенным гидростатической, структурной и блок-схемам была разработана схема электрическая принципиальная, показанная на рис. 4.

Микроконтроллер DD2 отвечает за сбор данных с датчиков, обработку полученных данных, запуск скважинных и перегруженных насосов. Оптопары U1–U4 необходимы для гальванической развязки микроконтроллера DD2. Микроконтроллер DD3 отвечает за обмен данными с сервером и за управление магистральными насосами. Два блока, построенных

на основе микросхем DA1 и DA2, представляют собой систему плавного пуска насосов, микросхемы преобразуют напряжение между 3-м и 6-м входом микросхемы в последовательность управляющих

импульсов на выходе. Микросхема DD1 необходима для определения уровня воды в успокаивающей емкости. Кнопка SA1 необходима для перезагрузки микроконтроллеров DD2 и DD3.

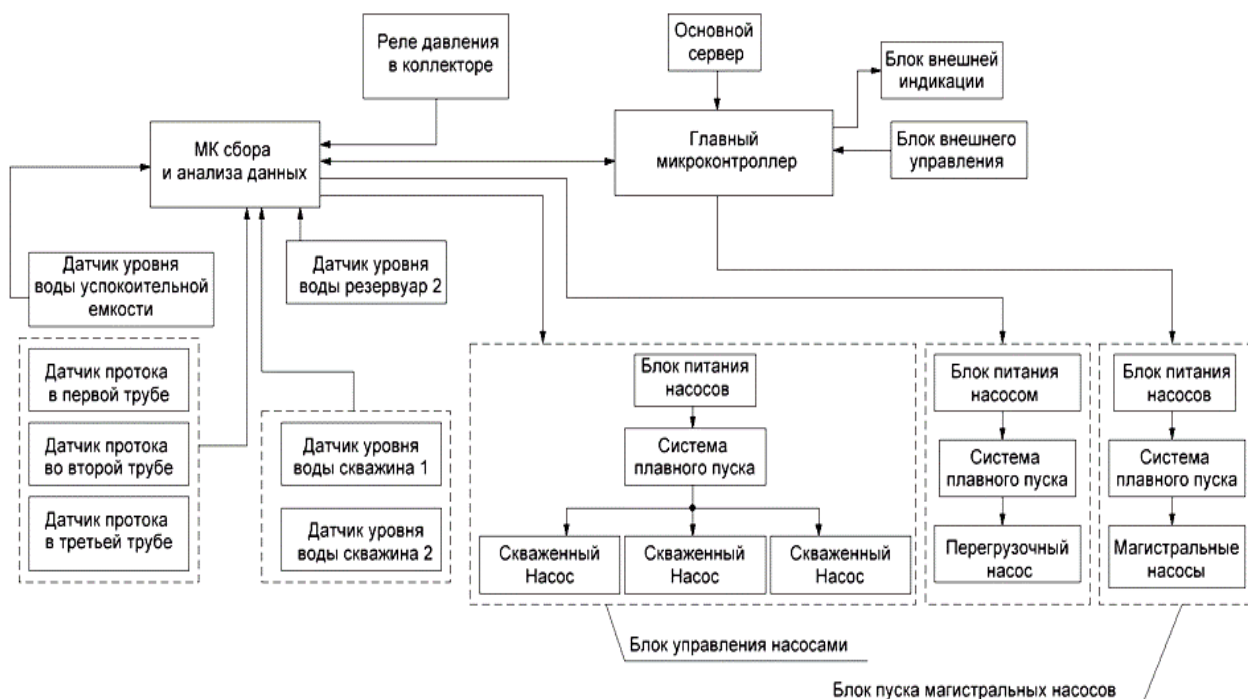


Рис. 2. Структурная схема системы водоснабжения

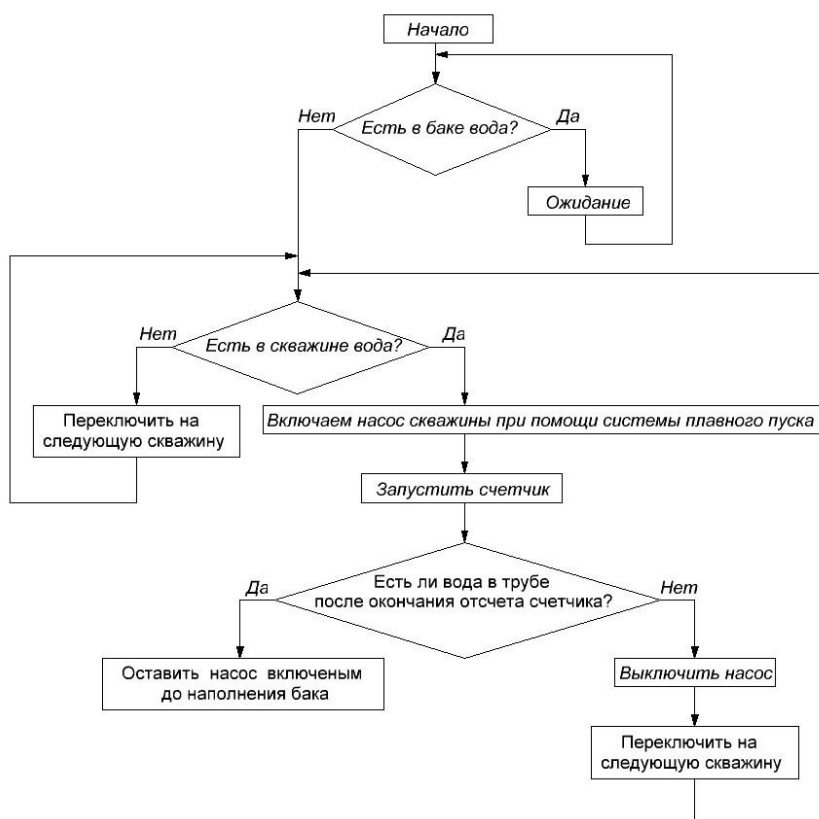


Рис. 3. Блок-схема алгоритма работы системы водоснабжения

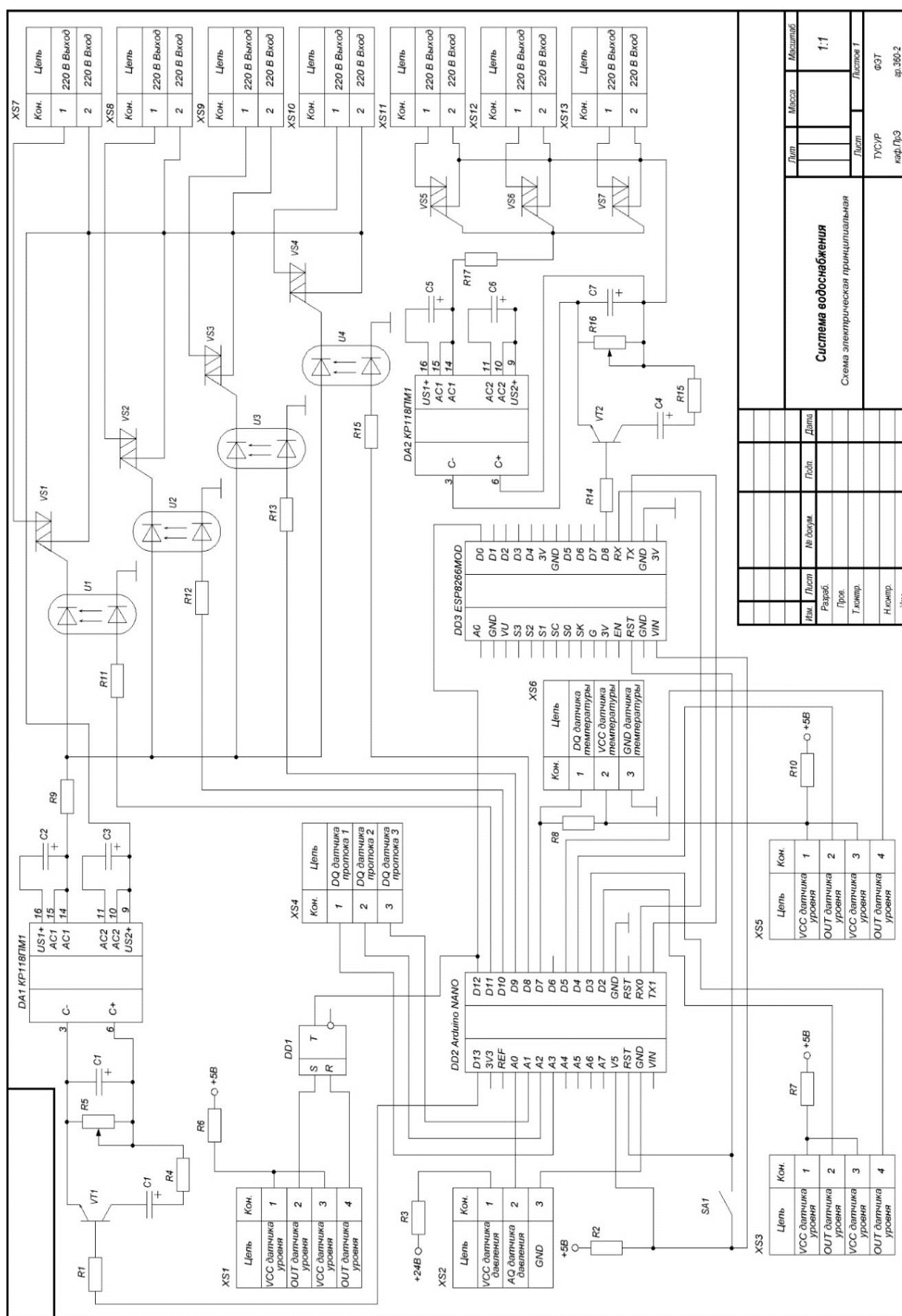


Рис. 4. Схема электрическая принципиальная системы водоснабжения

Итогом работы являются структурная схема, гидростатическая схема, блок-схема алгоритма и схема электрическая принципиальная автоматизированной системы водоснабжения для земельных участков, не подключенных к централизованной системе водоснабжения, с возможностью дистанционного управления.

Литература

1. Жеребцов И.П. Основы электроники. – 5-е изд., перераб. и доп. – СПб.: Энергоатомиздат. Ленингр. отделение, 1989. – 352 с.
2. Михальченко Г.Я. Промышленная электроника в энергоснабжении / Г.Я. Михальченко, А.С. Стребков, В.А. Хвостов, С.А. Шумейко. – Томск: ТУСУР, 2007. – 247 с.
3. Конюшков А.М. Водоснабжение и канализация / А.М. Конюшков, С.В. Яковлев. – М.: Госстройиздат, 1960. – 530 с.

Мизрахиль Александр Павлович

Студент каф. промышленной электроники (ПрЭ)
Томского государственного ун-та
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: mizrakhil01@mail.ru

Лысак Артем Андреевич

Студент каф. ПрЭ ТУСУРа
Эл. почта: 23323443z@gmail.com

Рябцев Владимир Владимирович

Студент каф. ПрЭ ТУСУРа
Эл. почта: vova.ryabtsev.2020@mail.ru

Башкиров Вячеслав Николаевич

Ст. преп. каф. ПрЭ ТУСУРа
Эл. почта: bvn@ie.tusur.ru

А. Нурханов, Д.Е. Корчагин, А.В. Осипов

Сравнительный анализ резонансных преобразователей LLC- и LCC-топологий

Сопоставлены LLC- и LCC-топологии резонансных преобразователей. Анализ частотных характеристик показал, что в области положительной фазы тока, позволяющей получить мягкое включение транзисторов инвертора, LCC-преобразователь обеспечивает повышающе-понижающий режим работы, однако границы рабочего диапазона не фиксированы и меняются при изменении нагрузки.

Ключевые слова: силовая электроника, резонансные преобразователи, мостовой резонансный LLC-преобразователь.

Резонансные преобразователи в настоящее время широко применяются при построении вторичных источников электропитания, что объясняется их высокой эффективностью, малыми габаритами и низким уровнем электромагнитных помех. Принцип работы таких преобразователей основан на формировании гармонических колебаний в резонансном контуре, обеспечивающем требуемые режимы ком-

мутации. Существенными энергетическими преимуществами обладают преобразователи сложных топологий, например, LLC- и LCC-топологии, представленные на рис. 1. В данной статье проведен сравнительный анализ LLC- и LCC-топологий с позиций реализации регулирования выходного напряжения.

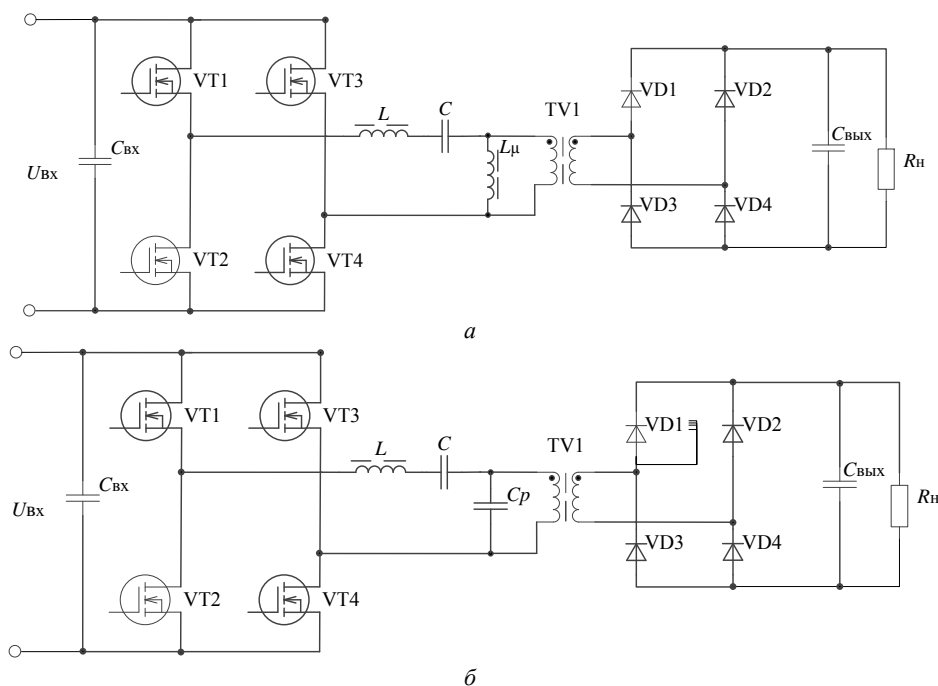


Рис. 1. Резонансные преобразователи: LLC – а; LCC – б

Регулирование в резонансных преобразователях обычно производится введением в контур управляемой частотной расстройки. Особенность LLC- и LCC-преобразователей состоит в том, что они позволяют получить большую глубину регулирования даже при изменении частоты в узком диапазоне, что делает их универсальными и гибкими в использовании.

Частотные характеристики LLC-преобразователя могут быть определены вычислением входного импеданса резонансного контура по выражению

$$Z_{\text{вх}}(\omega) = j\omega L + j \frac{1}{\omega C} + \frac{j\omega L_{\mu} \cdot R_{\text{ac}}}{j\omega L_{\mu} + R_{\text{ac}}},$$

из которого получены соответственно активная и реактивная составляющие импеданса:

$$\text{Re } Z_{\text{вх}}(\omega) = R_{\text{ac}} \frac{Q^2 \Omega^2 m^2}{1 + Q^2 \Omega^2 m^2},$$

$$\text{Im } Z_{\text{вх}}(\omega) = \rho \left(\frac{\Omega^2 - 1}{\Omega} + \frac{\Omega m}{1 + Q^2 \Omega^2 m^2} \right),$$

где $\rho = \sqrt{L/C}$ – волновое сопротивление контура; $Q = \rho/R_{\text{ac}}$ – добротность резонансного контура; $\Omega = \omega\sqrt{LC}$ – относительное изменение частоты; $m = L_{\mu}/L$ – отношение индуктивностей контура.

Частотно-импедансные характеристики позволяют определить коэффициент передачи по напряжению

$$K_U(\Omega) = \sqrt{\frac{R_{ac}}{\operatorname{Re} Z_{BX}(\omega)}} \times \cos \varphi = \frac{\sqrt{R_{ac} \cdot \operatorname{Re} Z_{BX}(\omega)}}{Z_{BX}(\omega)} =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\Omega^2 - 1}{\Omega^2 m} + 1\right)^2 + \left(Q \frac{\Omega^2 - 1}{\Omega}\right)^2}},$$

который при частотном регулировании является регулировочной характеристикой преобразователя, и фазочастотную характеристику (ФЧХ)

$$\varphi(\Omega) = \arctg \frac{\operatorname{Im} Z_{BX}(\omega)}{\operatorname{Re} Z_{BX}(\omega)} =$$

$$= \arctg \left(Q \left(\frac{\Omega^2 - 1}{\Omega} + \frac{\Omega m}{1 + Q^2 \Omega^2 m^2} \right) \cdot \left(1 + \frac{1}{1 + Q^2 \Omega^2 m^2} \right) \right).$$

Регулировочная и фазочастотная характеристики LLC-преобразователя при различных значениях добротности показаны на рис. 2. Резонансная частота f_{LC} разбивает диапазон регулирования на понижающий $f > f_{LC}$ и повышающий $f < f_{LC}$ участки. На частоте последовательного резонансного LC-контра $f = f_{LC}$ выходное напряжение равно входному, данный единичный коэффициент передачи стабилен при изменении добротности, т.е. нагрузки. Дополнительная индуктивность, шунтирующая нагрузку, позволяет формировать участок повышения выходного напряжения и реализовывать режимы, близкие к холостому ходу $Q \rightarrow 0$, часто ее роль выполняет индуктивность намагничивания трансформатора L_m .

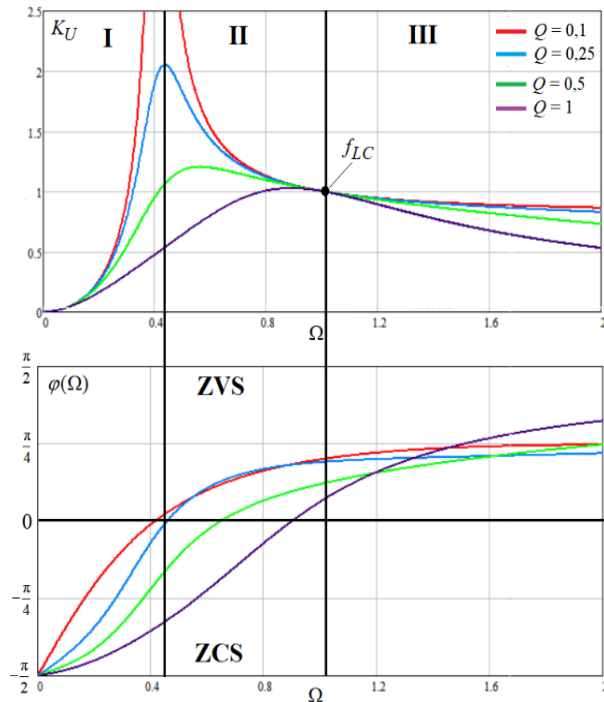


Рис. 2. АЧХ и ФЧХ резонансного LLC-преобразователя при различных добротностях при $m = 5$

В LCC-преобразователе похожие режимы работы обеспечиваются шунтированием нагрузки конденсатором, что приводит к обратному смещению фазы тока инвертора. Импеданс резонансного контра по первой гармонике выражается соотношением

$$Z_{BX}(\omega) = j\omega L - j \frac{1}{\omega C} - \frac{j \frac{1}{\omega C_p} R_{ac} \cdot \left(R_{ac} + j \frac{1}{\omega C_p} \right)}{R_{ac}^2 + \frac{1}{\omega^2 C_p^2}},$$

из которого получены активная и реактивная составляющие:

$$\operatorname{Re} Z_{BX}(\omega) = R_{ac} \frac{Q^2 m^2}{Q^2 m^2 + \Omega^2},$$

$$\operatorname{Im} Z_{BX}(\omega) = \rho \left(\frac{\Omega^2 - 1}{\Omega} - \frac{\Omega m}{Q^2 m^2 + \Omega^2} \right),$$

где $m = C/C_p$ отношение резонансных конденсаторов контра. Активная составляющая импеданса, ввиду шунтирующего влияния тока конденсатора, всегда меньше R_{ac} . Реактивная составляющая имеет две компоненты, первая из которых определяется элементами первичного контра и зависит только от частоты, вторая обусловлена реактивным сопротивлением конденсатора C_p . Из выражений импеданса получены частотные характеристики LCC-контра (коэффициент передачи по напряжению (АЧХ) и его (ФЧХ)).

$$K_U(\Omega) = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\Omega^2 - 1}{m} - 1\right)^2 + \left(Q \frac{\Omega^2 - 1}{\Omega}\right)^2}},$$

$$\varphi(\omega) = \arctg \left(Q \frac{(\Omega^2 - 1)(Q^2 m^2 + \Omega^2) - \Omega^2 m}{Q^2 m^2 \Omega} \right).$$

Эти характеристики при различных значениях добротности (т.е. нагрузки) показаны на рис. 3. Собственная резонансная частота LCC-контра f_0 зависит от нагрузки и находится в диапазоне частот

$$f_{LC} = 1/2\pi\sqrt{LC}, \quad f_{C+LC} = 1/2\pi\sqrt{C_p \frac{LC}{C+C_p}}.$$

Сопоставление характеристик показывает, что LCC-преобразователь, как и преобразователь LLC за счет шунтирования нагрузки реактивным элементом позволяет обеспечить повышающий режим. Однако участок повышения напряжения LCC-преобразователя находится выше резонансной частоты (II и III регион), в то время как у LLC-преобразователя (см. рис. 2) он находится ниже резонансной частоты (II регион). Сама резонансная частота в LCC-преобразователе находится в области отрицательной фазы тока, т.е. в условиях жесткого включения транзисторов. Условия ZVS-коммутации могут быть получены в диапазоне $f > f_0$. При этом LCC-преобразователь в III регионе может обеспечить как повышающий, так и понижающий режим (рис. 3).

Таким образом, область частотного регулирования в LCC-преобразователе, при обеспечении ZVS-коммутации, находится существенно выше и имеет нижнюю границу, определяемую резонансной частотой f_0 .

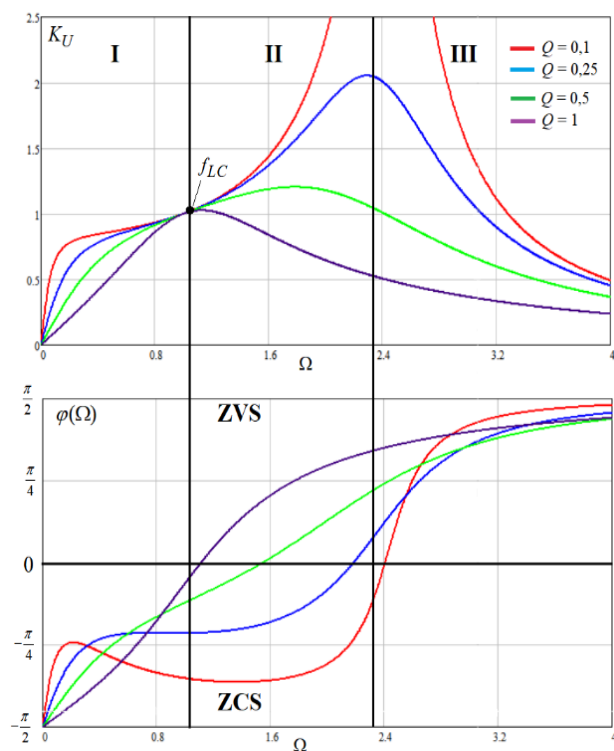


Рис. 3. АЧХ и ФЧХ резонансного LCC-преобразователя в повышающем и понижающем режимах

Литература

1. Resonant LLC Low Voltage Converter / I.S. Shemolin, A.V. Osipov, I.V. Kalashnikov, A.I. Zazygin // 2020 1st International Conference Problems of Informatics, Electronics, and Radio Engineering (PIERE), Novosibirsk, Russia, 2020. – PP. 121–127. DOI: 10.1109/PIERE51041.2020.9314661.
2. Осипов А.В. и др. Последовательный резонансный преобразователь для систем электропитания от аккумуляторов // Доклады ТУСУР. – 2017. – Т. 20, № 2. – С. 103–110. DOI: 10.21293/1818-0442-2017-20-2-103-110.
3. Hangseok C. Analysis and Design of LLC Resonant Converter with Integrated Transformer // In Twenty Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, (APEC). – 2007. – PP. 1630–1635.
4. Hillers A. Design of a Highly Efficient Bidirectional Isolated LLC-Resonant Converter / A. Hillers, D. Christen, I. Biela // 15th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2012 ECCE Europe. – Novi Sad, Serbia.
5. LLC and LCC resonance converters [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.runonielsen.dk/LLC_LCC.pdf, свободный (дата обращения: 05.09.2023).

Нурханов Абилкайр

Аспирант каф. ПрЭ ТУСУРа
Эл. почта: abilkayr.nurkhan@mail.ru

Корчагин Данил Евгеньевич

Студент ИШНКБ НИ ТПУ
Эл. почта: danil_korchagin_01@mail.ru

Осипов Александр Владимирович

Д-р техн. наук, доцент каф. ПрЭ ТУСУРа
Эл. почта: ossan@mail.ru

К.А. Редлих, В.Д. Семенов

Однофазный активный корректор коэффициента мощности на основе параллельного повышающего преобразователя напряжения в режиме непрерывного тока дросселя

Представлен один из способов реализации однофазного активного корректора коэффициента мощности, построенного на основе параллельного повышающего преобразователя напряжения. Приведенные в статье временные диаграммы получены методом математического моделирования в среде Matlab/Simulink.

Ключевые слова: корректор коэффициента мощности – ККМ, коэффициент мощности – K_m , суммарные гармонические искажения – THD, параллельный повышающий ККМ – Parallel Boost PFC.

Проблема коррекции коэффициента мощности является актуальной на современном этапе развития электроники. Требования к коэффициенту мощности и допустимым нормам гармонических составляющих тока постоянно растут, из-за чего производители вынуждены включать в структуру своих устройств специальные компенсирующие блоки – корректоры коэффициента мощности (ККМ).

Характер потребляемого из сети тока без использования ККМ представлен на рис. 1. Работа в таком режиме негативно сказывается на потребителях электроэнергии и сети электропитания, происходит увеличение реактивной составляющей потребляемой мощности, мощности нелинейных искажений, а также высших гармонических составляющих. Как следствие это может привести к перегрузке сети, увеличению потерь передаваемой из сети энергии, снижению амплитуды сетевого напряжения [1].



Рис. 1. Характер потребляемого из сети тока без использования ККМ

В настоящее время известно два основных способа коррекции K_m – пассивный и активный методы. Суть метода пассивной коррекции заключается в компенсации только реактивной составляющей мощности, т.е. приведения косинуса фазового сдвига к единице, когда потребляемый из сети ток синфазен с напряжением. Однако это не позволяет решить проблему, связанную с искажением синусоидальности потребляемого тока, и поэтому применение пассивных ККМ в настоящее время сильно ограничено.

Более эффективным решением данной проблемы является метод активной коррекции, который обеспечивает лучшую точность и возможность регулирования и стабилизации выходных параметров. Активные корректоры коэффициента мощности, как правило, строятся на основе DC/DC-преобразователей.

В данной статье представлена система управления и алгоритм ее работы для ККМ на основе параллельного повышающего преобразователя (Parallel Boost PFC), работающего в режиме непрерывного тока дросселя.

Принцип работы Parallel Boost PFC

В данном разделе пояснен принцип работы ККМ на основе параллельного повышающего преобразователя. На рис. 2 представлена его функциональная схема устройства.

Исследуемый ККМ является развитием «классической» схемы ККМ на основе повышающего преобразователя, рассмотренной ранее [2], и представляет собой параллельное включение двух повышающих каскадов. Принцип работы Parallel Boost PFC заключается в организации работы дросселей повышающих каскадов во всех режимах:

1. VT1, VT2 в проводящем состоянии. L1, L2 намагничиваются.
2. VT1 открыт, VT2 закрыт. L1 намагничивается, L2 размагничивается.
3. VT2 открыт, VT1 закрыт. L2 намагничивается, L1 размагничивается.
4. VT1, VT2 закрыты. L1, L2 размагничиваются.

Для обеспечения приведённых выше режимов работы необходимо обеспечить фазовый сдвиг между управляющими сигналами силовых транзисторов. Для параллельного ККМ, состоящего из двух повышающих каскадов, фазовый сдвиг составляет 180° , с увеличением количества параллельно включенных каскадов фазовый сдвиг должен составлять $360 / n$ градусов, где n – число параллельно включенных каскадов.

Система управления является двухконтурной САР с подчинённым способом управления и непрерывным током дросселя [2]. Алгоритм управления реализован следующим образом: выходное напряжение через сумматор СУМ1 вычитается из задающего значения $U_{\text{зад}}$.

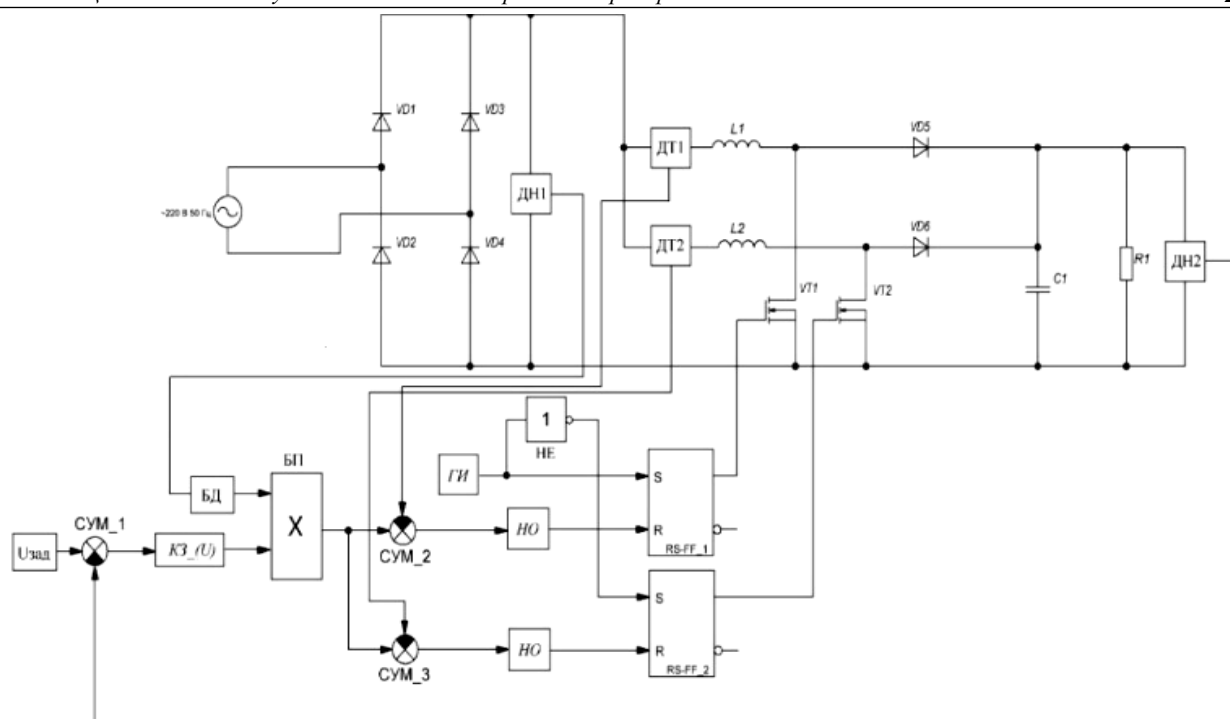


Рис. 2. Функциональная схема Parallel Boost PFC

Сигнал разницы напряжений поступает на вход корректирующего звена «КЗ(U)», на выходе которого формируется сигнал ошибки по выходному напряжению.

Сигнал с датчика напряжения «ДН1» поступает на блок деления «БД», где приводится к определённому значению, сохраняя форму выпрямленного синусоидального напряжения. Выходной сигнал блока перемножения «БП» является задающим сигналом для внутреннего контура обратной связи по току дросселей. Сигналы включения транзисторов формируются с генератора прямоугольных импульсов «ГИ». Сигналы выключения транзисторов формируются с помощью нуль-органов «НО». Когда сигнал ошибки по току дросселя принимает значение меньше нуля, на выходе нуль-органа устанавливается сигнал логической единицы и транзистор закрывается.

В данной системе управления фазовый сдвиг сигналов управления транзисторами реализуется с помощью логического оператора «НЕ», вход которого подключен к генератору прямоугольных импульсов, а выход – к порту «S» RS – триггера «RS-FF_2».

Имитационная модель

Имитационное моделирование ККМ на основе параллельного повышающего преобразователя проводилось в среде Matlab/Simulink. Предварительно был проведён расчет силового узла параллельного повышающего преобразователя [3]. Исследуемый ККМ рассчитывался на мощность 2 кВт, амплитудное значение входного напряжения 310, выходное напряжение – 400 В, точность статической стабилизации 1%. Рассчитаны величины: индуктивность дросселей $L_1 = L_2 = 2,5$ мГн, ёмкость конденсаторов $C_2 = 2200$ мкФ, сопротивление нагрузки – 80 Ом. Структура системы управления представлена на рис. 3.

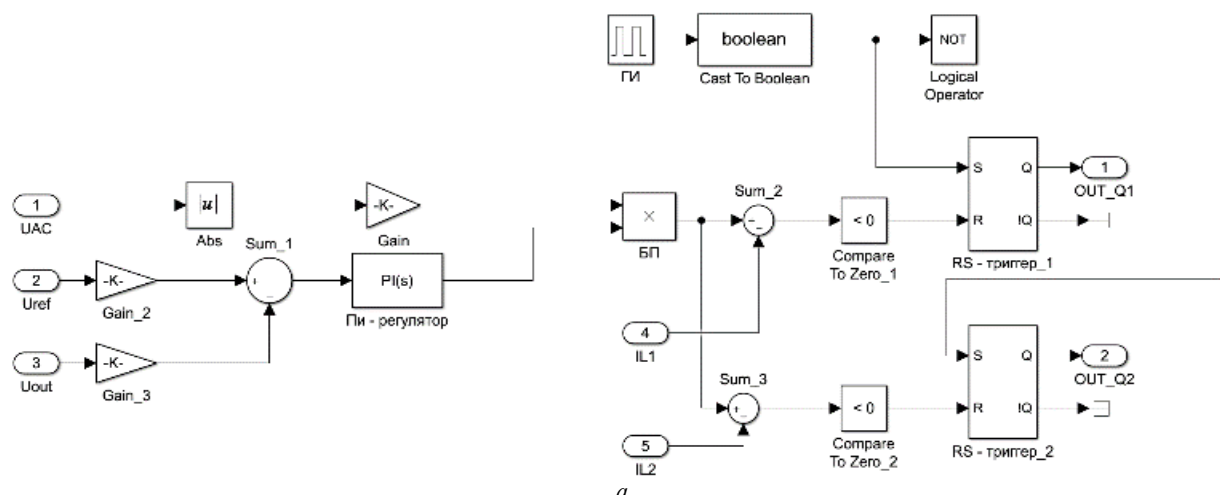


Рис. 3 (начало)

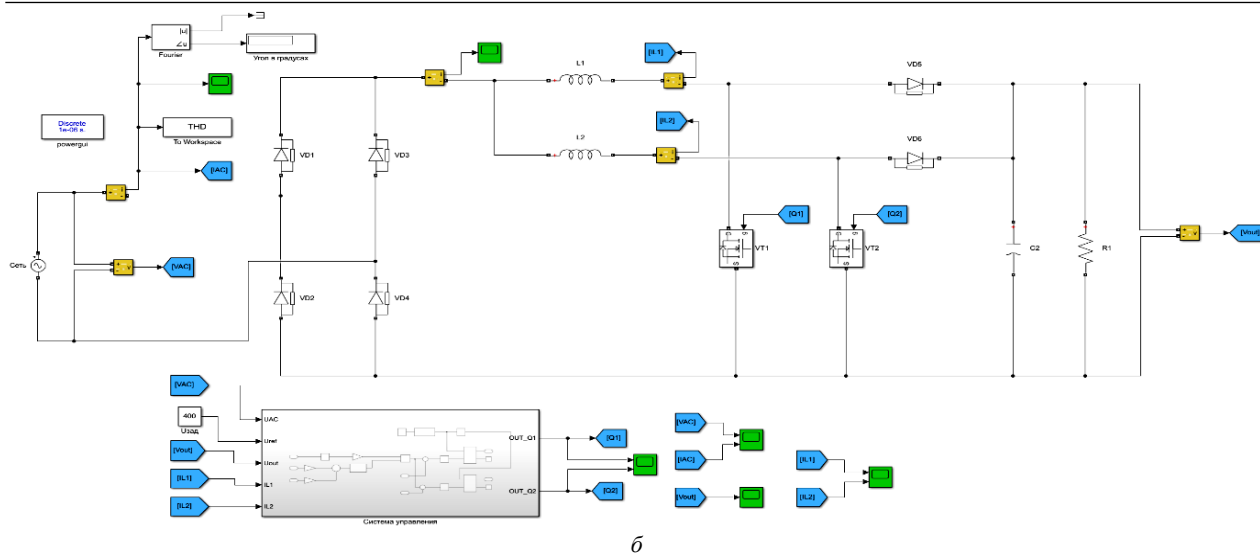


Рис. 3 (окончание). Структура системы управления ККМ на основе параллельного повышающего преобразователя – а; имитационная модель ККМ на основе параллельного повышающего преобразователя – б

В роли корректирующего звена по контуру напряжения выступает ПИ-регулятор с коэффициентами $P = 40$, $I = 1200$, полученными по методике [2]. Входное синусоидальное напряжение приводится к выпрямленному с помощью блока *abs* и масштабируется к единице с помощью блока *Gain* с коэффициентом деления – $1/310$.

Нуль-органы (НО) реализованы с помощью блоков сравнения входного сигнала с нулём (*Compare To Zero_1*, *Compare To Zero_2*). RS – триггер_1 управляет полевым транзистором VT1. Логический оператор «НЕ» реализован в виде блока «*Logical Operator*».

Временные диаграммы сетевого напряжения и потребляемого тока представлены на рис. 4.

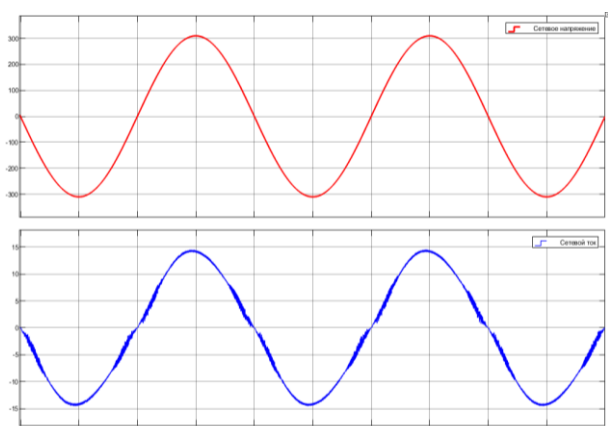


Рис. 4. Временные диаграммы сетевого тока и напряжения

Из рис. 4 можем наблюдать форму потребляемого тока в установившемся режиме, форма тока близка к синусоидальной, значение косинуса фазового сдвига составляет $\cos(\varphi) = 0,999$.

Гармонический состав потребляемого тока представлен на рис. 5.

Из рис. 5 видно, что уровень суммарных гармонических искажений составляет $THD = 5,56\%$. Вли-

яние нечётных гармоник крайне мало, амплитуда третьей гармоники тока составляет 4%.

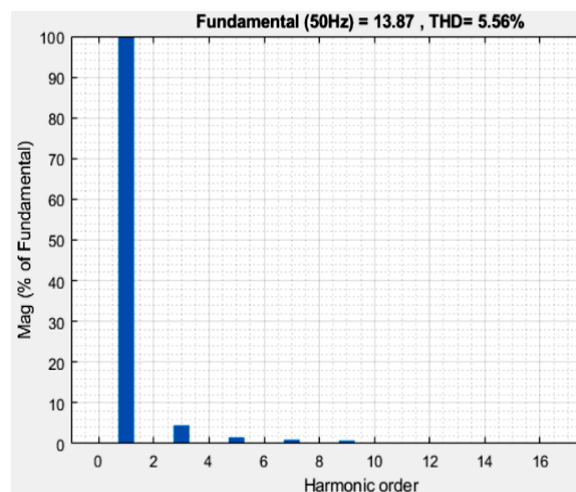


Рис. 5. Гармонический состав потребляемого тока

По полученным в ходе имитационного моделирования результатам были определены следующие параметры [1]: коэффициент мощности $K_m = 0,997$; величина активной составляющей мощности $P = 2157$, величина реактивной составляющей мощности $Q = 70,7$ вар, величина составляющей мощности искажений $T = 120$ ВА.

Временная диаграмма выходного напряжения при включении ККМ представлена на рис. 6.

При пуске преобразователя (см. рис. 6) наблюдается резкий скачок выходного напряжения и, соответственно, большие токи перегрузки транзисторных ключей, что является существенным недостатком и требует введения в структуру преобразователя системы предварительного заряда выходной ёмкости. По окончании переходного процесса выходное напряжение стабилизируется на уровне 400 В. Длительность переходного процесса составляет 204 мс. Величина пульсаций выходного напряжения составила 4 В, точность стабилизации – 1%.

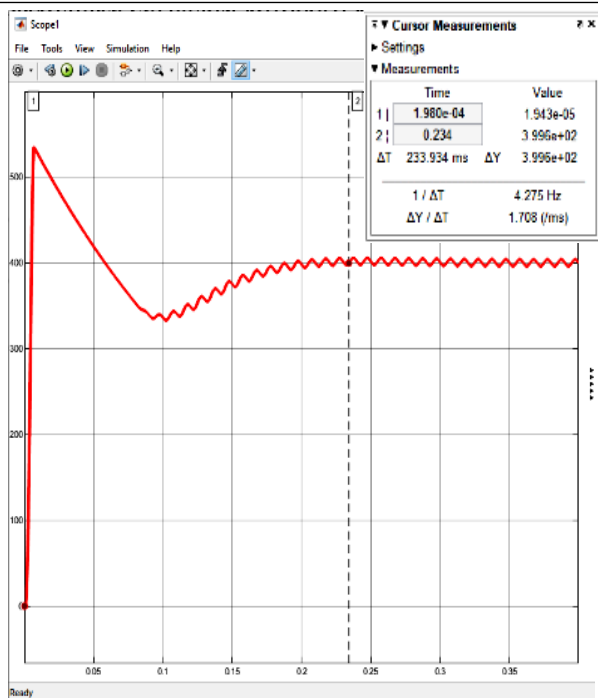


Рис. 6. Временная диаграмма выходного напряжения

Заключение

В ходе проведённого исследования была разработана имитационная модель активного ККМ на основе параллельного повышающего преобразователя, установлены его основные энергетические характеристики. Разработанная имитационная модель

может быть использована в реальной разработке активного ККМ.

Литература

1. Редлих К.А. Активный корректор коэффициента мощности для установки индукционной запайки фольгированных крышек: дис. ... магистра техники и технологии. – Томск, 2023. – 76 с.
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 избранных статей научной сессии ТУСУР, Томск, 19–21 мая 2021 г.: в 3 ч. – Томск: ТУСУР; В-Спектр, 2023. – Ч. 1. – 282 с.
3. Boghiu M.-M. Design and Performance Analysis of High-Power Converter / M.-M. Boghiu, E.R. Arenaza. – Denmark: Aalborg University, 2020. – 140 p.

Редлих Кирилл Алексеевич

Магистр 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

А.А. Савченко

Реализация алгоритма переключения между основным и резервным питанием

Дан обзор основных преимуществ и алгоритмов системы переключения между основным и резервным питанием.

Ключевые слова: основное и резервное питание, алгоритм, способы реализации, автоматическое переключение, безопасность.

Возможность переключения между основным и резервным режимом питания является важным аспектом для обеспечения непрерывности работы электронных устройств.

1. Переключение на резервный режим питания позволяет предотвратить прерывание работы устройства при отключении основного источника питания. Это особенно критично для важных систем, таких как системы безопасности, медицинское оборудование, серверы и коммуникационные сети, где недоступность к ним может привести к серьезным последствиям.

2. Защита от сбоев и повреждений. Наличие резервного источника питания может защитить устройство от сбоев и повреждений, вызванных временными или периодическими проблемами с основным источником питания, такими как перегрузка по напряжению или току. Резервный источник питания может компенсировать эти проблемы и предотвратить повреждение устройств.

3. Бесперебойность работы. Переключение на резервный режим питания обеспечивает бесперебойность работы устройств при плановых отключениях основного источника питания, таких как обслуживание и ремонт работы. Это позволяет избежать временной недоступности устройств и минимизировать негативное влияние на бизнес-процессы и пользователей.

4. Экономическая эффективность. Наличие возможности переключения между основным и резервным источником питания может сократить затраты на обслуживание и ремонт оборудования, вызванные проблемами с питанием. Кроме того, это может помочь избежать потери данных, штрафов за простой и удовлетворить потребности пользователей.

Переключение между основным и резервным питанием может быть осуществлено различными способами в зависимости от конкретных требований и характеристик системы.

Ручное переключение: оператор вручную переключает питание на резервный источник, когда основной источник отключается или не работает. Этот способ требует наличия обученного оператора на месте, чтобы выполнить переключение.

Автоматическое переключение: используется устройство автоматического включения резерва (АВР), которое контролирует состояние основного и резервного источников питания. Если основной источник питания отключается или не работает, АВР автоматически переключает питание на резервный

источник. После восстановления основного источника, АВР может снова переключить питание на него.

UPS (бесперебойное питание) является комбинированным устройством, которое объединяет основной и резервный источники питания. UPS поддерживает постоянное питание от аккумуляторов, подключенных к основному источнику, и автоматически переключает питание на резервный источник (аккумуляторы) в случае отключения основного источника.

Двойное питание: система имеет два полностью независимых источника питания, каждый из которых может обеспечивать питание всей системы. Переключение между основным и резервным источниками не требуется, так как они работают параллельно. Если один источник отключается или не работает, другой источник автоматически берет на себя нагрузку.

Интеллектуальное переключение: используется программируемое управление или специализированное оборудование, чтобы определить, когда необходимо переключиться на резервное питание. Такое управление может быть настроено на основе заданных условий или событий, таких как отключение основного источника питания, низкое напряжение или проблемы с качеством сети.

Одной из наиболее распространенных схем реализации переключения между основным и резервным питанием является схема с использованием автоматического выключателя или переключателя передачи нагрузки (АВПН).

Плюсы:

- позволяет автоматически переключиться на резервное питание в случае отключения основного источника. Это обеспечивает непрерывность работы устройств и предотвращает потерю данных или прерывание работы системы;

- может быть настроен на автоматическое восстановление питания, когда основной источник возвращается в работу. Это позволяет автоматически переключиться обратно на основное питание без необходимости вмешательства оператора;

- обычно имеет встроенные механизмы защиты, такие как автоматический контроль напряжения и чувствительность к изменениям питающего напряжения. Это позволяет предотвратить повреждение устройств в случае скачков напряжения или других электрических помех.

Минусы:

- Использование АВПН может добавить дополнительные затраты на покупку и установку такого

устройства. Это может быть особенно важно для масштабных систем, требующих большого количества устройств и отдельных источников питания.

– Самый главный минус АВПН заключается в том, что при сбое или неисправности питающей электросети схема АВПН может не сработать вовремя и не обеспечить непрерывность работы системы. Это может привести к потере данных или прерыванию в работе.

– В зависимости от типа устройства и его конфигурации могут возникнуть проблемы совместимости с основным и резервным источником питания. Не все устройства могут быть подключены к АВПН, и это может создать ограничения в выборе источников питания.

Далее рассмотрим общий алгоритм переключения между резервным и основным питанием. В данном алгоритме независимо от устройства должны присутствовать:

1. Мониторинг основного источника питания: система должна постоянно отслеживать состояние основного источника питания, чтобы определить его надежность и доступность.

2. Определение критериев переключения: определение условий, при которых необходимо переключиться на резервный источник питания. Эти критерии могут включать отсутствие основного питания, превышение заданного уровня напряжения или другие параметры, связанные с надежностью основного источника питания.

3. Активация резервного источника питания: при выполнении критериев переключения система должна активировать резервный источник питания. Это может быть достигнуто путем переключения на другой источник питания (например, запасной аккумулятора) или переключения на другую электрическую цепь.

4. Проверка резервного источника питания: после активации резервного источника питания система должна проверить его работоспособность и надежность. Это может включать проверку уровня заряда аккумулятора, стабильность напряжения и исправность других компонентов резервного источника питания.

5. Переключение обратно на основной источник питания: когда основной источник питания становится снова доступным и стабильным, система должна выполнить переключение обратно на него. Это может быть выполнено автоматически или с помощью команды оператора.

6. Слежение и регистрация событий: система должна надлежащим образом записывать и регистрировать все события и переходы между основным и резервным источниками питания для последующего анализа и диагностики возможных проблем.

На рис. 1 представлен алгоритм работы переключения между основным и резервным источником питания в системе оповещения населения «Грифон».

На рис. 2 представлена функциональная схема переключения основного и резервного питания.

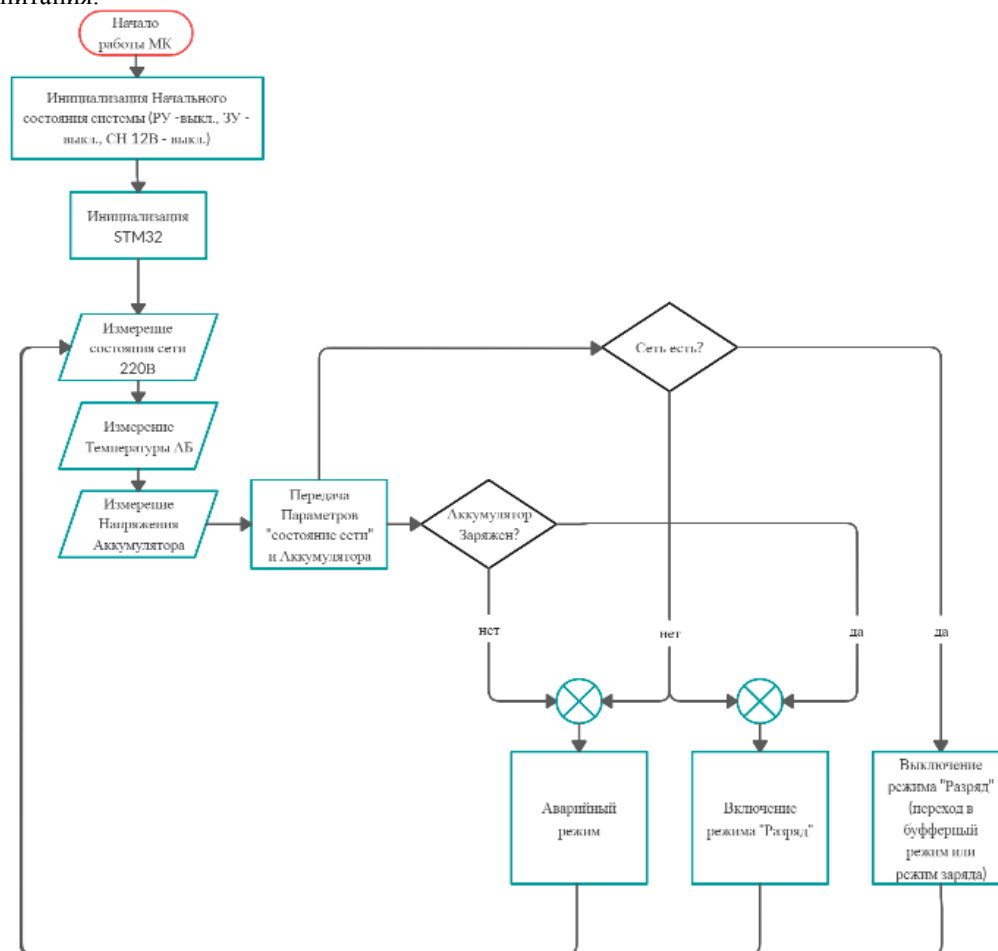


Рис. 1. Алгоритм переключения между основным и резервным питанием

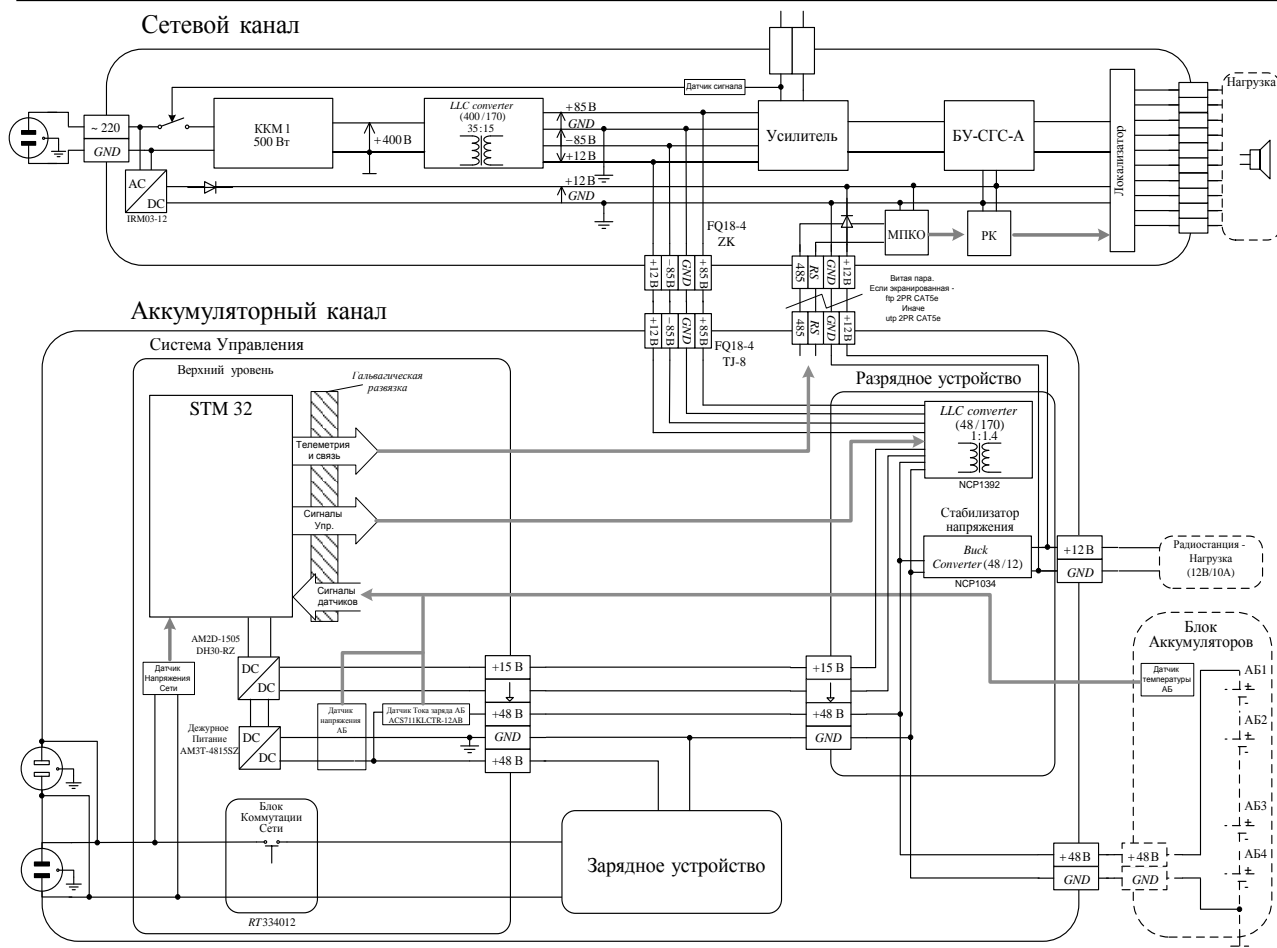


Рис. 2. Функциональная схема переключения между основным и резервным питанием

Таким образом, системы переключения между резервным и основным питанием являются важным компонентом для обеспечения надежности и непрерывной работы электронного оборудования. Они позволяют автоматически или вручную переключиться на резервное питание в случае отказа основного и обеспечить непрерывность работы системы. Эти системы полезны в различных областях, включая промышленность, телекоммуникации, медицину, авиацию и др. Во всех этих областях прерывание питания может привести к значительным экономическим и операционным потерям, а также к потенциальной угрозе для безопасности и жизни людей.

Литература

1. Khandekar A. Automatic Transfer Switching System in Industrial Applications / A. Khandekar, S. Jain // International Journal of Scientific Research in Science, Engineering and Technology. – 2017. – Vol. 3 (5). – PP. 262–269.

2. Knipe A.A. Emergency Power Transfer System. – 1993. – U.S. Patent No. 5,190,051. – Washington, DC: U.S. Patent and Trademark Office.

3. Perini R. Design of an Automatic Transfer Switch for Energy Storage System / R. Perini, A. Monti, F. Ponci // Proceedings of 11th International Conference on Environment and Electrical Engineering. – IEEE. – 2011. – PP. 1337–1340.

4. Sarti F. Analysis and Modeling of an Automatic Transfer Switch for Power Systems / F. Sarti, L. Palano // Proceedings of 53rd IEEE Conference on Decision and Control. – 2014. – PP. 2456–2461.

5. Singh A. Design and Implementation of Automatic Transfer Switch for Power Backup System / A. Singh, A. Goel // Proceedings of 5th International Conference on Computing, Communication, and Automation. – 2019. – PP. 1–5.

Савченко Александр Андреевич

Студент каф. ПрЭ ТУСУРа

Эл. почта: sasha.gimalaev@bk.ru

В.М. Саюн, П.В. Шерстюк

Автоматизация установки поверочной дозиметрической гамма-излучения

Рассматривается проект автоматизации существующей установки поверочной дозиметрической гамма-излучения УПГД-1М, являющейся рабочим эталоном в лаборатории поверки дозиметрических средств измерений ФГУП «ГХК».

Ключевые слова: автоматизация, блоки детектирования, гамма-излучение, поверка.

Одной из задач предприятий, у которых в технологическом процессе присутствует гамма-излучение, является поверка средств измерений (далее – СИ) характеристик этого излучения. Одними из таких СИ являются блоки детектирования гамма-излучения (далее – БД).

Целью статьи является разработка и анализ структурной схемы автоматизации установки поверочной дозиметрической гамма-излучения типа УПГД-1М (далее – УПГД).

Характеристики УПГД

На рис. 1 приведен общий вид УПГД. В барабане 1 размещены четыре цилиндрических эталонных источника 2 гамма-излучения разной мощности. Барабан вращается вручную с помощью лебёдки, что позволяет подвести эталонный источник к коллиматору (закрыт затвором 4), через который гамма-излучение узконаправленным пучком 5 будет распространяться во внешнюю среду и попадать на блок детектирования 7. Так как БД выпускаются на разную мощность излучения, то помимо выбора эталонного источника для воспроизведения различных мощностей дозы в конструкции УПГД предусмотрены рельсы 6, по которым перемещается тележка 8 с размещённым на ней БД для изменения мощности дозы. Диапазон допустимых расстояний от центра эталонного источника 2 до БД 6 составляет от 0,44 до 4 м. Перемещение тележки осуществляется вручную. Также вручную производят открытие затвора коллиматора.



Процесс поверки

Все радио- и дозиметрические СИ состоят из двух частей – чувствительного элемента и преобразователя. В качестве примера рассмотрим блок детектирования БДМГ-02.

Данный блок предназначен для преобразования мощности поглощённой дозы гамма-излучения в частоту импульсов. Чувствительным элементом в

нём является счётчик Гейгера–Мюллера, в анодную цепь которого включен узел формирования импульсов, характеризующих мощность поглощённой дозы гамма-излучения. Формирование выходных импульсов происходит при прохождении через счётчик потока гамма-фотонов. Эти импульсы подаются на вход измерителя средней скорости счёта, который может отображать как среднюю скорость счёта импульсов (без преобразования в измеряемую величину, например, УИМ2-2 и УИМ2-3 показывают число импульсов за секунду, а перевод в измеряемую величину производится вручную), так и непосредственно мощность поглощённой дозы (например, в приборах УИМ2-2Д и УИМ-3Д можно задать коэффициент преобразования, соответствующий данному блоку детектирования, и получить отображение мощности дозы в рентгенах или греях за единицу времени).

В случае БДМГ-02, а также множества других БД (например, БДМГ-215Е) коэффициент преобразования является неизвестным при первичной поверке или проверяется при периодической с помощью счётных приборов типа ПСО. Суть работы данных приборов заключается в подсчёте импульсов напряжения заданной полярности и амплитуды за определённое время, называемое временем экспозиции (далее – экспозиция). Амплитуда и полярность импульсов, а также экспозиция указаны в методике поверки (далее – МП) и руководстве по эксплуатации на каждый тип БД.

Оператор осуществляет наблюдение за результатами измерений и записывает их вручную. Также вручную производится смена эталонных источников и расстояния между БД и центром эталонного источника, что влечёт за собой облучение оператора и потери по времени.

Автоматизация УПГД

Структурная схема автоматизированной УПГД приведена на рис. 2.

В соответствии со структурной схемой в УПГД вводятся необходимые для автоматизации: тележка с электрическим приводом, электропривод затвора коллиматора и электропривод барабана для смены эталонного источника, снабжённые соответствующими интерфейсами для связи с микроконтроллером (далее – МК).

Работа автоматизированной УПГД осуществляется следующим образом: поверяемый блок детек-

тирования устанавливается на тележку с электрическим приводом и интерфейсом связи с МК, после чего оператор удаляется в соседнее помещение к пульта управления установкой.

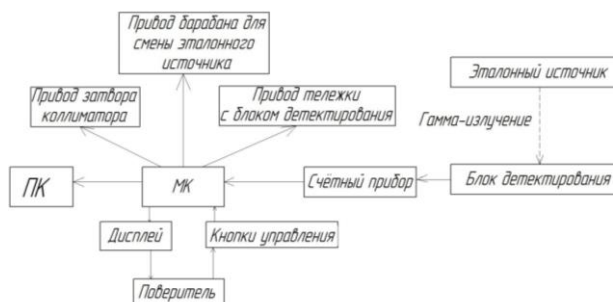


Рис. 2. Структурная схема автоматизированной УПГД

На пульте управления из списка, отображаемого на дисплее, посредством кнопок управления выбирается тип поверяемого БД, после чего в микроконтроллере запускается фрагмент алгоритма программы, соответствующий методике поверки выбранного БД. В первую очередь, МК посылает управляющий сигнал на привод барабана для установки напротив коллиматора необходимого эталонного источника. После этого МК выдаёт сигнал управления приводом тележки, БД устанавливается на соответствующее поверочной точке расстояние (поверочной точкой является мощность дозы гамма-излучения, которая складывается из двух составляющих – мощность эталонного источника и расстояние от его центра). Далее от МК поступает команда на привод затвора коллиматора для перевода затвора в открытое положение. МК выдаёт разрешающую счёт команду на счётный прибор. Счётный прибор, в свою очередь, производит измерение количества импульсов за соответствующую данной поверочной точке экспозицию и по завершении измерения передает результат в МК.

В свою очередь, МК по протоколу Modbus RTU пересылает результат измерения в персональный компьютер (далее – ПК) посредством интерфейса

RS-485. В ПК создаётся документ .xls для фиксации результатов измерений (в соответствующие столбцы прописываются номер измерения, экспозиция, измеренное количество импульсов). По завершении алгоритма поверки МК через приводы барабана, затвора коллиматора и тележки возвращает их в нулевое положение (для затвора это положение «закрыт»), на дисплее пульта управления появляется сообщение о завершении процедуры поверки.

Лист с результатами измерений из полученного файла .xls перемещается в файл автоматизированного протокола поверки (используются в лаборатории с 2020 г., в частности, для поверки УДА-1АБ). Автоматизированный протокол выдаёт результат поверки (является ли СИ пригодным к применению).

Выводы

Автоматизация установки поверочной дозиметрической гамма-излучения существенно уменьшит дозу облучения оператора и потери времени на процесс поверки.

Литература

1. Блок детектирования БДМГ-02. Руководство по эксплуатации 956-0774-00 РЭ.
2. Прибор счётный одноканальный ПСО2-5. Паспорт еФ2.801.001ПС.
3. Пульт двухканальный УИМ2-2Д. Руководство по эксплуатации ФВКМ.412152.001РЭ.

Саюн Владимир Михайлович

Канд. техн. наук, доцент каф. промышленной электроники (ПрЭ) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: svm@ie.tusur.ru

Шерстюк Павел Валерьевич

Магистрант каф. ПрЭ ТУСУРа
Эл. почта: pvsherstyuk@mail.ru

УДК 621.311.6

И.О. Суховерков, С.Г. Михальченко

Специфика процесса запуска искробезопасного оборудования и методика его обеспечения

Рассмотрена процедура запуска искробезопасного оборудования от искробезопасных источников. Определены основные проблемные точки во время запуска потребителя и предложены пути для превентивного решения таких проблем на стадии проектирования потребителя.

Ключевые слова: искробезопасность, потребитель, искрозащита.

Современные химические, нефтяные и горно-шахтные производства невозможно представить без электронных средств управления и мониторинга. И даже в средах, где электрическая искра может вызвать воспламенение взрывоопасной среды, нельзя отказаться от электроники. Для таких мест разрабатывается отдельный пласт электроники – искробезопасный.

Искробезопасная электрическая цепь – электрическая цепь, выполненная так, что электрический разряд не может воспламенить взрывоопасную среду с вероятностью, большей 0,001 при предписанных условиях испытания. Вид взрывозащиты «искробезопасная электрическая цепь» основывается на поддержании искробезопасного тока (напряжения, мощности или энергии) в электрической цепи. Искробезопасность «i» (intrinsic safety «i») – вид взрывозащиты, основанный на ограничении электрической энергии в оборудовании и соединительной проводке, которые подвергаются воздействию потенциально взрывоопасной среды, до значения ниже уровня, вызывающего воспламенение от искрения или нагрева.

Таким образом, все источники питания должны удовлетворять требованиям ГОСТ 31610.11–2012 «Электрооборудование для взрывоопасных газовых сред. Ч. 11: Искробезопасная электрическая цепь «i» [1].

Ограничения токов и напряжений имеет пороговый принцип: при превышении установленного значения тока на время более чем 3–5 мкс система защиты шунтирует выход источника питания MOSFET-транзистором. Источники питания серии «Импульс» компании ООО «ТРАНСМАШ-ТОМСК» имеют следующие выходные искробезопасные параметры: 13,8 В; 2,7 А и 15,8 В; 1,98 А [2, 3]. Следовательно, при превышении этих значений тока источник полностью обесточит потребителя.

С точки зрения источника питания принцип ограничения тока выглядит следующим образом.

На рис. 1 представлена временная диаграмма работы параллельного ограничителя тока, применяемая в искробезопасных источниках питания «ИМПУЛЬС». Пороговая защита ограничивает максимально возможный протекающий ток в цепи.

Примем, что в конкретном примере резкое уменьшение сопротивления нагрузки либо резкая коммутация потребителя случились в момент времени t_1 . Вследствие того, что в цепи есть индуктивность, ток развивается до максимального значения не мгновенно.

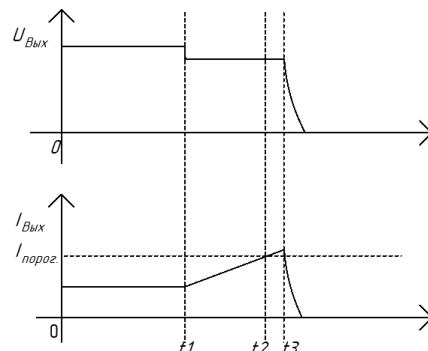


Рис. 1. Временная диаграмма работы параллельного ограничителя тока

Увеличение протекающего тока от величины I_0 до порогового значения срабатывания защиты $I_{\text{порог}}$ происходит за время t_1 – t_2 . Участок времени от момента t_2 до момента t_3 и будет временем реакции системы на превышение тока. За это время ток будет продолжать увеличиваться до какого-то максимального значения. Именно этот ток и определяет искробезопасность источника, потому что он и будет формировать искру, которая может спровоцировать цепную реакцию воспламенения взрывоопасной смеси. В момент времени t_3 срабатывает защита и шунтирует выходное напряжение.

Стоит отметить, что такой сценарий возможен только при условиях отсутствия системы, детектирующей скорость нарастания тока, либо при скорости нарастания тока не выше установленного настройками.

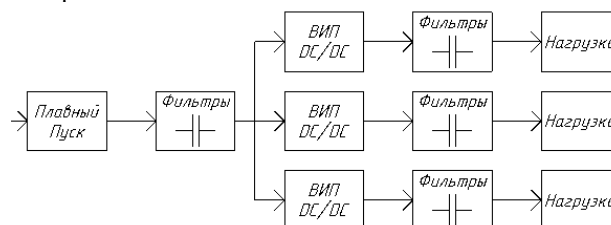


Рис. 2. Структура реального потребителя в системе искробезопасного питания

Структуры реальных потребителей в системе искробезопасного питания (например, рис. 2) обычно являются сложными, стандартизировать которые не представляется возможным из-за их многочисленности, в том числе от разных производителей. Как первую характерную черту структур можно отметить входную фильтрующую ёмкость, которая в

нулевой момент времени даёт скачок тока. Некоторые потребители устанавливают цепи плавного пуска, что снижает амплитуду тока.

Второй характерной чертой является наличие этапов пуска. При этом ВИПы (вторичные источники питания) включаются по очереди, как и нагрузка. Это может приводить к дополнительным скачкам тока. Условно примем, что процесс заряда входной ёмкости системы на рис. 2 происходит без видимых скачков тока. Основные моменты возрастания тока происходят в процессе зарядки ёмкостей в фильтрах внутренних вторичных источников питания нагрузки. И в зависимости от типа ВИПа, его напряжения и ёмкости фильтра эти скачки будут различаться по амплитуде.

На рис. 3 представлена временная диаграмма запуска потребителя.

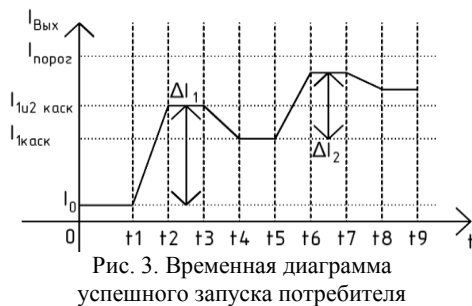


Рис. 3. Временная диаграмма успешного запуска потребителя

Условно примем, что первый каскад потребителя имеет амплитуду тока запуска в 60% от максимально допустимого тока, а в установившемся режиме потребляет 40%. Второй каскад потребителя в импульсе потребляет 40% в установившемся режиме в 30%.

В момент времени t_1 происходит запуск первого ВИПа. Скачок тока ΔI_1 в моменты времени t_1-t_2 достигает 60% от максимального тока, при котором защита отключит потребителя. После того, как первая цепь войдёт в рабочий режим t_3-t_5 и потребление усредняется до значения в 50% от максимального, происходит запуск второго каскада нагрузки. В моменты времени t_5-t_6 ток возрастает на 40% от максимального. Но нарастание этого тока происходит таким образом, что амплитуда этого тока суммируется с потребляемым током первого каскада. И тогда к 50%-й токовой нагрузке первого каскада прибавляется ещё 40% тока импульсного вида, который в конкретно этом случае не может вызвать срабатывания защиты. В моменты времени t_7-t_9 происходит уменьшение потребления и выравнивание потребляемого тока в пределах 80% от максимального порогового.

Такой режим запуска и структура разделения по времени моментов запуска ВИПов и типов нагрузок является одной из основных превентивных мер, направленных на бесперебойный запуск искробезопасных потребителей от искробезопасных источников питания.

Однако наиболее часто встречающийся режим запуска представляет собой случайный или повторный процесс запуска ВИПов внутри потребителя.

На рис. 4 представлен режим запуска, который чаще всего вызывает срабатывание защиты искро-

безопасных источников питания. По сравнению с рис. 3 различия только в том, что момент времени запуска первого и второго каскада поменяли местами. Амплитуда тока, а также номинальное потребление сохранены.

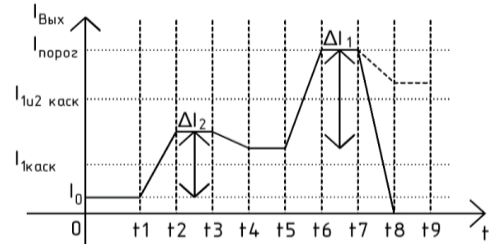


Рис. 4. Временная диаграмма запуска потребителя, вызвавшего перезагрузку источника

Для изучения рассмотрим импульсы, сохранив абсолютные значения, но поменяв их местами. В моменты времени t_1-t_2 происходит такое же нарастание тока в 40% от порогового, которое держится до t_3 . В моменты времени t_3-t_4 ток падает. Но в этот момент происходит запуск первого каскада питания. И в процессе его запуска ток достигает порогового значения. Если этот скачок будет мал по времени, то возможно продолжение работы по сценарию из предыдущего рис. 3, t_7-t_9 – уменьшение потребления и выравнивание потребляемого тока в пределах 80% от максимального порогового. Но наиболее вероятным будет сценарий, в котором защита воспримет это как аварийный режим и произведёт шунтирование выхода, вызвав тем самым перезагрузку потребителя. Падение потребляемого тока во временной отрезок t_7-t_8 будет связано с уменьшением выходного напряжения до нуля. И если времена запуска потребителя носят случайный характер, то цикл перезапуска будет длиться до того случая, который представлен на рис. 3. Если же процедура запуска ВИПов назначена строго, то нагрузка просто не сможет выйти на номинальный режим работы.

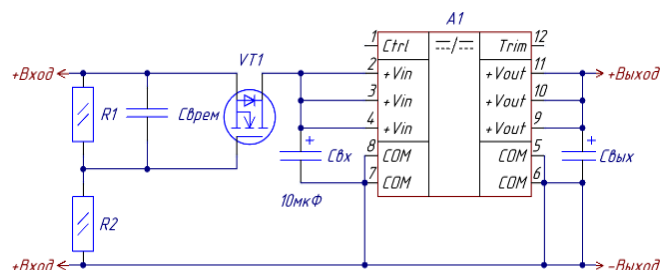


Рис. 5. Пример ВИП с системой плавного пуска

Одной из основных причин таких скачков являются фильтры в цепи ВИП. Для определения влияния таких цепей была проведена серия экспериментов. Для этого был собран макет, включающий в себя цепь плавного пуска фильтра ВИПа, сам ВИП и его выходную фильтрующую ёмкость.

В качестве ВИПа была использована серия понижающих DC/DC преобразователей K78(L)xx-3AR3 компании MORNISUN [3]. Для исследования были взяты три основных напряжения, применяемых в проектировании: 3,3; 5 и 9 В. В качестве источника искробезопасного питания используется

источник питания серии «Импульс» компании ООО «ТРАНСМАШ-ТОМСК» со следующими выходными искробезопасными параметрами: 15,8 В; 1,98 А. В качестве нагрузки выступает электронная нагрузка в режиме постоянного тока настроенная на 0,7 А.

Во время испытаний изменялась ёмкость фильтра, снимались показания тока во время запуска ВИПа и выхода его на режим.

Из рис. 6 можно сделать вывод, что с увеличением выходного напряжения ВИПа и ёмкости фильтра максимальное значение тока тоже увеличивается. Это является логичным, так как с увеличением ёмкости конденсатора и увеличением его напряжения увеличивается накопленная энергия, а значит и потребляемый из сети ток. Совпадение нулевых значений связано с тем, что использовались понижающие преобразователи одной серии, а нагрузка в этот момент ещё не включала потребление.

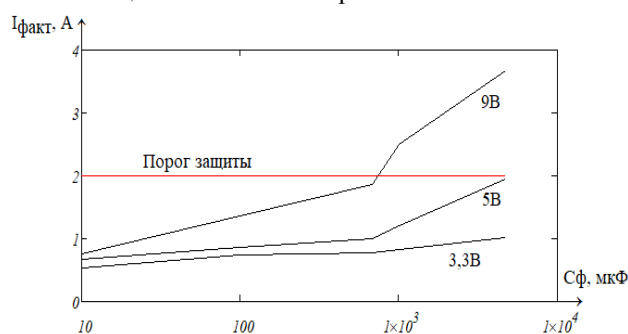


Рис. 6. Графики зависимости максимального тока от напряжения ВИПа и ёмкости фильтра

Выводом из этого стоит сделать следующее: любая ёмкость на плате нагрузки будет вызывать повышение тока в пусковом режиме. Оптимальным решением будет распределение по времени всех пусков потребителей. Также стоит принимать во внимание, что этот максимальный ток будет суммироваться с уже потребляемым в других цепях током. Идеальным вариантом является запуск сначала мощных потребителей с большими ёмкостями.

Кроме того, максимальную ёмкость в цепи строго регламентирует ГОСТ.

Максимальная искробезопасная по диаграмме на рис. 7 ёмкость определяется следующим образом: по горизонтальной оси координат выбирается напряжение, которое будет в цепи. Самый левый график приведён для чистой ёмкости без дополнительных сопротивлений.

В нашем случае для 9 В допускается ёмкость до 5000 мкФ. Следовательно, приведённые ёмкости всё ещё удовлетворяют требованиям искробезопасности, но уже способны повлечь за собой проблемы во время запуска оборудования.

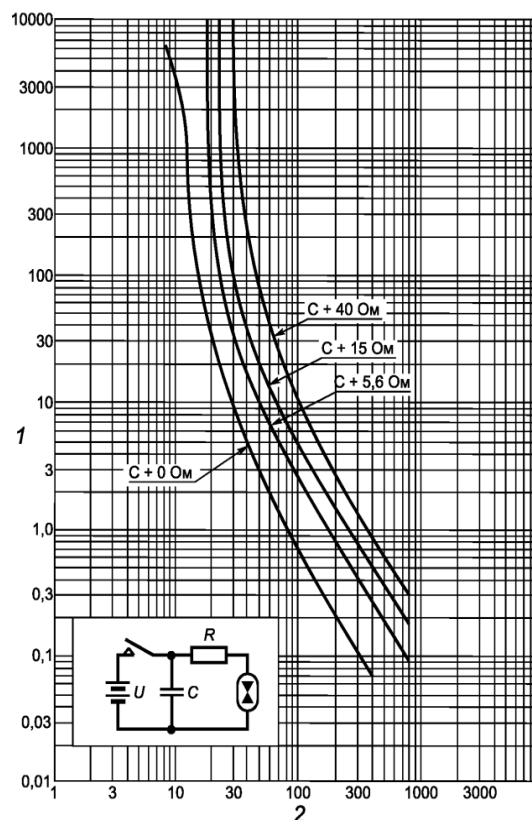
Из всего вышесказанного следует, что для гарантированного и стабильного запуска оборудования необходимо соблюдать несколько основных правил:

1. Все входные фильтры должны быть оснащены цепями плавного пуска. Это предотвратит скачок тока в нулевой момент времени.

2. Каскады нагрузок внутри потребителя должны включаться в работу по очереди. Первыми долж-

ны включаться каскады, которые дают наиболее большой амплитудный скачок потребляемого тока. Последними в работу должны включаться каскады, амплитудный скачок тока у которых меньше, но вклад в общее потребление устройства наиболее весомый.

3. Не допускать импульсных токов, превышающих максимальный входной параметр более чем на 1 мкс.



1 — ёмкость C , мкФ; 2 — минимальное воспламеняющее напряжение U , В
Рис. 7. Диаграмма для определения искробезопасных параметров ёмкостной цепи

Литература

1. ГОСТ 31610.11–2012. IEC 60079-11:2006. Межгосударственный стандарт. Электрооборудование для взрывоопасных газовых сред. — Ч. 11. Искробезопасная электрическая цепь «i». МКС 29.260.20. Дата введения: 2014-02-15.

2. Источник питания искробезопасный одноканальный «Импульс-2». ООО «Трансмаш-Томск»: руководство по эксплуатации [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <http://transmash-tomsk.ru/shop/tproduct/468250627-157958833121-istochnik-pitaniya-iskrobezopasnii-odnok>, свободный (дата обращения: 26.08.2023).

3. DC/DC преобразователь серии K78(L)xx-3AR3 [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <https://www.mornsun-power.com/html/pdf/K7812-3AR3.html>, свободный (дата обращения: 26.08.2023).

Суховерков Игорь Олегович

Аспирант каф. ПрЭ ТУСУР

Эл. почта: sio@ie.tusur.ru

Михальченко Сергей Геннадьевич

Д-р техн. наук, доцент, зав. каф. ПрЭТУСУРА

Эл. почта: msg@ie.tusur.ru

Секция 9

ПЛАЗМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

*Председатель – Окс Ефим Михайлович,
зав. каф. физики, проф., д.т.н.*

М.И. Ажгихин, В.О. Осирко, А.Н. Захаров

Биполярный импульсный комбинированный режим магнетронного распыления углеродных покрытий

Приведено описание нового способа получения углеродных покрытий, который представляет собой комбинацию магнетронного распыления биполярными импульсами высокой мощности и импульсного вакуумно-дугового испарения. Формирование импульса магнетронного разряда высокой мощности провоцирует инициирование электрической дуги на поверхности мишени магнетрона. После гашения дуги осуществляется формирование положительного импульса напряжения. Предложенная комбинация позволяет генерировать высококонцентрированные потоки ускоренных ионов для бомбардировки подложки, что положительно сказывается на свойствах напыляемых покрытий. В работе представлены результаты измерений электрических параметров разряда в униполярном и биполярном комбинированных режимах распыления. Анализ структуры покрытий показывает более высокое содержание sp^3 -фазы в пленках, полученных в биполярном режиме, по сравнению с пленками, полученными в униполярном комбинированном режиме и режиме среднечастотного импульсного магнетронного распыления.

Ключевые слова: магнетронное распыление, дуговое испарение, HiPIMS, DLC, углеродные покрытия.

На сегодняшний день алмазоподобные пленки широко используются в промышленности благодаря их высокой твердости, низкому коэффициенту трения и оптической прозрачности в ИК-диапазоне [1]. Такие свойства обеспечиваются высокой долей sp^3 -гибридизированных связей углерода в структуре пленки. Получить алмазоподобные пленки с высокими значениями sp^3 -гибридизированного углерода возможно только при определенном значении энергии ионов углерода, формирующих покрытие [2]. Управлять энергией ионов достаточно просто, подавая потенциал смещения на подложку, что невыполнимо в случае непроводящих подложек.

Наиболее популярными методами распыления углерода в вакууме являются магнетронное и дуговое распыления. Для магнетронного распыления характерно отсутствие микрочастиц в полученном покрытии, однако в связи с низкой степенью ионизации невозможно получить алмазоподобные пленки с высокой долей sp^3 -гибридизации. Дуговое распыление характеризуется высокой степенью ионизации распыленного вещества, но при этом наблюдается высокое содержание микрочастиц в структуре покрытия, которые образуют дефекты и тем самым снижают характеристики покрытия. В настоящее время эффективными методами для получения алмазоподобных структур с высокой долей sp^3 -гибридизированного углерода являются комбинированные импульсные методы. При таких методах доля sp^3 -гибридизированного углерода может достигать 80% [3] во многом по причине высокой амплитуды тока и непродолжительного времени горения дуги.

В настоящей работе реализован способ комбинированного импульсного распыления графитовой мишени с помощью магнетронной распылительной системы. Данный способ позволяет получать алмазоподобные пленки с высокой долей sp^3 -гибридизированного углерода. Комбинированный метод распыления характеризуется слаботочной стадией магнетронного разряда, необходимого для инициации

сильноточного разряда с переходом в дуговой режим. Кроме того, реализована система импульсного биполярного питания, в котором за отрицательным импульсом следует импульс положительной полярности, во время которого происходит изменение потенциала плазмы и ускорение ионов в сторону подложки. Такой метод позволяет управлять энергией ионов, бомбардирующих подложку, на которую нет возможности подавать потенциал смещения, как было показано ранее в работе [4].

Экспериментальное оборудование

На рис. 1 показана схема экспериментальной установки. В вакуумной камере размерами 300×250 мм располагались два магнетрона М1 и М2 и ионный источник ИС с замкнутым дрейфом электронов. Питание магнетрона с графитовой мишенью М1 осуществлялось биполярным источником питания АРЕL-M-5ВРНРР-800 (ООО «Прикладная электроника», РФ). Характеристики источника питания представлены в табл. 1. Для питания магнетрона М2 с мишенью из хрома использовали блок питания АРЕL-M-5РDС-800.

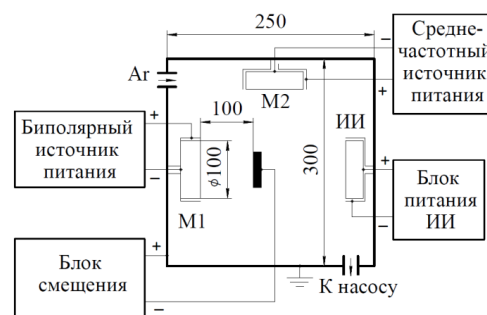


Рис. 1. Схема экспериментальной вакуумной установки

Диаметр мишеней магнетронов М1 и М2 составлял 100 мм. Конфигурация магнитного поля магнетронов являлась разбалансированной с коэффициентом геометрической разбалансированности 1,2. На поверхности мишеней максимальная величина магнитного поля составляла 720 Гс. Питание

ионного источника IS происходило с помощью высоковольтного источника питания постоянного тока APPEL-IS-2DC-5000.

Таблица 1
Характеристики блока питания APPEL-M-5BPHPP-800 для нанесения углеродных пленок в комбинированных режимах

Характеристика	Величина
Средняя мощность	До 5 кВт
Импульсная мощность	До 1 МВт
Максимальная амплитуда тока	1400 А
Максимальная амплитуда напряжения	800 В
Диапазон частот следования импульсов	20 Гц – 15 кГц
Диапазон длительности импульсов	3–250 мкс

Подложки из стекла или кремния располагались на поворотном подложкодержателе в центре камеры на расстоянии 100 мм от мишеней магнетронов. С помощью блока питания на подложки подавался потенциал смещения. В процессе напыления измеряли такие параметры, как величина разрядного напряжения U_d и разрядного тока I_d .

Перед проведением напыления камеру откачивали до остаточного давления $\sim 10^{-4}$ Па, затем напускали аргон до рабочего давления $\sim 0,12$ Па. Непосредственно перед нанесением пленок подложки чистили с помощью ионного источника в течение 5 мин. Далее на подложки наносили слой хрома толщиной 40–60 нм с помощью магнетрона М2 в среднечастотном режиме. Затем наносили углеродные пленки в среднечастотном (MFMS), биполярном (BPMS) и униполярном (UPMS) комбинированном режимах питания при плавающем потенциале подложки или при потенциале смещения -100 В. Толщина углеродных пленок составляла ~ 100 нм.

Качественная оценка содержания sp^3 -фазы в полученных пленках проводилась методом рамановской спектроскопии на установке The Centaur U-HR system (NanoScan Technologies, Russia). Спектры рамановского излучения регистрировались в диапазоне волновых чисел 800–2000 cm^{-1} при возбуждении углеродных связей аргоновым лазером с длиной волны 532 нм.

Результаты и обсуждение

На рис. 2 показаны осциллограммы тока, напряжения и мощности разряда в биполярном и униполярном комбинированном режимах распыления. В биполярном комбинированном режиме в начальный момент времени горит дежурный разряд и магнетрон М1 работает в слабotoчном режиме до момента времени t_1 . Такой режим разряда с величиной тока 10–50 мА необходим для надежного иницирования импульсов разряда высокой мощности. Затем в момент времени t_1 на мишень подается отрицательный импульс напряжения амплитудой -800 В, в результате чего происходит рост разрядного тока и при его значении 700–800 А в момент времени t_3 происходит переход из сильноточного магнетронного разряда в дуговой. Такой режим разряда характеризуется высокими значениями тока с амплитудой $I_{max} = 1400$ А. При этом амплитуда

мощности разряда составляла $P_{max} = 500–550$ кВт. Затем в интервале времени $t_4–t_5$ в результате отключения напряжения источником питания происходит спад тока разряда до нуля. При этом происходит рекуперация индуктивной энергии обратно в источник питания. В момент времени t_5 дуга гаснет. После непродолжительной паузы $t_5–t_6$ в биполярном комбинированном режиме распыления на мишень подается прямоугольный импульс напряжения положительной полярности +100 В. Длительность импульса $t_6–t_7$ составляет ~ 40 мкс.

В табл. 2 приведены следующие параметры разряда в комбинированном биполярном и униполярном режимах: амплитуда импульсного тока I_{max} , амплитуда импульсного напряжения U_{max} , частота следования импульсов ν , напряжение смещения подложки U_{sub} и скорость нанесения пленки D . При получении пленок во всех режимах поддерживалась постоянная мощность в диапазоне 330–350 Вт.

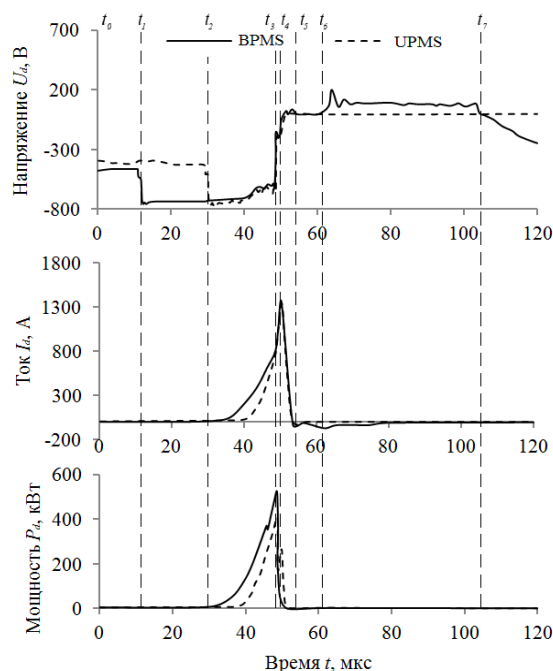


Рис. 2. Осциллограммы импульсов разрядного тока, напряжения и мощности

Как видно из табл. 2, наибольшая скорость нанесения пленок обеспечивается в среднечастотном режиме MFMS. При распылении углерода в комбинированных режимах UPMS и BPMS скорость роста пленок снижается до 2 и 4,5 нм/мин соответственно.

Таблица 2
Параметры напыления углеродных пленок

Режим	I_{max} , А	U_{max} , В	ν , кГц	U_{sub} , В	D , нм/мин
UPMS1	1360	750	0,7	плав.	2,5
UPMS2	1360	750	0,7	-100	2
BPMS	1360	750	0,6	плав.*	4,5
MFMS1	0,8	530	100	плав.	12
MFMS2	0,8	530	100	-100	10

*Амплитуда положительного импульса составляла +100 В.

Для характеристики алмазоподобных углеродных пленок, полученных в режимах, параметры которых приведены в табл. 2, использовался метод рамановской спектроскопии. Рамановские спектры излучения раскладывали на две составляющие по Гауссу и получали D - и G -пики. Увеличение доли атомов с sp^3 -связями приводит к сдвигу G -пика в сторону меньших волновых чисел, увеличению его полуширины $G_{\text{ФМНМ}}$ (рис. 3) и уменьшению соотношения интенсивностей пиков I_D/I_G [5–7]. По данным о полуширине $G_{\text{ФМНМ}}$ и отношении I_D/I_G для различных режимов нанесения углеродных пленок построена гистограмма на рис. 4.

Как видно из рис. 4, для комбинированных режимов нанесения характерно увеличение полуширины $G_{\text{ФМНМ}}$ и уменьшение соотношения I_D/I_G . Такая динамика показывает увеличение доли sp^3 -связей в полученных пленках. Наименьшее соотношение интенсивностей I_D/I_G наблюдается для биполярного комбинированного режима BPMS.

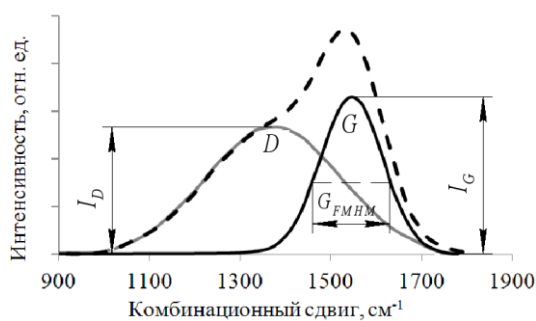


Рис. 3. Схематичное изображение пиков D и G

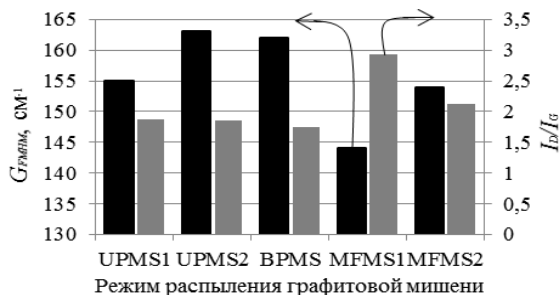


Рис. 4. Полуширина пика G ($G_{\text{ФМНМ}}$) и отношение интенсивностей I_D/I_G для различных режимов напыления углеродных пленок

Выводы

В работе продемонстрирована возможность получения углеродных покрытий с высоким содержанием sp^3 -фазы в комбинированном режиме магнетронного распыления, представляющем собой комбинацию магнетронного распыления биполярными импульсами высокой мощности и импульсного дугового испарения. При токе импульсного магнетронного разряда 700–800 А происходит иницирование дуги, амплитудный ток которой достигает

1400 А. Положительный импульс напряжения амплитудой до +100 В используется для ускорения ионов, бомбардирующих подложку.

Углеродные покрытия, полученные в режиме биполярного магнетронного комбинированного распыления, обладают более высоким содержанием sp^3 -фазы по сравнению с покрытиями, полученными в униполярном комбинированном режиме, а также в режиме среднечастотного импульсного магнетронного распыления.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 22-29-00627, <https://rscf.ru/project/22-29-00627/>.

Литература

- Осиков К.В., Соловьев А.А., Работкин С.В. Твердые углеродные покрытия, наносимые методом импульсного сильноточного магнетронного распыления // Журнал технической физики. – 2014. – Т. 84, вып. 12. – С. 73–76.
- Robertson J. The deposition mechanism of diamond-like a-C and a-C: H. // Diamond and Related Materials. – 1994. – Vol. 3, Iss. 4–6. – PP. 361–368. – [https://doi.org/10.1016/0925-9635\(94\)90186-4](https://doi.org/10.1016/0925-9635(94)90186-4).
- Synthesis of highly tetrahedral amorphous carbon by mixed-mode HiPIMS sputtering / R. Ganesan, D. McCulloch, N. Marks, M. Tucker, J. Partridge, M. Bilek, D. McKenzie // J. Phys. D: Appl. Phys. – 2015. – Vol. 48. – P. 442001. DOI: 10.1088/0022-3727/48/44/442001.
- Оскирко В.О. Источник питания для симметричного и асимметричного дуального магнетронного распыления / В.О. Оскирко, А.П. Павлов, В.А. Семенов // Изв. высш. учеб. завед. Физика. – 2015. – Т. 58, № 9-2. – С. 227–231.
- Casiraghi C. Raman spectroscopy of hydrogenated amorphous carbons / C. Casiraghi, A.C. Ferrari, J. Robertson // Phys. Rev. B. – 2005. – Vol. 72 (8). – P. 085401. DOI: 10.1103/PhysRevB.72.085401.
- Ferrari A.C. Interpretation of infrared and Raman spectra of amorphous carbon nitrides / A.C. Ferrari, S.E. Rodil, J. Robertson // Phys. Rev. B. – 2003. – Vol. 67. – P. 155306. DOI: 10.1103/PhysRevB.67.155306.
- Irmer G. Micro-Raman studies on DLC coatings / G. Irmer, A. Dorner-Reisel // Advanced Engineering Materials. – 2005. – Vol. 7. – PP. 694–705. DOI: 10.1002/adem.200500006.

Ажгихин Максим Игоревич

Инженер ЛПЭ ИСЭ СО РАН
Эл. почта: maxazhg@gmail.com

Оскирко Владимир Олегович

Канд. техн. наук, науч. сотр. ЛПЭ ИСЭ СО РАН
Эл. почта: oskirkovo@gmail.com

Захаров Александр Николаевич

Канд. техн. наук, науч. сотр. ЛПЭ ИСЭ СО РАН
Эл. почта: zare17@yandex.ru

А.С. Климов, А.В. Долгова

Моделирование тепловых полей при электронно-лучевом облучении ферритовых колец

Представлены результаты моделирования распределения тепловых полей по объему ферритового кольца в процессе его облучения пучком электронов в импульсном и непрерывном режимах. Моделирование осуществлялось на основе решения уравнения теплопроводности методом конечных разностей. Показано, что при облучении импульсным электронным пучком перепад температур по объему образца оказывается значительно выше, чем в случае обработки непрерывным электронным пучком. Однако при обработке импульсным пучком электронов основная часть перепада температур оказывается сконцентрирована в тонком приповерхностном слое толщиной 300 мкм.

Ключевые слова: электронно-лучевое облучение, импульсный режим, непрерывный режим, Mn-Zn-ферриты, моделирование тепловых полей.

Феррит – керамический материал, который состоит из оксида железа (Fe_2O_4), смешанного с металлическими элементами, такими как барий (Ba), марганец (Mn), никель (Ni), цинк (Zn). Такие материалы являются электропроводящими ферромагнетиками.

Область применения ферритов в настоящее время все больше расширяется в связи с интенсивным развитием техники высоких частот. Если раньше ферриты использовались лишь в радиотехнике и телевидении, то в настоящее время они нашли применение в технике связи, в запоминающих и вычислительных машинах.

В большом количестве используются магнитомягкие ферриты. Одно из применений – сердечники трансформаторов высокочастотных блоков питания. Помимо сердечников, магнитомягкие ферриты используют как электроды сварочных аппаратов. Малые потери на вихревые токи, большие значения рабочей индукции и большая температура плавления – это требования к сварочным электродам для высокочастотных сварочных аппаратов. По данным требованиям подходят Mn-Zn-ферриты.

Совершенствование ферритов идет по двум направлениям. Во-первых, улучшаются магнитные характеристики ферритов. Во-вторых, проводится синтез ферритов с новыми свойствами, позволяющими применять их в различных устройствах: магнитных усилителях, модуляторах, переключателях, вибраторах. В таких устройствах используется не мощность магнитных характеристик ферритов, а специфичность их свойств. Свойства ферритов во многом определяются особенностями их микроструктуры [1].

В настоящее время разработка методов модификации структуры ферритовых изделий становится актуальной задачей.

Для модификации структуры ферритов применяется термическая обработка, лазерное [2–4], электронное [5–8] и нейтронное облучение [9].

Одним из развивающихся методов модификации структуры ферритовых изделий является электронно-лучевая обработка в форвакуумной области давлений.

Однако при электронно-лучевой обработке происходит неравномерный нагрев облучаемого образца. Температуру поверхностей образца в процессе электронно-лучевого облучения можно определить экспериментально с использованием пирометров или термопар, в то время как температуру в объеме образца можно определить только расчетными методами.

Постановка задачи и ее решение

Ферритовое кольцо облучается электронным пучком в импульсном режиме. Схема процесса облучения показана на рис. 1. Образец представляет собой кольцо с внешним радиусом $R_2 = 6$ мм, внутренним радиусом $R_1 = 4$ мм и высотой $Z = 5$ мм с химическим составом $\text{Mn}_{0,6}\text{Zn}_{0,4}\text{Fe}_3\text{O}_3$.

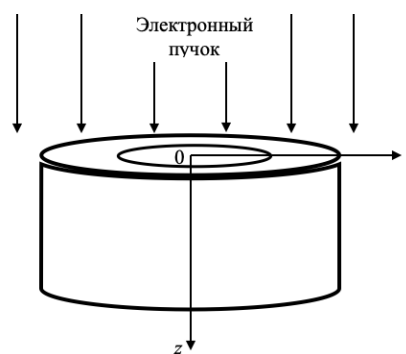


Рис. 1. Схема процесса облучения ферритового кольца электронным пучком

Электронно-лучевая обработка ферритового кольца в импульсном режиме производится широким электронным пучком диаметром 4 см с частотой 0,5 Гц. Ток эмиссии источника электронов $I_e = 24$ А, ускоряющее напряжение $U_a = 9$ кВ.

Мощность электронного пучка в импульсе может быть определена по выражению

$$W_c = I_e \cdot U_a, \quad W_c = 24 \cdot 9 \cdot 10^3 = 216 \text{ кВт}.$$

Плотность мощности пучка в импульсе может быть определена по выражению

$$q_c = \frac{W_c}{S} = \frac{W_c}{\pi r_b^2},$$

где r_b – радиус электронного пучка.

$$q_c = \frac{216000}{\pi \cdot 2^2} = 17,2 \text{ кВт/см}^2.$$

Энергия одного импульса
 $E = W_c \cdot \tau,$

где τ – длительность импульса.

Энергия одного импульса длительностью 1 мс

$$E = 216 \cdot 10^3 \cdot 10^{-3} = 216 \text{ Дж}.$$

Параметры электронного пучка при обработке в непрерывном режиме – ускоряющее напряжение 8 кВ, ток пучка 20 мА.

Моделирование проводилось путем решения уравнения теплопроводности

$$\rho \cdot c \cdot \frac{\delta T}{\delta t} = \lambda \frac{\delta^2 T}{\delta r^2} + \lambda \frac{\delta^2 T}{\delta z^2},$$

где ρ – плотность материала, c – удельная теплоемкость материала, λ – коэффициент теплопроводности материала, r, z – координаты.

В расчете учитывалось излучение со всех поверхностей образца:

$$R_T = \kappa \cdot \sigma \cdot T^4,$$

где κ – коэффициент отражения, σ – постоянная Больцмана.

Уравнение теплопроводности решается методом конечных разностей. Для этого образец был разбит на N_R и N_Z конечных элементов с шагом h_R и h_Z по радиусу и толщине образца соответственно. Время облучения было разделено на конечное число промежутков с шагом τ . Для каждого временного промежутка находилось температурное поле всех элементов по формуле [10]

$$T[i] = \alpha[i] \cdot T[i+1] + \beta[i],$$

где i – номер элемента, в котором находится значение температуры, $T[i]$ – температура i -го элемента, $\alpha[i]$, $\beta[i]$ – прогоночные коэффициенты i -го элемента.

Для определения прогоночных коэффициентов i -го элемента необходимо знать первые прогоночные коэффициенты $\alpha[1]$ и $\beta[1]$, которые находятся из левого граничного условия. Из правого граничного условия находится значение температуры последнего элемента $T[N]$, далее последовательно определяются значения температуры всех остальных элементов.

Начальные условия:

$$t = 0: T = T_0, \quad T_0 = 30 \text{ }^\circ\text{C}.$$

Верхнее граничное условие принимает вид

$$z = 0: -\lambda \frac{\delta T}{\delta z} = q - R_T: \quad \alpha[1] = 1;$$

$$\beta[1] = \frac{(q - \kappa \cdot \sigma \cdot T^4) \cdot h_r}{\lambda},$$

где $q = q_c$ во время импульса, в остальное время $q = 0$.

Нижнее граничное условие принимает вид

$$z = Z: -\lambda \frac{\delta T}{\delta z} = R_T$$

$$T[N_z] = \frac{\lambda \cdot \beta[N_z - 1] - h_z \cdot \kappa \cdot \sigma \cdot T^4}{\lambda \cdot (1 - \alpha[N_z - 1])}.$$

Левое граничное условие принимает вид

$$r = R_1: -\lambda \frac{\delta T}{\delta r} = -R_T: \quad \alpha[1] = 1;$$

$$\beta[1] = \frac{(-\kappa \cdot \sigma \cdot T^4) \cdot h_r}{\lambda}.$$

Правое граничное условие принимает вид

$$r = R_2: -\lambda \frac{\delta T}{\delta z} = R_T;$$

$$T[N_z] = \frac{\lambda \cdot \beta[N_z - 1] - h_z \cdot \kappa \cdot \sigma \cdot T^4}{\lambda \cdot (1 - \alpha[N_z - 1])}.$$

Для оценки распределения температурных полей с помощью построенной модели выбраны Mn-Zn-ферриты марки 2000НМ, теплофизические параметры которых приведены в таблице [11, 12].

Теплофизические параметры ферритов

Параметр	2000НМ Mn-Zn-феррит
Плотность, кг/м ³	4500
Коэффициент теплопроводности, Вт/м·К	650
Удельная теплоемкость, Дж/кг·К	2,8

Обсуждение результатов моделирования

На рис. 2 показаны распределения тепловых полей по глубине образца при облучении непрерывным электронным пучком с различной энергией, полученные в результате моделирования. Режимы подбирались для получения температуры на поверхности от 900 до 1300 °С с шагом 100 °С.

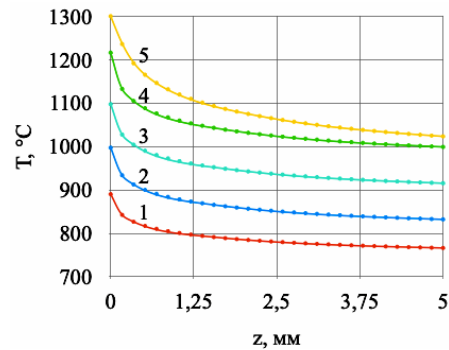


Рис. 2. Распределение температурного поля по глубине образца при облучении непрерывным электронным пучком с различной энергией:
 1 – $U_a=8,2$ кВ, $I_e=20$ мА; 2 – $U_a=8,4$ кВ, $I_e=26$ мА;
 3 – $U_a=8,3$ кВ, $I_e=29$ мА; 4 – $U_a=8,2$ кВ, $I_e=35$ мА;
 5 – $U_a=8,3$ кВ, $I_e=55$ мА

Из рис. 2 видно, что с увеличением мощности пучка увеличиваются температура образца и перепад температур по объему образца от 120 (при температуре поверхности 900 °С, рис. 2, 1) до 300 (при температуре поверхности 1300 °С, рис. 2, 5). При этом температура плавно снижается по всей глубине образца от облучаемой стороны (точка 0 на рис. 1) до необлучаемой.

На рис. 3 показаны распределения тепловых полей по глубине образца при облучении импульс-

ным электронным пучком с различной длительностью импульса после серии из 500 импульсов в результате моделирования.

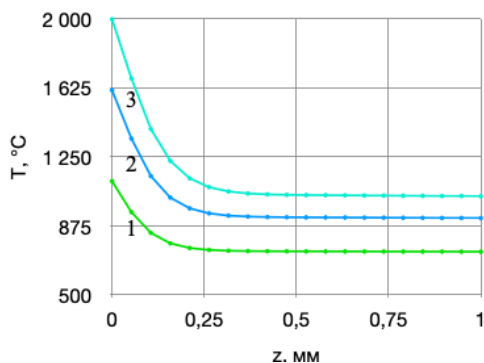


Рис. 3. Распределение температурного поля по глубине образца при облучении импульсным электронным пучком с различной длительностью импульса: 1 – длительность импульса 1 мс; 2 – длительность импульса 2 мс; 3 – длительность импульса 3 мс

Видно, что с увеличением длительности импульса увеличивается температура на поверхности и по всему объему образца. При этом перепад температур по объему образца достигает 900° при обработке импульсным электронным пучком с длительностью импульса 3 мс (см. рис. 3, 3), что значительно выше перепада температур при облучении непрерывным электронным пучком. Кроме того, основная часть перепада температур сконцентрирована в приповерхностном слое с облучаемой стороны образца глубиной порядка 200–300 мкм. Дальше температура по объему образца можно считать постоянной.

Заключение

Результаты численного моделирования тепловых полей в объеме феррита показали, что при облучении непрерывным электронным пучком температура плавно снижается по всей глубине образца от облучаемой стороны до необлучаемой. При этом перепад температур по объему образца оказывается не более 300° .

В случае облучения импульсным электронным пучком перепад температур между облучаемой и необлучаемой поверхностями образца увеличивается до 900° . Однако большая часть тепловой энергии импульсного электронного пучка сконцентрирована в тонком приповерхностном слое образца, глубина которого составляет величину порядка 200–300 мкм. На глубине более 300 мкм перепад температур составляет не более 30° , и температуру можно считать постоянной.

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации, грант FEWM-2021-0013.

Литература

1. Радиопоглощающие свойства никель-цинковых ферритов, синтезированных различными способами / С.А. Вызулин, Д.А. Каликинцев, Е.Л. Мирошниченко,

В.Ю. Бузько, А.И. Горячко // Известия РАН. Сер. физическая. – 2018. – Т. 82, № 8. – С. 1045–1047.

2. Грибков В.Г. Перспективные радиационно-пучковые технологии обработки материалов / В.Г. Грибков, Ф.И. Григорьев, Б.А. Калинин, В.Л. Якушин. – М.: Круглый год, 2001. – 528 с.

3. Гуреев Д.М. Основы физики лазеров и лазерной обработки материалов / Д.М. Гуреев, С.В. Ямщиков. – Самара: Самарский ун-т, 2001. – 392 с.

4. Влияние лазерного излучения на физические свойства монокристаллических пленок феррошпинелей / Л.А. Митлина, В.П. Гаврилин, М.Р. Виноградова, Г.С. Бадртдинов, Ю.В. Великанова // Вестник СамГТУ. – Сер.: Физико-математические науки. – 2009. – В. 1. – С. 198–205.

5. Lysenko E.N. Structural and magnetic properties of lithium-substituted ferrite ceramics sintered by continuous electron beam heating / E.N. Lysenko, V.A. Vlasov, A.V. Malyshev, A.P. Surzhikov // Nuclear Instruments and Methods in Materials, Section B: Beam Interactions with Materials and Atoms. – 2020. – Vol. 470. – PP. 28–31.

6. Surzhikov A.P. Structural, electromagnetic and dielectric properties of lithium-zinc ferrite ceramics sintered by pulsed electron beam heating / A.P. Surzhikov, A.V. Malyshev, E.N. Lysenko, V.A. Vlasov, A.N. Sokolovskiy // Ceramics International. – 2017. – Vol. 43, Iss. 13. – PP. 9777–9782.

7. Каранский В.В. Изменение электрофизических параметров Mn-Zn-ферритов при облучении электронным пучком в форвакуумной области давлений / В.В. Каранский, А.С. Климов // Прикладная физика. – 2017. – № 6. – С. 72–76.

8. Каранский В.В. Электромагнитные свойства Mn-Zn-ферритов, модифицированных низкоэнергетическим электронным пучком / В.В. Каранский, С.В. Смирнов, А.С. Климов, Е.В. Саврук // Прикладная физика. – 2020. – № 2. – С. 71–77.

9. Михайлов Ю.Н. Влияние нейтронного облучения на длинноволновые магнитные возбуждения в $\text{Zn}_{0.60}\text{Ni}_{0.40}\text{Fe}_2\text{O}_4$ -феррите / Ю.Н. Михайлов, В.А. Казанцев // Физика твердого тела. – 2010. – Т. 52, В. 5. – С. 894–897.

10. Кузнецов Г.В. Разностные методы решения задач теплопроводности: учеб. пособие / Г.В. Кузнецов, М.А. Шеремет. – Томск: Изд-во ТПУ, 2007. – 172 с.

11. ГОСТ 24063–80. Ферриты магнитотвердые. Марки и основные параметры. – М.: Изд-во стандартов, 1986. – 12 с.

12. Mn-Zn- и Ni-Zn-ферриты [Электронный ресурс]: Технический портал Qrz.ru. – URL: <https://www.qrz.ru/reference/ferro/ferropribor/zn.shtml> (дата обращения: 01.09.2023).

Климов Александр Сергеевич

Д-р техн. наук, проф. каф. физики
Томского государственного университета
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: klimov@main.tusur.ru

Долгова Анна Викторовна

Магистрант каф. электронных приборов (ЭП) ТУСУРа
Эл. почта: annedolgova@yandex.ru

С.В. Гавриш, А.О. Потапенко, С.Г. Шашковский

Исследование импульсного управляемого разряда в ксеноне

Приведены основные результаты исследования импульсного ксенонового разряда, зажигание которого в пространстве между катодом и анодом осуществляется специальным управляющим электродом. Выполнено подробное описание конструкции газоразрядной лампы и аппаратного обеспечения экспериментов, приведены данные по взаимосвязи напряжения на накопительном конденсаторе с разрядным током и электрической мощностью трехэлектродной лампы. Обоснованы результаты исследований временной зависимости яркости и пиковой силы УФ-излучения от разрядного тока. Установлены электрические режимы работы лампы, при которых наблюдается явление насыщения яркости разряда в УФ-диапазоне.

Ключевые слова: импульсный разряд, газоразрядная лампа, ксенон, управляющий электрод, разрядный контур, накопительный конденсатор, напряжение.

В настоящее время импульсные газоразрядные лампы получили широкое применение в качестве источников излучения от УФ-области до ближнего ИК-диапазона [1]. Новый стимул для развития импульсный разряд получил с внедрением в медицину новой плазменно-оптической технологии обеззараживания воздуха и поверхностей, основанной на высокоинтенсивном излучении сплошного спектра ксеноновой газоразрядной лампой [2, 3]. Эффективность преобразования электрической энергии в излучение существенно зависит от потерь мощности в разрядной цепи, в которой эксплуатируется газоразрядная лампа. Поэтому исключение системы зажигания разряда в лампе из электрической цепи питания источника излучения способствует повышению КПД оптико-электронной системы в целом.

Реализация предлагаемого технического решения возможна только при использовании в конструкции лампы дополнительного управляющего электрода зажигания. Поэтому исследование электрических параметров и характеристик излучения трехэлектродной газоразрядной лампы является актуальной задачей.

Объект исследования

Для проведения экспериментальных исследований были изготовлены шаровые импульсные лампы, конструктивное исполнение которых приведено на рис. 1.

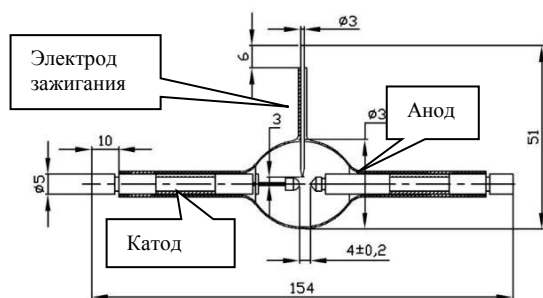


Рис. 1. Конструкция экспериментальной короткодуговой лампы с управляющим электродом

Особенностью конструкции является наличие шаровой колбы из кварцевого стекла, в которой размещены катод и анод на расстоянии 4 мм друг от друга. Внутренний объем разрядной оболочки за-

полнен ксеноном особой чистоты при давлении 4 атм. Перед изготовлением колб экспериментальных ламп используемое кварцевое стекло было проверено на оптическую прозрачность и установлено, что его коэффициент пропускания при длине волны 190 нм составляет более 50%.

Все электроды были изготовлены из вольфрама с различной концентрацией присадки оксида тория. Герметизация электродных узлов осуществлялась по типовой технологии с использованием цилиндра из тонкой молибденовой фольги [4], соединенной с катодом, анодом и электродом зажигания (см. рис. 1). В качестве элемента управления (пробоя межэлектродного промежутка в требуемый момент времени) использовался электрод зажигания, установленный герметично в шаровой колбе перпендикулярно оси плазменного канала на расстоянии 2 мм от нее (см. рис. 1).

Аппаратное обеспечение исследований

Электрическая схема блока питания экспериментальной трехэлектродной ксеноновой лампы приведена на рис. 2.

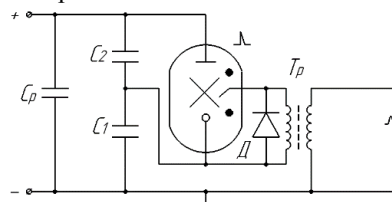


Рис. 2. Блок-схема источника электрического питания исследуемых ламп: C_p , C_1 , C_2 – разрядный и разделительные конденсаторы, D – блокирующий диод, Tr – высоковольтный трансформатор зажигания управляющего разряда

Основной плазменный канал между катодом и анодом формировался за счет разряда накопительного конденсатора C_p ($C_p = 2$ мкФ) при подаче высоковольтного импульса напряжения на электрод зажигания, формируемого трансформатором Tr . Напряжение на рабочем конденсаторе C_p регулировалось в диапазоне от 1,5 до 3 кВ.

Исследование электрических параметров экспериментальных ламп проводилось при помощи пояса Роговского и делителя напряжения, а характеристики излучения в узких спектральных областях

270±20, 430±50, 555±50, 1000±70 нм регистрировались спектрально-энергетическим комплексом «Спектр-1».

Исследование электрических характеристик управляемого ксенонового разряда.

На первом этапе исследовалось влияние на характеристики разрядного столба напряжения на рабочем конденсаторе. На рис. 3 показаны полученные расчетно-экспериментальные результаты.

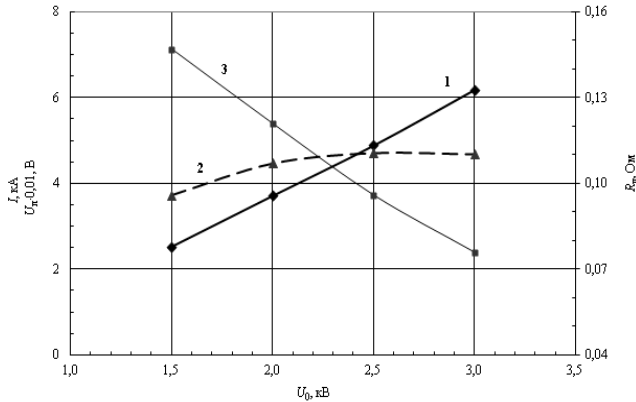


Рис. 3. Влияние напряжения на накопительном конденсаторе на разрядный ток (1), напряжение на лампе (2), сопротивление плазменного канала (3)

Из представленных данных следует:

- При повышении напряжения рабочего напряжения U_0 ток разряда возрастает по линейной зависимости.

Сопротивление разрядного столба R_p , в свою очередь, снижается аналогично току, что связано с повышением температуры плазмы по мере увеличения энергетического вклада в газоразрядную лампу. В результате падения R_p усиливается колебательный характер разрядного тока и, как следствие, происходит падение эффективности передачи энергии из электрической цепи в ксеноновую плазму. В то же время указанный эффект в наших исследованиях не оказал существенного влияния на полученные результаты, так как сопротивление разрядного контура нами обеспечивалось значительно ниже R_p .

- При увеличении напряжения U_0 на накопительном конденсаторе C с 1,5 до 3,0 кВ заметно снижается длительность первого полупериода колебаний разрядного тока с 2,9 до 2,6 мкс, а время максимума тока сокращается с 1,6 до 1,35 мкс. Указанное явление связано с уменьшением времени нарастания τ_m переднего фронта импульса тока, обусловленного ускоренным ростом температуры плазменного канала. Нами подтверждено, что разрядный ток в максимуме I_m с достаточной точностью (2%) можно описать посредством следующего эмпирического соотношения:

$$I_m \approx 1,36 (CU_0 / \tau_m).$$

- На падение напряжения на электродах лампы в максимуме тока практически не оказывает влияния заряд рабочего конденсатора, достигая постоянного значения 470 В при $U_0 = 2,5-3,0$ кВ.

При росте переднего фронта тока в момент $0,7\tau_m$ достигается мощность ксенонового разряда, которая на 20% выше, чем в случае достижения током своего максимума.

В итоге нами установлено, что описанные электрические режимы испытаний характеризуются высокой энергонагруженностью трехэлектродной лампы, т.е. максимальные значения тока достигают от 2,5 до 6,2 кА при τ_m в несколько микросекунд, а пиковые величины электрической мощности разряда находятся в интервале 1,1–3,3 МВт.

Световые характеристики управляемого разряда

Определяющим фактором КПД излучения в требуемом спектральном диапазоне является яркость импульсного разряда. Согласно работе [1], яркость неограниченного плазменного канала, прежде всего, определяется родом рабочего газа. В указанной публикации показано, что максимальную яркость B можно достичь при увеличении электрической мощности разряда в ксеноне. Однако рост P_d дает эффект повышения яркости до определенной величины, далее происходит насыщение зависимости $B = f(P_d)$, т.е. достигается так называемая предельная яркость $B_{пред}$. Для момента достижения 90% предельной яркости в работе [1] установлена зависимость напряжения на рабочем конденсаторе $U_{0,9}$ от параметров разрядного контура

$$U_{0,9} \approx \frac{152}{A} \left(\frac{L \cdot l}{p_0 C_0} \right)^{0,25}, \quad (1)$$

где A – атомная масса рабочего газа; l – межэлектродное расстояние, p_0 – давление инертного газа; C_0 и L – емкость и индуктивность разрядного контура.

Выполненная нами по формуле (1) оценка рабочего напряжения на накопительном конденсаторе, при котором достигается $B_{пред}$, составила величину $U_0 = 1,5$ кВ.

Применение управляемого разряда в ксеноне открывает широкие возможности для получения эффективного источника излучения в УФ-диапазоне. Данное предположение связано с максимальным использованием электрической мощности источника питания газоразрядной лампы из-за отсутствия потерь энергии в цепи ее зажигания. Сопоставление временных характеристик разрядного тока, яркости и пиковой силы УФ-излучения приведено на рис. 4. Из представленных зависимостей видно, что момент достижения максимума яркостью при длине волны 270 нм происходит спустя 0,3 мкс после прохождения током своего пика. Данное явление связано с быстрым поступлением энергии в разряд, когда потери энергии большей частью связаны с теплопроводностью плазмы, а не с ее излучением. В наших исследованиях характеристик управляемого ксенонового разряда установлено, что в УФ-диапазоне от 270 до 430 нм явления насыщения яркости излучения практически не наблюдается.

В частности, показано, что при повышении напряжения на накопительном конденсаторе проис-

ходит рост B , достигая при $U_0 = 3$ кВ максимальных яркостных температур в диапазоне 24–26 кК.

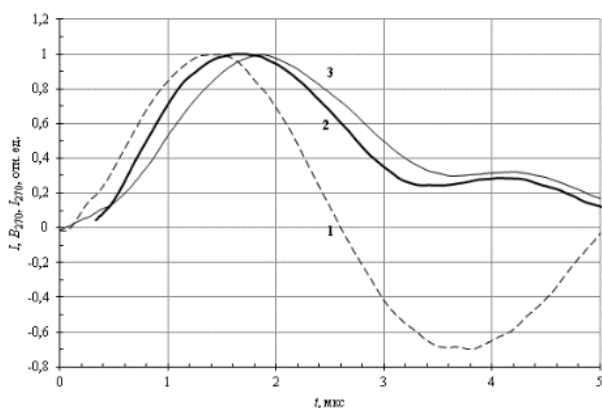


Рис. 4. Временные зависимости разрядного тока (1), яркости B_{270} (2) и силы излучения линии I_{270} (3) ксенонового плазменного канала

При увеличении напряжения на рабочем конденсаторе (мощности лампы) происходит повышение яркостной температуры разряда, но после достижения T_y около 16–20 кК рост замедляется (рис. 5).

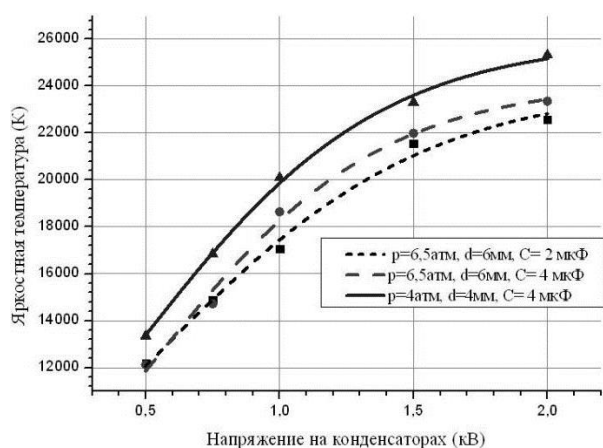


Рис. 5. Зависимость яркостной температуры в УФ-диапазоне от напряжения на лампе

Хорошо известно [5, 6], что импульсный ксеноновый разряд может достигать предельных яркостных температур $T_y = 28500$ – 30000 К. Таким образом, полученное нами расчетно-экспериментальное значение $T_y = 25000$ К является, с учетом погрешности измерений, правомочной величиной. В то же время в этом случае можно ожидать, что максимум излучения (в приближении абсолютно черного тела) расположен в спектральном интервале 100–150 нм, где наблюдается значительное его поглощение кварцевой оболочкой, имеющей границу пропускания

выше 160 нм [7]. Это явление снижает эффективность бактерицидного действия газоразрядной лампы в диапазоне 200–300 нм [2, 3], поэтому потребуются снижение T_y до 20000 К путем уменьшения напряжения U_0 до 1,5 кВ (см. рис. 5), что соответствует полученному нами расчетному значению по формуле (1).

Закключение

В работе впервые изучены электрические параметры и характеристики УФ-излучения трехэлектродной импульсной ксеноновой лампы, которые могут быть полезны разработчикам газоразрядных ламп повышенной эффективности.

Литература.

1. Маршак И.С. Импульсные источники света / И.С. Маршак, А.С. Дойников, В.П. Жильцов и др. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергия, 1978. – 472 с.
2. Вирулицидная активность импульсного ультрафиолетового излучения сплошного спектра в отношении коронавируса SARS-CoV-2 / А.Ю. Зверев, С.В. Борисевич, Д.Н. Масыкин и др. // Медицинский алфавит. – 2020. – №18. – С. 55–58.
3. Исследование бактерицидной эффективности обеззараживания воздуха и открытых поверхностей импульсным ультрафиолетовым излучением сплошного спектра / Я.А. Гольдштейн, А.А. Голубцов, С.Г. Киреев и др. // Медицинский алфавит. – 2017. – № 18, Т.2 – С. 5 – 8.
4. Любимов М.Л. Спаи металла со стеклом. – М.: Энергия, 1968. – 256 с.
5. Басов Ю.Г. Источники накачки микросекундных лазеров. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 240 с.
6. Камруков А.С., Кулебякина А.И. Импульсные ксеноновые лампы. Техника, эксперимент, расчет: учеб. пособие. – М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2011. – 88 с.
7. Оптические материалы для инфракрасной техники / Е.М. Воронкова, Б.Н. Гречушников, Г.И. Дистлер, И.П. Петров. – М.: Наука, 1965. – 335 с.

Гавриш Сергей Викторович

Д-р техн. наук, нач. отд. источников света
НПП «Мелитта», Россия, Москва
Эл. почта: svgrvr@list.ru

Потапенко Алексей Олегович

Науч. сотр. НПП «Мелитта», Россия, Москва
Эл. почта: l_potapenko99@mail.ru

Шашковский Сергей Геннадьевич

Канд. техн. наук, гл. конструктор
НПП «Мелитта», Россия, Москва
Эл. почта: melitta916@gmail.com

Н.С. Кораблев, А.С. Климов

Влияние электронно-лучевой обработки в форвакуумной области давлений на теплопроводность AlN-подложек

Представлено исследование влияния электронно-лучевой обработки на структуру поверхностного слоя алюмонитридной керамики. Показано, что на теплопроводность оказывает сильное влияние температура, при которой происходит процесс облучения электронным пучком.

Ключевые слова: электронно-лучевая обработка, алюмонитридная керамика, форвакуум.

Нитрид алюминия является одним из наиболее перспективных материалов для разработки электронных и оптических приборов, включая светодиоды, лазеры и полупроводниковые устройства. Однако для создания более мощных и высококачественных приборов необходимо провести дополнительные исследования, направленные на улучшение теплопроводности AlN-подложек. Один из способов обработки поверхности алюмонитридных подложек включает в себя использование электронно-лучевой обработки, которая заключается во взаимодействии сфокусированного пучка электронов, направленного на поверхность обрабатываемого материала с целью изменения его структуры и свойств, что способствует улучшению характеристик.

В одной из работ, посвященной исследованию влияния тепловой обработки свойств AlN-подложек, авторы проводили эксперименты, чтобы определить, как влияет время тепловой обработки на тепловые свойства AlN-подложек. Было обнаружено, что высокотемпературный отжиг положительно сказывается на теплопроводности образцов за счёт проявления миграции зёрен [1].

Цель настоящего исследования заключается в изучении влияния электронно-лучевой обработки AlN-подложек в форвакуумной области давлений на их теплопроводность в зависимости от различных режимов обработки.

Методика эксперимента

Форвакуумный плазменный источник электронов устанавливался на верхнем фланце вакуумной камеры установки. Для создания и поддержания вакуума использовался механический насос. Ускоряющее напряжение подавалось на анод и экстрактор источника и варьировалось от 2 до 20 кВ, ток пучка составлял 10–50 мА при токе разряда до 1500 мА. Специальная конструкция ускоряющего промежутка электронного источника позволяла формировать непрерывный электронный пучок.

В качестве объекта исследований использовались подложки алюмонитридной керамики с размерами 12×15 мм и толщиной 1 мм. Подложки обрабатывались электронным пучком, сфокусированным до диаметра 5 мм в области попадания на подложку. Для обеспечения равномерности обработки применялось сканирование электронного пучка по поверхности подложки. Частота сканирования и площадь контролировались магнитной отклоняющей

системой. Обработка проводилась при давлении рабочего газа 10 Па, в качестве рабочего газа использовался гелий. Под действием электронно-лучевой обработки образцы нагревались до температуры от 1300 до 1700 °С, время выдержки составляло 10 с [2].

На рис. 1 приведена схема экспериментальной установки для электронно-лучевой обработки.

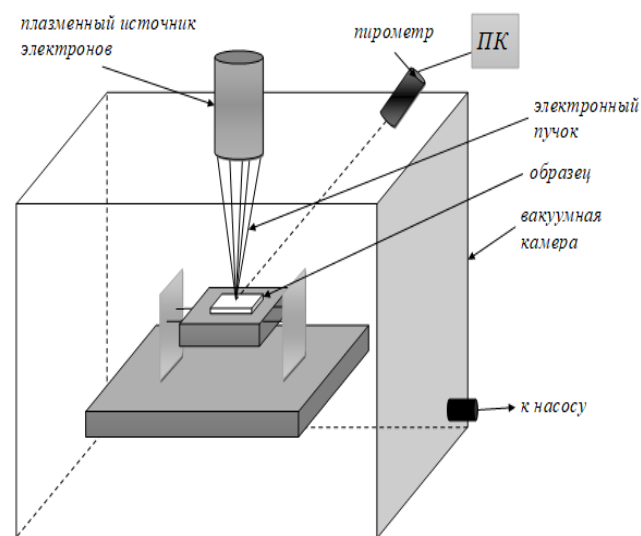


Рис. 1. Схема экспериментальной установки

Теплопроводность образцов измерялась с помощью нагревательной плиты ПЛК-1818 и тепловизора Fluke Ti2000 с погрешностью измерений 2%. Нагревательная плита нагревалась до значений 50 и 500 °С, при этом время снятия результатов оставалось для всех образцов одинаковым для того, чтобы на поверхности установилась равномерная температура.

Расчет коэффициента теплопроводности проводился по следующей формуле:

$$\lambda = \frac{Q \cdot h}{\Delta T \cdot S_{\text{обр}}}, \quad (1)$$

где Q – тепловой поток, Вт/м²; h – толщина образца, м; ΔT – разность температур, °С; $S_{\text{обр}}$ – площадь образца, м².

Результаты экспериментов и их обсуждение

На рис. 2 представлен график зависимости теплопроводности от температуры обработки образцов построенный по полученным результатам.

Таким образом, можно заметить закономерность увеличения теплопроводности образцов относительно исходного от 1,5 до 2 раз.

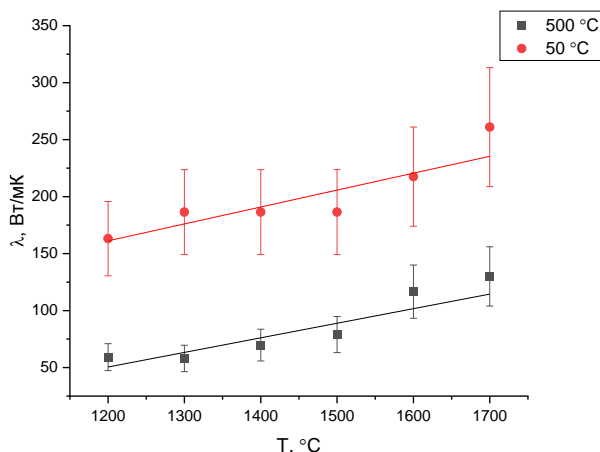


Рис. 2. Зависимость теплопроводности подложек AlN от температуры обработки

Заключение

В результате проведенных исследований можно сделать вывод, что при обработке алюминитридной керамики электронно-лучевым методом теплопроводность керамических подложек на основе нитрида алюминия AlN возрастает от 1,5 до 2 раз после электронно-лучевого облучения в форвакуумной области давлений.

Это связано в основном с рекристаллизацией, а также со снижением уровня микронапряжений до уровня исходного порошка.

Другими словами, уменьшается межзеренное расстояние, соответственно, и границ зерен, поэтому рассеяние фононов на границах зерен уменьшается, а средний свободный пробег увеличивается, что приводит к увеличению теплопроводности.

Работа выполнена при поддержке Министерства высшего образования и науки, FEWM-2023-0012.

Литература

1. Pezzotti G. Effect of extended annealing cycles on the thermal conductivity of AlN/Y₂O₃ ceramics / G. Pezzotti, A. Nakahira, M. Tajika // Journal of the European Ceramic Society. – 2000. – Vol. 20, No. 9. – PP. 1319–1325.
2. Forevacuum-pressure plasma-cathode high-power continuous electron beam source / A.A. Zenin, I.Y. Bakeev, A.S. Klimov, E.M. Oks, V.T. Tran // Review of Scientific Instruments. – 2020. – Vol. 91, No. 3. – P. 033303.

Кораблев Никита Сергеевич

Магистрант каф. ФЭ ТУСУРа

Эл. почта: nik.korablev.201@mail.ru

Климов Александр Сергеевич

Д-р техн. наук, проф. каф. физики ТУСУРа

Эл. почта: klimov@mail.tusur.ru

З.А. Зенкин, А.В. Казаков, Н.А. Панченко

Исследование эмиссии электронов из плазмы дугового разряда в форвакуумном плазменном источнике импульсного электронного пучка

Исследована эмиссия электронов из плазмы дугового разряда в импульсном форвакуумном плазменном источнике электронов при использовании многоапертурного (перфорированного) эмиссионного электрода с мелкоструктурной сеткой, перекрывающей отверстия в электроде. Установлено, что эффективность эмиссии электронов зависит немонотонно от тока дугового разряда. При рассмотренных условиях (давление газа 7–9,6 Па, азот, ускоряющее напряжение 8 кВ) эффективность эмиссии электронов уменьшалась при увеличении тока разряда от 5 до 30 А, затем при дальнейшем увеличении тока разряда (> 30 А) может наблюдаться небольшой рост эффективности эмиссии. При токе разряда менее 30 А эффективность эмиссии оказывается выше при большем давлении газа.

Ключевые слова: эмиссия электронов, плазменный источник электронов, импульсный электронный пучок, форвакуумный диапазон давлений.

Обработка материалов импульсными низкоэнергетичными (не более десятков кэВ) электронными пучками, в результате которой сильно нагревается или оплавляется только поверхностный слой, позволяет осуществлять модификацию поверхностных свойств материалов и изделий [1–4]. Например, обработка сильноточными низкоэнергетичными электронными пучками может обеспечить повышение микротвёрдости и коррозионной стойкости поверхности, а также снижение коэффициента трения [1–4]. Широко используются для генерации импульсных низкоэнергетичных электронных пучков плазменные источники электронов [1, 5–8]. Эти источники можно разделить на устройства с нестационарной (на основе взрывной эмиссии) [6, 7] и квазистационарной [8, 9] эмиссионной плазменной границей. В источниках с квазистационарной эмиссионной границей используются перфорированные электроды либо сетки, стабилизирующие эмиссионную поверхность плазмы, положение которой определяется параметрами плазмы и ускоряющего поля, обеспечивающего извлечение и ускорение электронов. С целью получения большего тока пучка в плазменных источниках с квазистационарной эмиссионной поверхностью используют дуговой разряд с катодными пятнами.

Традиционные плазменные источники электронов, обеспечивающие генерацию импульсных электронных пучков при давлениях 10^{-3} – 10^{-1} Па, позволяют эффективно обрабатывать электропроводящие материалы, например металлы и сплавы [2–4], в то время как обработка диэлектрических (непроводящих) материалов ограничена ввиду зарядки непроводящей поверхности электронным пучком.

Форвакуумные плазменные источники электронов способны генерировать электронные пучки при более высоких давлениях рабочего газа [10], например, при генерации импульсных электронных пучков рабочий диапазон давлений 3–30 Па [10, 11]. При форвакуумных давлениях на пути распространения электронного пучка формируется плотная

пучковая плазма, поток положительных ионов из которой обеспечивает компенсацию отрицательного заряда на непроводящих обрабатываемых пучком поверхностях [12].

Это позволяет использовать форвакуумные источники электронных пучков для практически прямой обработки диэлектриков [12, 13]. С другой стороны, при функционировании форвакуумного источника электронов поток ионов из пучковой плазмы под действием электрического поля, ускоряющего электроны, движется в направлении эмиссионного электрода источника. Поскольку поток ионов движется в противоположную сторону электронному пучку, то его иногда называют «обратным» ионным потоком. Обратный ионный поток, проникая через ячейки эмиссионной сетки (или отверстия в перфорированном эмиссионном электроде), может оказывать существенное влияние на функционирование форвакуумного плазменного источника электронов [10, 14].

Настоящая работа посвящена исследованиям особенностей эмиссии электронов в форвакуумном плазменном источнике электронов при использовании эмиссионного электрода, состоящего из многоапертурного диска, ограничивающего поступление обратного ионного потока в разрядный промежуток, и мелкоструктурной сетки.

Схема экспериментальной установки и методика эксперимента

Для исследований использовался форвакуумный плазменный источник импульсного электронного пучка (рис. 1), описание которого представлено в [11]. В данном источнике для формирования эмиссионной плазмы используется дуговой разряд с катодными пятнами. В конструкцию эмиссионного электрода, который является дискообразным анодом разрядной системы с эмиссионным окном, перекрытым сеткой (либо двумя сетками с разным размером ячеек), были внесены изменения. В настоящей работе эмиссионное окно (диаметр 114 мм) в дискообразном аноде было перекрыто многоапертурным

(перфорированным) диском из нержавеющей стали с 313 отверстиями диаметром 4 мм (толщина диска 2 мм) и со стороны ускоряющего промежутка дополнительно мелкоструктурной сеткой (размер ячеек $0,3 \times 0,3 \text{ мм}^2$) из нержавеющей стали. Данная сетка перекрывает отверстия в перфорированном диске. Таким образом, стабилизация границы плазмы осуществляется многоапертурным (перфорированным) эмиссионным электродом с мелкоструктурной сеткой, перекрывающей отверстия в электроде.

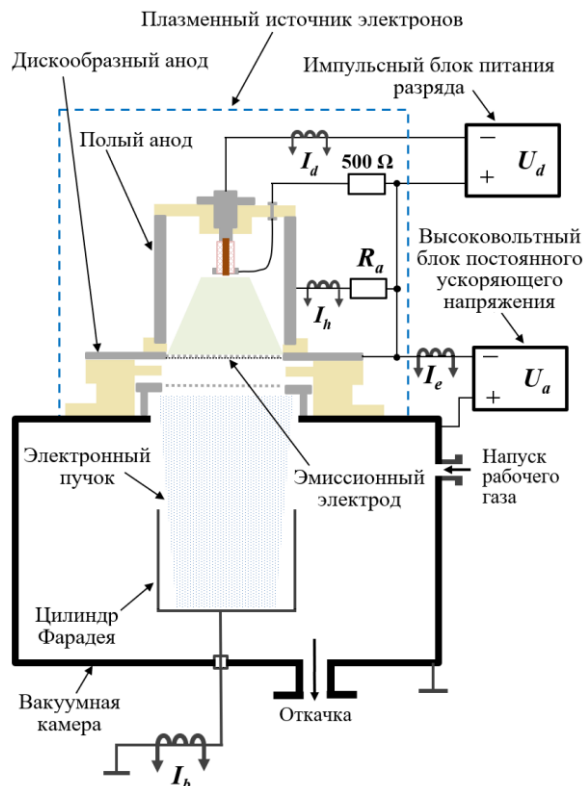


Рис. 1. Схема экспериментальной установки

Полый анод и дискобразный анод с эмиссионным окном, перекрытым перфорированным диском и сеткой, электрически разделены изолятором. Полый анод подключался к системе питания через сопротивление $R_a = 5 \text{ Ом}$, также в цепи подключения был установлен трансформатор тока, что позволяло измерять ток I_h через полую часть анода. Система питания источника электронов включает в себя импульсный блок питания разряда и высоковольтный блок постоянного напряжения.

В настоящей работе ток I_d дугового разряда варьировался от 5 до 80 А при длительности импульса 500 мкс и частоте следования импульсов 1 Гц, а ускоряющее напряжение U_a было 8 кВ. Рабочий газ поступал в источник электронов из вакуумной камеры, на которой он размещался. Скорость откачки вакуумной камеры с помощью форвакуумного насоса была постоянной, а давление p газа в ней и, соответственно, в источнике электронов, регулировалось скоростью подачи азота. Для измерения тока I_d разряда, тока I_e эмиссии и тока I_b пучка, принимаемого цилиндром Фарадея, использовались трансформаторы тока.

Экспериментальные результаты и их анализ

Зависимости токов I_e , I_h и I_b от тока дугового разряда при давлении $p = 8 \text{ Па}$ представлены на рис. 2 (значения токов усреднены по импульсу). Ток I_e эмиссии и ток I_b электронного пучка монотонно увеличиваются по мере роста тока I_d разряда, однако ток через полую часть анода I_h достигает «насыщения» при $I_d > 20 \text{ А}$. Ток I_b пучка меньше тока эмиссии вследствие потерь на ускоряющем электроде, процессов рассеяния электронов на рабочем газе и ударной электронной ионизации газа.

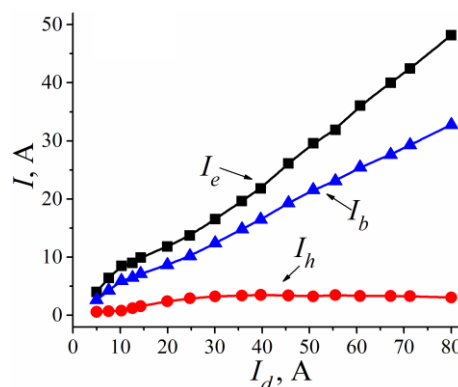


Рис. 2. Зависимости тока I_e эмиссии, тока I_b электронного пучка и тока I_h через полую часть анода от тока I_d разряда при $p = 8 \text{ Па}$

При исследовании влияния давления p газа рассмотрим зависимости эффективности эмиссии электронов η и доли тока I_h/I_d , протекающего через полую часть анода, от тока разряда I_d . Эффективность эмиссии будем оценивать как отношение тока эмиссии к току разряда ($\eta = I_e/I_d$). При использовании эмиссионного электрода, состоящего из многоапертурного диска и мелкоструктурной сетки, зависимость эффективности эмиссии η от тока I_d разряда оказывается немонотонной (рис. 3). Сначала при увеличении тока I_d от 5 А наблюдается уменьшение η , но при $I_d > 30 \text{ А}$ может наблюдаться небольшой рост эффективности η при дальнейшем увеличении I_d . При этом при I_d менее 30 А эффективность эмиссии заметно увеличивается с ростом p , но при $I_d > 30 \text{ А}$ отличие в эффективности η не существенно при различных p .

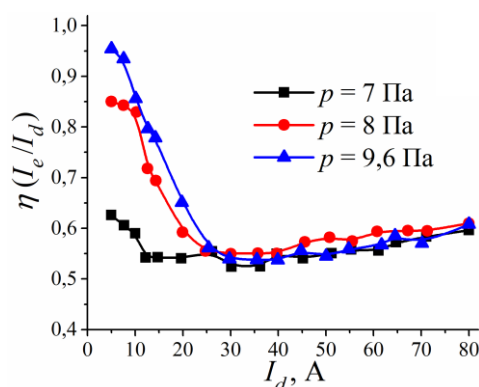


Рис. 3. Зависимость эффективности эмиссии электронов η (I_e/I_d) от тока I_d разряда при различных давлениях p

Характер зависимости доли тока I_h/I_d , протекающего через полую часть анода, оказывается еще более сложным (рис. 4). При увеличении тока I_d от 5 до 10 А наблюдается уменьшение доли тока I_h/I_d , затем при $I_d > 10$ А наблюдается рост I_h/I_d .

Однако затем при достижении некоторого тока I_d^* вновь наблюдается уменьшение доли тока I_h/I_d . При этом величина тока I_d^* , при котором вновь наблюдается уменьшение I_h/I_d , смещается в сторону большего тока при увеличении давления газа. При $I_d > I_d^*$ величина доли тока I_h/I_d несущественно отличается при различных p . Однако при $I_d < I_d^*$ доля тока I_h/I_d увеличивается при снижении давления p .

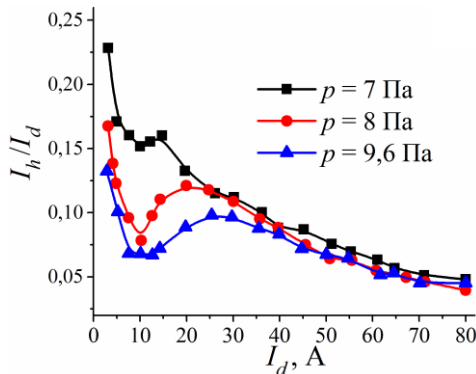


Рис. 4. Зависимость доли тока, протекающего через полую часть анода, от тока I_d разряда при различном давлении p

Немонотонные зависимости η и I_h/I_d от тока I_d разряда и существенное влияние давления p при $I_d < 30$ А, по-видимому, обусловлены следующими процессами. Первый процесс связан со стабилизацией эмиссионной поверхности плазмы. Положение эмиссионной поверхности плазмы определяется равенством газокINETического давления разрядной плазмы и давления электрического поля [1]. При увеличении тока I_d разряда газокINETическое давление плазмы увеличивается, что при неизменном ускоряющем напряжении приводит к движению эмиссионной поверхности плазмы в сторону ускоряющего промежутка.

Второй процесс связан с влиянием обратного ионного потока из ускоряющего промежутка и области транспортировки электронного пучка. Ионный поток, частично проникая в разрядный промежуток источника через эмиссионный электрод, оказывает влияние на эмиссию электронов [10, 14, 15].

В частности, при использовании сеточного электрода данный ионный поток может приводить к росту плотности плазмы вблизи эмиссионного электрода и росту положительного потенциала плазмы, что приводит к увеличению эффективности эмиссии электронов [15]. Сочетание этих двух процессов оказывает влияние на положение эмиссионной поверхности плазмы, которая при определенных условиях может располагаться в отверстиях многоапертурного электрода, при этом «обратный» ионный поток еще может приводить к изменению потенциала плазмы.

Заключение

Проведены исследования эмиссии электронов из плазмы дугового разряда в форвакуумном плазменном источнике электронов при использовании эмиссионного электрода, состоящего из многоапертурного диска и мелкоструктурной сетки, перекрывающей отверстия в диске. Установлено, что эффективность эмиссии электронов и доля тока, протекающего через полую часть анода, немонотонно зависят от тока дугового разряда.

В условиях проведенных исследований при увеличении тока разряда от 5 до 30 А эффективность эмиссии электронов уменьшалась, затем при дальнейшем увеличении тока разряда (> 30 А) может наблюдаться небольшой рост эффективности эмиссии. При этом для разрядных токов менее 30 А эффективность эмиссии растет при увеличении давления газа. Зависимости для доли тока через полую часть анода свидетельствуют о влиянии тока разряда и давления газа на перераспределение разрядного тока с анода источника в ток эмиссии.

Работа поддержана грантом Министерства науки и высшего образования Российской Федерации № FEWM-2021-0013.

Литература

1. Окс Е.М. Источники электронов с плазменным катодом: физика, техника, применения. — Томск: Изд-во НТЛ, 2005. — 216 с.
2. Модификация поверхностных слоев металлических материалов низкоэнергетическими сильнотоковыми электронными пучками / В.П. Ротштейн, Д.И. Проскуровский, Г.Е. Озур, Ю.Ф. Иванов. — Новосибирск: Наука, 2019. — 348 с.
3. The effect of high-current pulsed electron beam on phase formation and surface properties of chromium/copper system / C. Zhang, N. Tian, L. Li, Z. Yang, P. Lv, J. Yunxue, H. Zhua, Q. Guan // Vacuum. — 2020. — Vol. 174, Art. No. 109222.
4. Surface microstructure modifications and in-vitro corrosion resistance improvement of a WE43 Mg alloy treated by pulsed electron beams / X. Zhang, K. Zhang, J. Zou, P. Yan, L. Song, Y. Liu // Vacuum. — 2020. — Vol. 173, Art. No. 109132.
5. Щанин П.М. Источники заряженных частиц с плазменным эмиттером. — Екатеринбург: УИФ Наука, 1993. — 150 с.
6. Озур Г.Е. Обзор последних результатов по генерации низкоэнергетических сильнотоковых электронных пучков // Известия вузов. Физика. — 2014. — Т. 57, № 11-3. — С. 288–292.
7. Кизириди П.П., Озур Г.Е. Взрывоэмиссионные катоды с резистивной развязкой для сильнотоковых плазменно-наполненных диодов // Приборы и техника эксперимента. — 2019. — № 4. — С. 67–72.
8. Источник электронов с многодуговым плазменным эмиттером для получения мегаваттных пучков субмиллисекундной длительности / М.С. Воробьев, С.А. Гамермаистер, В.Н. Девятков, Н.Н. Коваль, С.А. Сулакшин, П.М. Щанин // Письма в ЖТФ. — 2014. — Т. 40, вып. 12. — С. 12–30.
9. Девятков В.Н., Коваль Н.Н. Плазменный сеточный катод на основе контрагированного дугового разряда низкого давления в неоднородном магнитном поле // Известия

высших учебных заведений. Физика. – 2017. – Т. 60, № 10-2. – С. 32–38.

10. Опыт разработки и применения форвакуумных плазменных электронных источников / В.А. Бурдовицин и др. // Доклады ТУСУРа. – 2016. – Т. 19, № 2. – С. 5–10.

11. Broad-beam plasma-cathode electron beam source based on a cathodic arc for beam generation over a wide pulse-width range / A.V. Kazakov, A.V. Medovnik, E.M. Oks, N.A. Panchenko // Review of Scientific Instruments. – 2020. – Vol. 91, Art. No. 093304.

12. 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, Art. No. 055003.

13. Структура поверхности алюмооксидной керамики при облучении импульсным электронным пучком / В.А. Бурдовицин, Э.С. Двилис, А.В. Медовник, Е.М. Окс, О.Л. Хасанов, Ю.Г. Юшков // Журнал технической физики. – 2013. – Т. 83, № 1. – С. 117–120.

14. Influence of gas pressure on electron beam emission current of pulsed cathodic-arc-based forevacuum plasma electron source / V.A. Burdovitsin, A.V. Kazakov, A.V. Medovnik,

E.M. Oks // Physics of Plasmas. – 2017. – Vol. 24, Art. No. 093109.

15. Медовник А.В., Бурдовицин В.А., Окс Е.М. Формирование импульсного электронного пучка в системе с плазменным катодом в форвакуумной области давлений // Известия вузов. Физика. – 2010. – Т. 53, № 2. – С. 27–32.

Зенкин Захар Алексеевич

Студент каф. ЭП Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: zenichfour@gmail.com

Казakov Андрей Викторович

Канд. техн. наук, с.н.с. каф. физики ТУСУРа
Эл. почта: andrykazakov@gmail.com

Панченко Николай Алексеевич

Канд. физ.-мат. наук, доцент каф. физики ТУСУРа
Эл. почта: panchenkona@vtomske.ru

И.Ю. Бакеев, С.П. Миклин

Электрическая прочность ускоряющего промежутка форвакуумного плазменного источника непрерывного электронного пучка

Представлены результаты исследования электрической прочности ускоряющего промежутка источника непрерывного электронного пучка, функционирующего в форвакуумной области давлений. Для различных геометрий ускоряющего промежутка продемонстрированы предельные режимы работы источника, при котором сохраняется его работоспособность. На основе опытного сравнения продемонстрирована возможность повышения предельного давления в форвакуумном источнике по сравнению с исходной геометрией высоковольтного изолятора и экстрактора.

Ключевые слова: форвакуумный плазменный источник, электронный пучок, эмиссия из плазмы, ускоряющий промежуток, электрическая прочность.

Электронные источники с плазменным катодом представляют собой электронно-лучевые устройства, основанные на эмиссии электронов из плазмы тлеющего или дугового разрядов [1–5]. Плазменные источники электронов не критичны к составу газовой атмосферы и изменению вакуумных условий, имеют большой ресурс и высокую плотность эмиссионного тока. Повышенная по сравнению с термокатодными источниками температура электронов пучка не позволяет получить с помощью таких источников пучки с высокой яркостью, характерной для термокатодных источников.

Однако исследования, проведенные в последнее время, показывают, что это различие становится не таким уж и большим [6, 7]. В настоящее время разработано достаточно большое число плазменных электронных источников, отличающихся по конструкции, параметрам и областям применения [3–7]. Среди наиболее востребованных применений плазменных источников электронов можно выделить сварку, плавку металлов и сплавов, размерную обработку и испарение с последующим нанесением покрытий, обработку медицинских инструментов и даже обеззараживание пищевых продуктов [8, 9].

Особое место в ряде плазменных источников электронов занимают так называемые форвакуумные плазменные источники, позволяющие напрямую обрабатывать непроводящие материалы – диэлектрики (керамика, полимеры, стекла и др.) [10–12]. Давление, при котором функционируют такие источники, на один два порядка величины превышает рабочее обычных плазменных источников электронов и лежит в диапазоне от единиц до десятков паскаль [13], что обеспечивается специальной геометрией высоковольтного изолятора, имеющего форму керамического диска с отверстием для прохождения пучка.

Процессы ионизации рабочего газа при повышенных давлениях в результате прохождения электронного пучка приводят к образованию пучковой плазмы, способствующей нейтрализации облучаемой электронным пучком диэлектрической поверхности.

Интерес к задачам использования форвакуумных плазменных источников для технологической плавки высокотемпературных диэлектриков, сопровождаемой интенсивным испарением, более остро ставит вопрос обеспечения электрической прочности ускоряющего промежутка при заметно повышающихся давлениях как в рабочей камере, так и в форвакуумном источнике. В настоящей работе изложены исследования, направленные на повышение электрической прочности форвакуумного плазменного источника за счет модернизации геометрии ускоряющего промежутка.

Схема экспериментальной установки

Схема макета форвакуумного плазменного источника непрерывного электронного пучка, на котором проводились исследования электрической прочности ускоряющего промежутка, представлена на рис. 1.

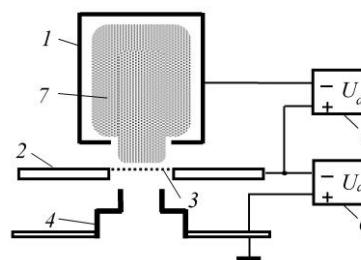


Рис. 1. Электродная и электрическая схема форвакуумного плазменного источника непрерывного электронного пучка: 1 – полый катод; 2 – анод; 3 – эмиссионная решетка; 4 – экстрактор; 5 – источник питания разряда; 6 – источник ускоряющего напряжения; 7 – эмиссионная плазма

Разрядный промежуток форвакуумного плазменного источника образован полым катодом 1 и анодом 2. В аноде 2 выполнено эмиссионное окно, перекрытое танталовой эмиссионной решеткой 3 толщиной 1 мм со 120 отверстиями диаметром 0,7 мм, распределенными равномерно.

Ускоряющий промежуток образован анодом 2 и экстрактором 4, разделение которых осуществлялось керамическим высоковольтным изолятором (на рис. 1 не показан) различной геометрии. Электрическое питание форвакуумного источника осуществлялось

источником питания разряда 5 и источником ускоряющего напряжения 6. Ускоряющее напряжение в экспериментах составляло 15 кВ. Ток пучка оценивался по току эмиссии I_e , измеряемого в цепи источника ускоряющего напряжения и управляемого концентрацией эмиссионной плазмы 7 вблизи эмиссионных отверстий (током тлеющего разряда с полым катодом).

Вакуумная камера откачивалась механическим насосом. После этого в камеру дозированно напускался рабочий газ (воздух), до достижения необходимого давления p .

Используемые в экспериментах конфигурации высоковольтного изолятора 8 и экстрактора 4, образующих наряду с анодом 2 и эмиссионной решеткой 3 ускоряющий промежуток, представлены на рис. 2 и 3.

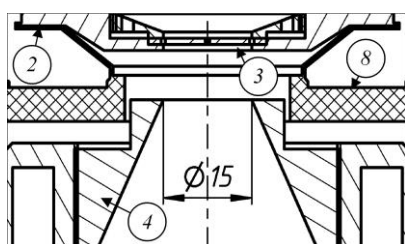


Рис. 2. Исходная конфигурация ускоряющего промежутка (геометрия № 1): 2 – анод; 3 – эмиссионная решетка; 4 – экстрактор; 8 – высоковольтный изолятор

Основная идея, заключенная в проведенных исследованиях по увеличению электрической прочности ускоряющего промежутка, заключалась в отдалении внутренней поверхности стенок отверстия в дисковом изоляторе от области формирования электронного пучка. В исходной геометрии ускоряющего промежутка (см. рис. 2) на внутренней поверхности отверстия высоковольтного изолятора после длительной работы источника обнаруживалась пленка, вероятно образованная продуктами осаждения как испаряемого пучком материала, так и с поверхностей анода и экстрактора. Толщина данной пленки экспериментально коррелировала с уменьшением предельных параметров источника, что косвенно указывает на участие внутренней поверхности высоковольтного изолятора и образуемой пленки в пробоях ускоряющего промежутка.

Отдаление внутренней поверхности высоковольтного изолятора осуществлялось увеличением диаметра отверстия. При этом исследование результата данного изменения формы изолятора осуществлялось для двух вариаций экстрактора: с плоской торцевой поверхностью (см. рис. 3, а) и экстрактором с дополнительными стенками, полностью экранирующими внутреннюю поверхность высоковольтного изолятора от рабочей области ускоряющего промежутка. Для всех случаев обеспечивались одинаковые ключевые расстояния ускоряющего промежутка: диаметр отверстия в экстракторе – 15 мм; расстояние между анодом и плоскостью отверстия в экстракторе для прохождения электронного пучка – 8 мм.

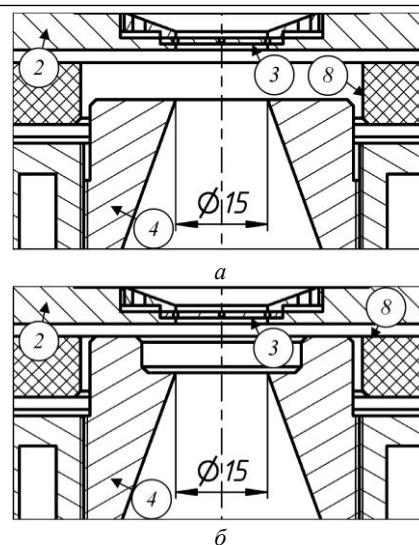


Рис. 3. Модернизированные конфигурации ускоряющего промежутка (а – плоский экстрактор (геометрия № 2); б – экстрактор с дополнительными стенками (геометрия № 3)): 2 – анод; 3 – эмиссионная решетка; 4 – экстрактор; 8 – высоковольтный изолятор

Результаты эксперимента

Исследования влияния конфигурации ускоряющего промежутка на его электрическую прочность в форвакуумном плазменном источнике непрерывного электронного пучка осуществлялись на основе измерений предельных давлений рабочего газа p_{\max} в камере и источнике. Так, при функционировании разряда и включенном ускоряющем напряжении выставлялось давление 3,5 Па. Током разряда фиксировалось интересное значение тока эмиссии I_e , после чего плавным увеличением напуска газа в камеру и одновременной корректировки разрядным током для постоянства значения тока эмиссии I_e осуществлялась фиксация давления p_{\max} , при котором возникают пробои ускоряющего промежутка, регистрируемые по резкому скачку тока в цепи высоковольтного источника и просадке ускоряющего напряжения. Полученные зависимости предельного давления p_{\max} от тока эмиссии I_e представлены на рис. 4.

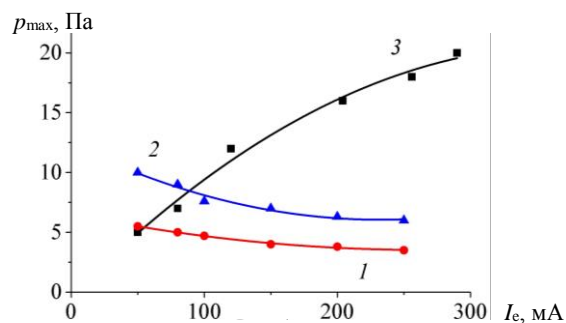


Рис. 4. Зависимости максимального давления рабочего газа p_{\max} от тока эмиссии I_e для различных конфигураций ускоряющего промежутка:

- 1 – исходная геометрия № 1 (см. рис. 2);
- 2 – модернизированная геометрия № 2 (см. рис. 3, а);
- 3 – модернизированная геометрия № 3 (см. рис. 3, б)

Как видно на рис. 4, кривая 1, зависимость максимального давления от тока эмиссии является монотонно спадающей. Чем больше ток эмиссии, тем интенсивнее происходят ионизационные процессы в ускоряющем промежутке и больше величина обратного ионного потока, бомбардирующая поверхность эмиссионной решетки. Все это в совокупности ослабляет электрическую прочность и приводит к необходимости уменьшения давления в плазменном источнике для предотвращения пробоев.

Проведенные исследования продемонстрировали улучшение электрической прочности при использовании высоковольтного изолятора с большим отверстием. Так, для геометрии ускоряющего промежутка № 2 в случае экстрактора с плоским торцом наблюдается заметное повышение предельных давлений (кривая 2 на рис. 4) по сравнению с исходной геометрией (кривая 1 на рис. 4). При малом токе эмиссии I_e порядка 50 мА предельное давление повышается с 5 Па (кривая 1) до 10 Па (кривая 2). В остальном наблюдается аналогичная тенденция зависимости $p_{\max}(I_e)$, что и для исходной геометрии: предельное давление уменьшается при росте тока эмиссии (кривая 2 на рис. 4).

Кардинально отличаются результаты для геометрии ускоряющего промежутка № 3, в которой в экстракторе используются дополнительные стенки, закрывающие высоковольтный изолятор от области ускоряющего промежутка. Так, из кривой 3 на рис. 4 видно, что для данной геометрии зависимость $p_{\max}(I_e)$ становится монотонно растущей. Причем для малых токов эмиссии (менее 80 мА) данная геометрия обеспечивает предельные давления меньше, чем для аналогичной геометрии высоковольтного изолятора, но с плоским торцом экстрактора (кривая 2). При токах эмиссии более 100 мА обеспечиваются значительно превышающие другие случаи максимальные давления, причем при токах эмиссии свыше 200 мА рабочие давления могут составлять 15–20 Па.

Настолько противоположный результат, обеспечиваемый геометрией № 3, может быть объяснен в рамках следующих соображений. Результирующее повышение предельного давления при относительно больших токах эмиссии достигается практически полной защитой высоковольтного изолятора от частиц из ускоряющего промежутка дополнительными стенками экстрактора. Поэтому повышающаяся интенсивность ионизационных процессов в области формирования электронного пучка по мере повышения эмиссии в данном случае не приводит к способствованию пробоя ускоряющего промежутка, который, видимо, происходил для прочих геометрий преимущественно по поверхности высоковольтного изолятора.

С другой стороны, явные ухудшения электрической прочности для геометрии № 3 для малых токов эмиссии могут быть обусловлены наличием малого 2 мм зазора между анодом и дополнительными стенками экстрактора (см. рис. 3), в котором сосре-

доточено поле со значительно большей напряженностью, по сравнению с другими областями ускоряющего промежутка. Электрическая прочность такого малого зазора с высокой напряженностью обусловлена состоянием поверхностью образующих электродов, на которых могут адсорбироваться молекулы газа или продукты прочих испарений. Рост предельного давления (улучшение электрической прочности) при росте тока эмиссии обусловлен в данном случае дополнительной очисткой поверхностей анода и экстрактора потоками ионизованных частиц, а также сильным нагревом эмиссионной решетки, стимулирующим десорбцию поверхностей анода, обращенных в сторону ускоряющего промежутка.

Заключение

В работе представлены результаты исследования электрической прочности ускоряющего промежутка источника непрерывного электронного пучка, функционирующего в форвакуумной области давлений. Для различных геометрий ускоряющего промежутка продемонстрированы предельные режимы работы источника, при котором сохраняется его работоспособность. Модернизация конфигурации ускоряющего промежутка форвакуумного источника сводилась к увеличению отверстия в высоковольтном керамическом изоляторе, нацеленному на удаление внутренних стенок изолятора на большее расстояние относительно области формирования электронного пучка. Также сравнение электрической прочности было произведено для двух геометрий экстрактора: для экстрактора с плоским торцом и для экстрактора, имеющего дополнительные стенки, закрывающие высоковольтный изолятор от основной области ускоряющего промежутка. На основе опытного сравнения продемонстрирована возможность кратного повышения предельного давления в форвакуумном источнике по сравнению с исходной геометрией высоковольтного изолятора и экстрактора.

Литература

1. Plasma-cathode electron source based on a low-pressure arc discharge in the mode of the emission current enhancement / T.V. Koval, V.N. Devyatkov, B.H. Nguyen, V.V. Uglov // High Temperature Material Processes: An International Quarterly of High-Technology Plasma Processes. – 2015. – Vol. 19, No. 1.
2. Окс Е.М. Источники электронов с плазменным катодом: физика, техника, применения. – Томск: Изд-во НТЛ, 2005. – 156 с.
3. Gavrilov N.V. Improvement of the efficiency of a glow discharge-based ion emitter with oscillating electrons / N.V. Gavrilov, D.R. Emlin // Technical Physics. – 2003. – Vol. 48. – No. 9. – PP. 1186–1191.
4. Generation of high-current electron beams by a hollow cathode with a ferroelectric plasma source / J.Z. Gleizer, A. Krokhmal, Y.E. Krasik, J. Felsteiner // The European Physical Journal D-Atomic, Molecular, Optical and Plasma Physics. – 2003. – Vol. 26, No. 3. – PP. 285–295.
5. 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.

6. Generation of narrow focused beams in a plasma-cathode electron gun / S.Y. Kornilov, I.V. Osipov, N.G. Rempe // Instruments and Experimental Techniques. – 2009. – Vol. 52. – PP. 406–411.

7. Burdovitsin V.A. Fore-vacuum plasma-cathode electron sources / V.A. Burdovitsin, E.M. Oks // Laser and particle beams. – 2008. – Vol. 26, No. 4. – PP. 619–635.

8. Electron beam welding-Techniques and trends–Review / M.S. Węglowski, S. Błacha, A. Phillips // Vacuum. – 2016. – Vol. 130. – PP. 72–92.

9. 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.

10. Generation of high-power-density electron beams by a forevacuum-pressure plasma-cathode electron source / I. Yu. Bakeev, A. S. Klimov, E. M. Oks, A. A. Zenin // Plasma Sources Science and Technology. – 2018. – Vol. 27, No. 7. – P. 075002.

11. Electron beam welding of ceramic to metal using fore-vacuum plasma electron source / A.K. Goreev, V.A. Burdovitsin, A.S. Klimov, E.M. Oks // Inorganic materials: applied research. – 2012. – Vol. 3. – PP. 446–449.

12. The possibilities of dimensional electron-beam processing as applied to selective sintering of oxide ceramics in the forevacuum pressure range / I.Y. Bakeev, E.S. Dvilis, A.S. Klimov, E.M. Oks, A.A. Zenin // Journal of Physics: Conference Series. – IOP Publishing, 2018. – Vol. 945, No. 1. – P. 012016.

13. Generating stationary electron beams by a forevacuum plasma source at pressures up to 100 Pa / A.A. Zenin, A.S. Klimov, V.A. Burdovitsin, E.M. Oks // Technical Physics Letters. – 2013. – Vol. 39. – PP. 454–456.

Бакеев Илья Юрьевич

Канд. техн. наук, с.н.с. лаб. плазменной электроники
каф. физики ТУСУРа
Эл. почта: bakeeviyu@mail.ru

Миклин Сергей Павлович

Студент каф. ЭП ТУСУРа
Эл. почта: frozenzezik@gmail.com

К.И. Карпов, Л.Ж. Нгон А Кики

Реактивное электронно-лучевое осаждение пленок оксида алюминия

Показано, что при испарении алюминия в кислородной среде температура подложки оказывает существенное влияние на величину оптической ширины запрещенной зоны и микротвердости осажденной пленки. Характер влияния определяется отношением p/v давления кислорода к скорости осаждения. Показано, что пленки, обладающие шириной запрещенной зоны более 5 эВ, характеризуются небольшими значениями микротвердости. Анализ микрофотографий показал, что указанные пленки имеют более «рыхлую» структуру нежели пленки с шириной запрещенной зоны менее 3,8 эВ.

Ключевые слова: электронный пучок, электронно-лучевое испарение, осаждение оксида алюминия, влияние температуры осаждения.

Свойства веществ в тонкопленочном состоянии в значительной степени определяются способом их формирования [1]. В частности, при получении пленок методом вакуумного осаждения существенна роль температуры подложки. Есть основания ожидать такого влияния и для реактивного осаждения [2]. В настоящей работе исследуется влияние температуры осаждения на параметры пленок оксида алюминия, получаемых электронно-лучевым испарением алюминия в кислородной среде.

Аппаратура и методика

Эксперимент проводился на установке, схема и внешний вид которой приведены на рис. 1. Для генерации эмиссионной плазмы использовался форвакуумный плазменный источник 1, расположенный на верхнем фланце вакуумной камеры, изготовленной из нержавеющей стали. Формирование электронного пучка 3 осуществлялось при помощи ускоряющего напряжения U_a , а фокусировка – магнитной линзой 4. В результате электронно-лучевого испарения алюминия 5, расположенного в графитовом тигле 6, образовавшиеся продукты испарения осаждались на три подложки 7, расположенные в собственных нагревателях, оснащенных термопарами 8. Подложки, изготовленные из оптического кварца размером $20 \times 10 \times 2$ мм³, предварительно подвергались кипячению в ацетоне и в дистиллированной воде с последующей сушкой.

Для измерения толщины осажденного покрытия использовался интерферометр МИИ-4, спектра пропускания – спектрофотометр СФ-2000, а микротвердость определялась с использованием микротвердомера ПМТ-3. В качестве рабочего газа использовался кислород, который напускался в камеру после её предварительной откачки. Как показано в нашей предыдущей работе [3], электрические свойства осажденных покрытий определяются отношением p/v давления кислорода p к скорости осаждения v . Настоящая работа посвящена исследованию влияния температуры подложки в процессе осаждения на значения ширины запрещенной зоны и микротвердости осажденной пленки для двух принципиально различных режимов осаждения. В частности, при значениях параметра p/v равного 0,21 и 0,04 Па·мин/мкм.

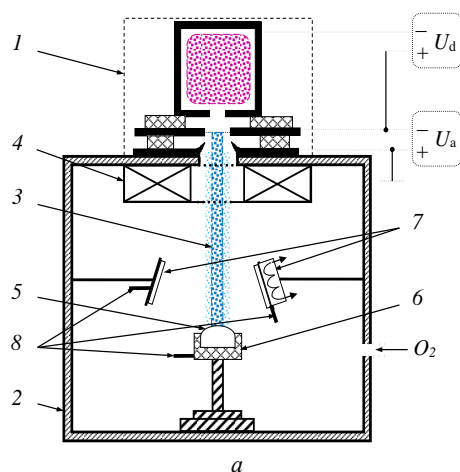


Рис. 1. Схема (а) и внешний вид (б) экспериментальной установки

Результаты измерений и их обсуждение

Определение оптической ширины запрещенной зоны осажденной пленки осуществлялось исходя из соответствующих спектров пропускания. При этом экспериментальные данные оказываются линейными в координатах α^2 , $h\nu$, где α – коэффициент поглощения, $h\nu$ – энергия кванта света. В этом случае ширина запрещенной зоны определяется путем экстраполяции прямой до пересечения с осью абсцисс.

Результаты температурного влияния на величину ширины запрещенной зоны и твердости поверхности осажденных пленок представлены на рис. 2.

Согласно рис. 2, характер зависимости ширины запрещенной зоны от температуры подложки определяется параметром p/v . В частности, при значении 0,21 Па·мин/мкм имеет место монотонный спад, в то время как при значении 0,04 Па·мин/мкм наблюдается слабый рост указанной зависимости.

Представляется интересным отметить несколько иное влияние температуры на микротвердость осажденных покрытий. Действительно, вне зависимости от параметра p/v с ростом температуры подложки микротвердость монотонно возрастает.

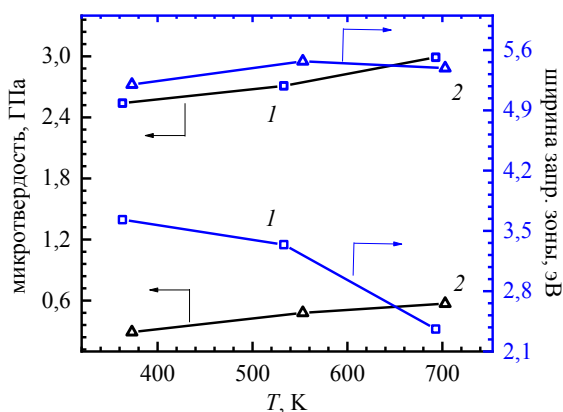


Рис. 2. Зависимость микротвердости и ширины запрещенной зоны от температуры подложки в процессе осаждения при различных значениях параметра p/v в Па·мин/мкм: 1 – 0,21; 2 – 0,04

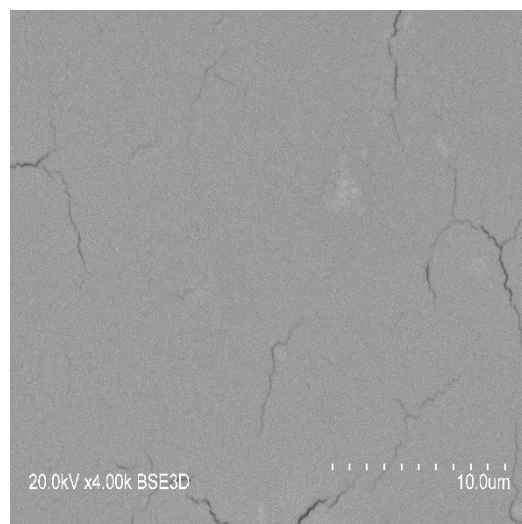
Нельзя не отметить также, что те образцы, которые имели большую ширину запрещенной зоны, обладали сравнительно небольшим значением микротвердости, и наоборот.

Более детальное представление о характере указанных зависимостей может быть получено из анализа микрофотографий поверхности пленок, осажденных при различных значениях параметра p/v и температурах осаждения (рис. 3 и 4).

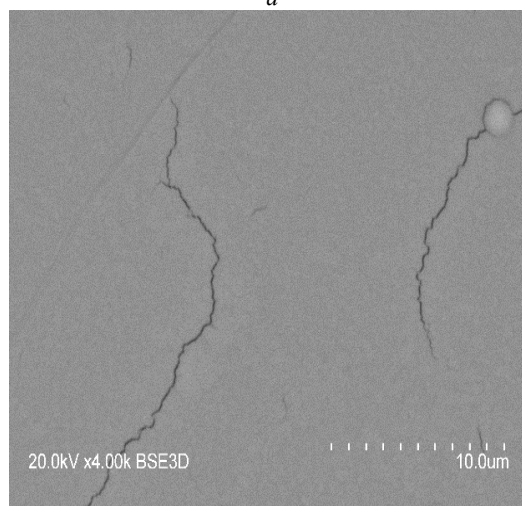
В соответствии с рис. 3 поверхность пленки, полученной при значении параметра $p/v=0,21$ Па·мин/мкм, имеет достаточно однородную структуру, на которой, однако, присутствуют микротрещины небольшой протяженности. Увеличение температуры подложки вдвое уменьшает общее количество микротрещин, но увеличивает их протяженность. Наличие микротрещин связано, скорее всего, с механическими напряжениями, возникающими в пленке при ее формировании. Напряжения, в свою очередь, могут быть обусловлены различием в температурных коэффициентах линейного расширения кварца $(0,7-1,4) \cdot 10^{-6}$ 1/К и окиси алюминия $5,4 \cdot 10^{-6}$ 1/К [4].

В то же время, согласно снимкам, представленным на рис. 4, покрытие образца, полученное при отношении $p/v = 0,04$ Па·мин/мкм, заметно отличается от образца, показанного на рис. 3, и имеет более «рыхлую» структуру. Увеличение температуры под-

ложки при осаждении пленки приводит к улучшению структуры поверхности, делая её более однородной.

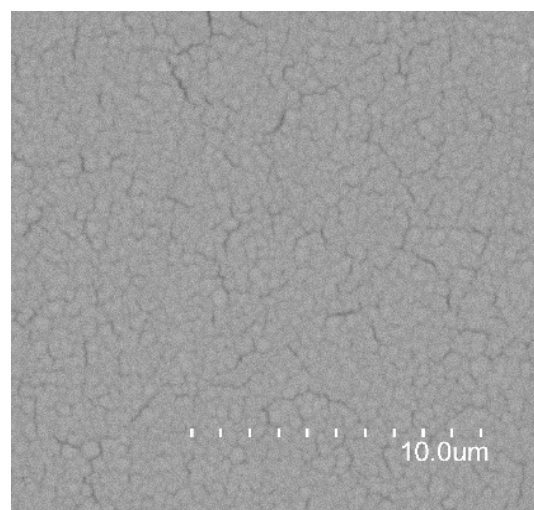


а



б

Рис. 3. Микрофотографии поверхности образцов, полученных при различной температуре подложки: а – 360 К; б – 700 К. Значение параметра $p/v = 0,21$ Па·мин/мкм



а

Рис. 4 (начало)

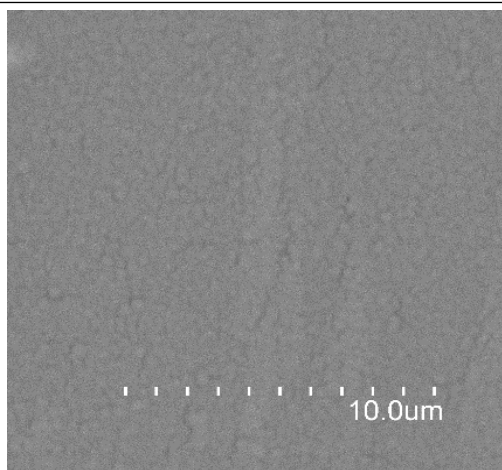


Рис. 4 (окончание). Микрофотографии поверхности образцов, полученных при различной температуре подложки: а – 360 К; б – 700 К.

Значение параметра $p/v = 0,04$ Па·мин/мкм

Заключение

В работе представлены результаты исследования влияния нагрева подложки в процессе осаждения при испарении алюминия в атмосфере кислорода на свойства получаемых покрытий. Показано, что характер температурного влияния на величину оптической ширины запрещенной зоны зависит от отношения p/v давления кислорода к скорости осаждения. Установлено, что вид температурной зависимости микротвердости пленки монотонно возрастающей и не зависит от отношения p/v . Анализ микрофотографий поверхности показал, что пленки, полученные при малом параметре p/v (0,04 Па·мин/мкм), имеет более «рыхлую» структуру по сравнению

с пленками, осажденными при значении $p/v = 0,21$ Па·мин/мкм. При этом с ростом температуры осаждения наблюдается уплотнение структуры в обоих режимах осаждения пленки.

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, грант № 22-29-00837.

Литература

1. Shamala K.S. Studies on optical and dielectric properties of Al_2O_3 thin films prepared by electron beam evaporation and spray pyrolysis method / K.S. Shamala, L.C.S. Murthy, Rao K. Narasimha // Materials Science and Engineering: B. – 2004. – Vol. 106. – PP. 269–274.
2. Bakeev I.Yu. Creating ceramic electrically insulating coating on metal surface / I.Yu. Bakeev, Yu.A. Burachevsky, Yu.G. Yushkov // Journal of Physics: Conference Series. – 2019. – Vol. 1393. – P. 7.
3. Нгон А Кики Л.Ж. Пленки оксида алюминия полученные реактивным испарением / Л.Ж. Нгон А Кики, К.И. Карпов // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР, Томск, 17–19 мая 2023 г.: в 3 ч. – Томск: В-Спектр. – 2023. – Ч. 1. – С. 240–242 с.
4. Температурный коэффициент линейного расширения [Электронный ресурс]. – https://temperatures.ru/pages/temperaturnyi_koefficient_lineinogo_rasshireniya

Карпов Кирилл Игоревич

Аспирант каф. физики ТУСУРа
Эл. почта: kkarпов99@gmail.com

Нгон А Кики Лионель Жозель

Аспирант каф. физики ТУСУРа
Эл. почта: burdov@fet.tusur.ru

А.Е. Петров, А.С. Климов, А.А. Подкорытов

Комбинированная технология прессования нанопорошка диоксида циркония

Представлены сравнительные данные распределения плотности по объёму заготовки изготовленной двумя методами: изостатическим прессованием и комбинацией статического одноосного и изостатического прессования. Проведены измерения общей плотности и предельной прочности на изгиб, для обоих методов. Показано, что комбинированная технология прессования нанопорошка диоксида циркония не обеспечивает равномерную плотность по объёму заготовки, однако предельная прочность на изгиб изменяется не критично, в пределах погрешности.

Ключевые слова: диоксид циркония, статическое одноосное прессование, изостатическое прессование, рентгеновская компьютерная томография, предельная прочность на изгиб.

Изостатическое прессование нанопорошков является одним из лучших методов компактирования нанодispersных порошков, данной технологии посвящено множество работ [1–5]. Преимущества данного метода заключаются в равномерном распределении нагрузки на компакт, который обычно находится в силиконовых или полиуретановых формах. Данные формы ведут себя подобно квазжидкости, равномерно передавая нагрузку прессования, в результате чего прессовка имеет одинаковую плотность в любом сечении [6]. Однако существуют следующие недостатки: износ эластичных форм, невозможность автоматизации процесса и сложность обеспечения точных заданных размеров прессовки, даже для простых форм требуется последующая механическая обработка [3].

Одноосное одностороннее прессование – наиболее простой метод компактирования, суть которого заключается в прессовании нанопорошка, заключенного в закрытую пресс-форму, которая имеет два пуансона – нижний, закрывающий отверстие снизу и выталкивающий прессовку, и верхний, передающий усилие прессования [7]. В результате прессования заготовки получают геометрически точными согласно матрице пресс-формы. Однако недостаток данного метода заключается в неоднородности распределения напряжения в результате влияния трения между частицами, а также пристенного трения [7].

Цель работы – получение заготовок точной цилиндрической формы, изготовленных комбинацией методов одноосного и изостатического прессования; исследование полученных заготовок на равномерность распределения плотности по объёму с использованием рентгеновской компьютерной томографии; изготовление и исследование образцов согласно ГОСТ 24409–80 на предельную прочность на изгиб; сравнение полученных результатов прочности, комбинированного метода и метода изостатического прессования.

Материалы и методика эксперимента

В качестве исследуемого материала был выбран нанопорошок диоксида циркония марки TZ-3YSB-E компании TOSOH. Основные параметры материала

TZ-3YSB-E после спекания представлены в табл. 1, данные значения характерны для образцов, изготовленных одноосным прессованием при давлении 70 МПа и спечённых до температуры 1500°. При этом значения прочности на изгиб получены по стандарту JIS R1601.

Таблица 1
Основные параметры материала TZ-3YSB-E

Параметр	Значение
Плотность, г/см ³	6,05
Прочность на изгиб, МПа	1400

Для проведения исследования по распределению плотности в объёме образцов, изготовленных различными методами, были спрессованы два типа образцов: первый тип образцов имел диаметр 8 мм и высоту 10 мм, был изготовлен методом изостатического прессования при давлении 200 МПа; второй тип образцов имел диаметр 9 мм, высоту 10 мм и был изготовлен комбинированным методом, сначала одноосным прессованием при давлении 0,1 МПа, после образец упаковывался в водонепроницаемую оболочку и проходил этап изостатического прессования при давлении 200 МПа. Значения давления прессования на статическом одноосном прессе были выбраны в соответствии с технически-минимально возможным давлением. После прессования образцы прошли спекание в высокотемпературной муфельной печи Nabertherm LHT 02/17 до температуры 1500°, с изотермической выдержкой в течение часа, скорость нагревания и охлаждения равнялась 200° в час.

Плотность образцов была измерена после спекания методом гидростатического взвешивания на весах OHAUS PR423. Изначально определяли вес в среде воздуха, после чего образец опускался в дистиллированную воду на специализированную корзину, где в течение 5 мин выдерживался, далее проводили взвешивание в среде воды. Полученные результаты вбивали в специализированное ПО LenVes LAB, где производился расчет. Выражение (1) использовалось для расчета плотности:

$$\rho = \frac{A}{A-B} \cdot \rho_0, \quad (1)$$

где A – вес образца в воздухе; B – вес образца в воде; ρ_0 – плотность дистиллированной воды.

Рентгеновская компьютерная томография проводилась в исследовательской школе физики высокоэнергетических процессов ТПУ. Настройки сканирования образцов были следующие, $V = 160$ кэВ, $I = 3,5$ мА, $T = 800$ мс с шагом $1,6^\circ$ и усреднением на 5 через медный фильтр 4 мм толщины.

Испытания прочности на изгиб проводили по ГОСТ 24409–80. Были изготовлены 2 группы образцов комбинированным методом и методом изостатического прессования. После прессования образцы прошли этап первого спекания до температуры 1100° со скоростью нагревания и охлаждения 20° в минуту, на температуре 110° проводилась выдержка в течение двух часов. Для придания требуемых размеров образцы обрабатывались на токарных станках, после чего помещались в муфельную высокотемпературную печь Nabertherm LHT 02/17, где проводилось второе спекание до температуры 1500° с изотермической выдержкой в течение часа, скорость нагревания и охлаждения равнялась 200° в час. После спекания образцы имели следующие размеры: длина 35 мм, ширина и высота 4,8 мм. Испытания прочности на изгиб проводились в Институте физики прочности и материаловедения СО РАН на испытательной машине МИМ.2-50.

Полученные данные

В результате измерений плотности методом гидростатического взвешивания были получены значения, представленные в табл. 2.

Таблица 2

Плотность изготовленных образцов	
Метод прессования	Плотность, г/см ³
Комбинированный	6,036
Изостатический	6,057

Теоретическая плотность диоксида циркония в тетрагональной фазе равняется $6,1$ г/см³, что приблизительно на 1% больше, чем у образца, изготовленного по комбинированной технологии, и на 0,7% больше, чем у образца, изготовленного изостатическим методом.

Контроль плотности в образцах проводили по траекториям, представленным на рис. 1.

Из полученных снимков можно заметить, что образец на рис. 1, б является более рентгеноконтрастным, это может свидетельствовать о большей плотности образца, что подтверждается значениями табл. 2.

На рис. 2 представлены полученные профили сканирования на рентгеновском томографе с применением медного фильтра для образцов, изготовленных различными методами.

При сканировании образца, изготовленного комбинированным методом, был обнаружен выраженный изгиб на графике. Для уменьшения кривизны зависимости (см. рис. 2, а) был применен медный фильтр толщиной 4 мм, однако это не привело к выпрямлению. Далее для компенсации изгиба добавили коррекцию ужесточения спектра на 20%.

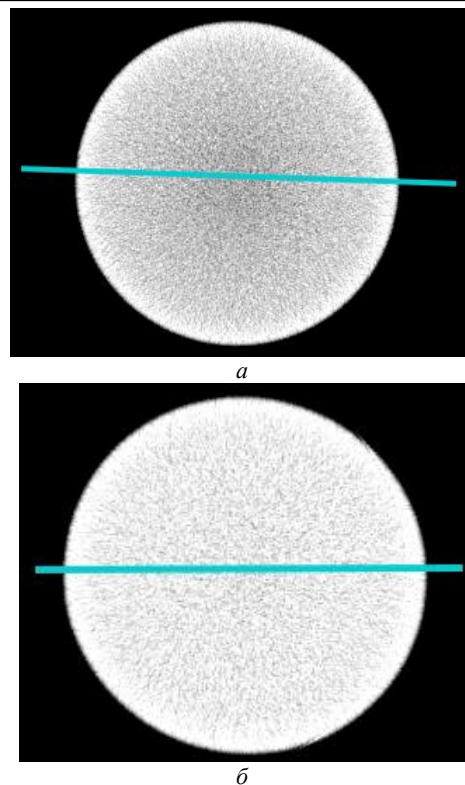


Рис. 1. Трасса сканирования рентгеновского томографа для образцов, изготовленных разными методами: комбинированным – а; изостатическим – б

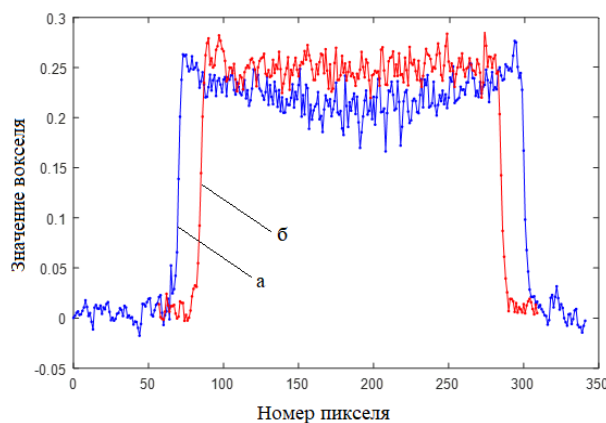


Рис. 2. Профили сканирования через медный фильтр разными методами прессования: а – комбинированным; б – изостатическим

Анализируя полученные результаты, можно заметить и сделать выводы о увеличении плотности в центре у образца, изготовленного изостатическим методом, что соотносится с теоретическими данными. Образец, изготовленный комбинированным методом, имеет меньшую плотность в центре, так как в процессе прессования на одноосном прессе силы пристенного трения придали заготовке неравномерное уплотнение, последующее прессование на изостатическом прессе не выровняло структуру. Также согласно табл. 2, образец, изготовленный комбинированным методом, имеет меньшую плотность, что также подтверждается изгибом профиля сканирования.

Результаты измерения максимальной нагрузки P , максимального прогиба при разрушении F и предельного напряжения изгиба ρ приведены в табл. 3 для образцов, изготовленных комбинированным и изостатическим методами.

Анализируя полученные результаты можно заметить, что образец, изготовленный комбинированным методом, имеет меньшие значения прочности, однако данная разность находится в пределах погрешности.

Таблица 3

Результаты испытания на изгиб для образцов, изготовленного разными методами

Номер образца	P , Н	ρ , МПа	F , мм
Комбинированным			
1	3006	1019	0,380
2	3265	1107	0,396
3	2837	962	0,350
Ср. знач.	3036	1029	0,375
Изостатическим			
1	3325	1127	0,420
2	3120	1058	0,390
3	2859	969	0,373
Ср. знач.	3101	1057	0,394

Заключение

В результате проведенного исследования было показано, что образцы, полученные комбинированным методом прессования, имеют меньшую плотность в центре образца относительно внешних стенок. Снижение давления одноосного прессования и последующее изостатическое прессование не привели к выравниванию структуры. Измерение прочности при изгибе показало, что прочность образцов, изготовленных комбинированным методом, находится в пределах погрешности образцов, изготовленных методом изостатического прессования.

На практике метод комбинированного прессования может быть полезен при производстве изделий из керамики посредством токарной или фрезерной обработки, так как применение данного метода позволяет исключить использование эластичных пресс-форм для изостатического прессования. Также образцы, изготовленные данным методом, имеют точные геометрические размеры, что позволяет исключить подготовительный этап токарной обработки неровных заготовок после изостатического прессования.

Работа выполнена при финансовой и технической поддержке ООО «МОЙЕ Керамик-Имплантате», ИШФВП НИ ТПУ и лаборатории плазменной электроники кафедры физики ТУСУРа.

Литература

1. Попильский Р.Я. Прессование порошковых керамических масс / Р.Я. Попильский, Ю.Е. Пивинский. – М.: Металлургия, 1983. – 176 с.
2. Karel M. Effect of sintering schedule on grain size of oxide ceramics / M. Karel, S. Sarka, J. Mater // Sci. – 2005. – Vol. 40, No. 21. – PP. 5581–5589.
3. Дудник Е.В. Методы формирования дисперсных порошков на основе диоксида циркония / Е.В. Дудник, З.А. Зайцева, А.В. Шевченко и др. // Порошковая металлургия. – 1993. – № 8. – С. 16–23.
4. Злобин Г.П. Формирование изделий из порошков твердых сплавов // Металлургия. – 1980. – С. 224.
5. Kim H.G. Near-Net-Shape Forming of Ceramic Powder Under Cold Combination Pressing and Pressure less Sintering / H.G. Kim, H.M. Lee, K.T. Kim // Journal of Engineering Materials and Technology. – 2001. – Vol. 123. – PP. 221–228.
6. Тимохова М.И. Некоторые особенности квазиизостатического прессования // Стекло и керамика. – 2002. – № 1. – С. 20–25.
7. Cooper A.R. Compaction Behavior of Several Ceramic Powders / A.R. Cooper, L.E. Eaton // Journal of American Ceramic Society. – 1962. – Vol. 45, No. 3. – PP. 97–101.

Петров Александр Евгеньевич

Аспирант каф. физики
Томского государственного университета
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: petrov.a.221-2022@e.tusur.ru

Климов Александр Сергеевич

Д-р техн. наук, проф. каф. физики ТУСУРа
Эл. почта: klimov@main.tusur.ru

Подкорытов Александр Алексеевич

Аспирант исследовательской школы химических и биомедицинских технологий (ИШХБМТ)
Национального исследовательского
Томского политехнического университета (НИ ТПУ)
Эл. почта: aap197@tpu.ru

А.А. Андронов, А.В. Тюньков, А.Ю. Назаров, А.А. Тулина, А.М. Зарифуллина

Синтез термобарьерных покрытий из диоксида циркония в форвакуумной области давлений

Представлены результаты по нанесению покрытий на основе диоксида циркония, стабилизированного оксидом иттрия, с использованием форвакуумного плазменного источника электронов. Выявлены изменения их структуры в зависимости от температуры подложки. Представлены результаты термоциклических испытаний покрытий на жаропрочной стали.

Ключевые слова: электронно-лучевое испарение, форвакуумные плазменные источники электронов, электронный пучок, термобарьерные покрытия.

Термобарьерные покрытия из диоксида циркония (ZrO_2) используются для защиты поверхностей от высоких температур, коррозии, износа и других факторов. Эти покрытия являются одними из самых эффективных и надежных в этой области. Принцип работы термобарьерных покрытий из диоксида циркония основан на свойствах самого материала. ZrO_2 обладает высокой термической стабильностью, твердостью, устойчивостью к коррозии и износу. А также он обладает способностью трансформации фазы, что происходит при нагревании до определенной температуры. Это позволяет покрытию восстанавливать свои свойства и сохранять эффективность защиты.

Данные покрытия используются в разных областях промышленности [1], где поверхности подвергаются высокотемпературным и другим неблагоприятным воздействиям. Например, они используются при производстве газовых турбин двигателей [2], оборудования для нефтяной и газовой промышленности, аэрокосмической техники [3] и многих других областях.

Системы термобарьерного покрытия, как правило, состоят из металлического связующего слоя и керамического верхнего слоя [4]. Связующее покрытие защищает подложки от окислительных и коррозионных воздействий и улучшает сцепление между керамическим верхним слоем и подложкой. Керамическое верхнее покрытие обладает значительно меньшей теплопроводностью, чем металлическая подложка, и, применяя внутреннее охлаждение компонентов, можно добиться значительного перепада температур по всему керамическому слою. Следовательно, можно либо снизить температуру металлических подложек, тем самым увеличивая срок службы компонентов, либо увеличить температуру запуска турбины, что приведет к повышению эффективности ее работы.

Основными методами для нанесения на металлические основания керамических покрытий являются EB-PVD [5] и APS [6]. Одним из альтернативных методов получения покрытий с нужными характеристиками является метод электронно-лучевого синтеза таких покрытий путем испарения материалов с помощью форвакуумных плазменных источников электронов [7]. Этот метод позволяет полу-

чать покрытия с высокой плотностью и однородностью, а также контролировать их структуру и свойства. В отличие от других методов, электронно-лучевой синтез не требует использования высоких температур и химических реакций, что делает его более экономичным и экологически безопасным.

Эксперимент

Для изготовления испаряемых мишеней использовался порошок циркониевой керамики, стабилизированный оксидом иттрия. Элементный состав порошка представлен в таблице. Порошок прессовался на одноосном прессе. Далее производилось спекание этих образцов в муфельной печи фирмы Nabertherm при температуре 1500 °C со скоростью нагрева 150 °C в течение 2 ч (рис. 1).

Состав исходной керамики

Element	Wt%	At%
CK	08,64	32,53
OK	09,45	26,71
YK	13,43	06,83
ZrK	68,48	33,94



Рис. 1. Процесс спекания керамики в печи

Подложки для нанесения покрытий были выполнены из нержавеющей стали диаметром 20 мм, толщиной 4 мм (см. рис. 1), предварительно подготовлены на шлифовально-полировальном станке МР-1С.

Для исследования морфологии и элементного состава покрытий использовался растровый электронный микроскоп Hitachi S3400N, оснащенный приставкой энергодисперсионного микроанализа

Bruker X'Flash 5010. Исследование фазового состава и структурных параметров образцов проводилось на дифрактометре XRD-6000 на $\text{CuK}\alpha$ -излучении.

Нанесение термобарьерных покрытий осуществлялось с помощью форвакуумного плазменного источника электронов [8], расположенного на вакуумной камере объемом $0,04 \text{ м}^3$.

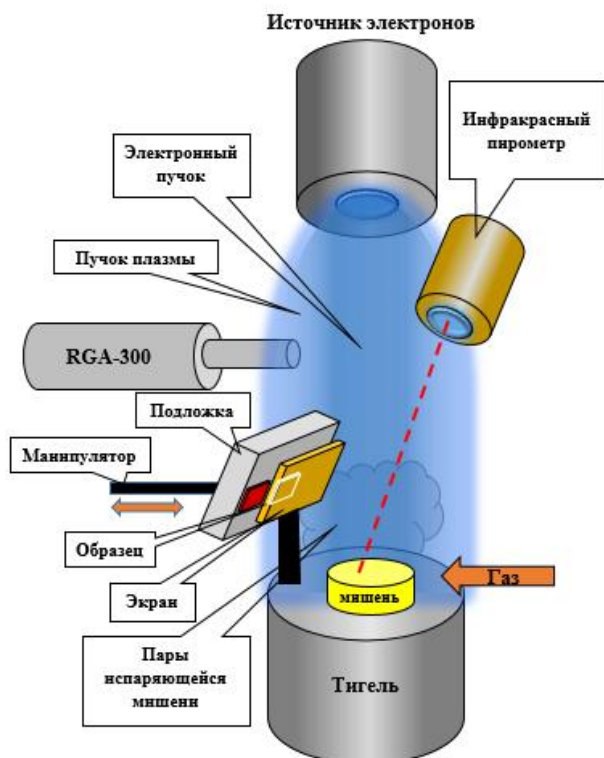


Рис. 2. Схема эксперимента по нанесению покрытий

Предварительно камера откачивалась до давления 2 Па, напускался газ до рабочего давления 5 Па. С помощью системы фокусировки и отклонения (состоящих из двух магнитных катушек) пучок фокусировался до диаметра 3 мм и наводился на керамическую мишень. Образец подложки находился за защитным металлическим экраном, который предназначен для предотвращения прямого попадания паров материала мишени при последующем испарении. Для того чтобы избежать взрывного вскипания и термического разрушения, испаряемый материал подвергался предварительному нагреву в течение 5 мин при мощности до 1 кВт. Следующим шагом мощность пучка повышалась до значений, необходимых при испарении керамики. При обнаружении следов испаряемой керамики на защитном экране он отодвигался в сторону, тем самым освобождая пространство для подложки из нержавеющей стали. С помощью манипулятора подложка поддвигалась к танталовому тиглю с расположенной на нем керамикой на расстояние до 3 см.

Результаты эксперимента

На микрофотографиях, которые были получены на растровом электронном микроскопе, представлена морфология полученных образцов при различных температурах. На рис. 3, а представлена морфология

образца, полученная при температуре 400°C . Данная структура характерна плотным расположением зерен с небольшими размерами (примерно $100\text{--}500 \text{ нм}$). При дальнейшем увеличении температуры до 500°C структура становится все более плотнее, отдельные фрагменты зерен соединяются друг с другом, что способствует уменьшению межкристаллических пор (рис. 3, б). При достижении температуры порядка 600°C , (рис. 3, в) структура покрытия приобретает вид столбчатой, такая ориентация зерен характерна для термобарьерных покрытий.

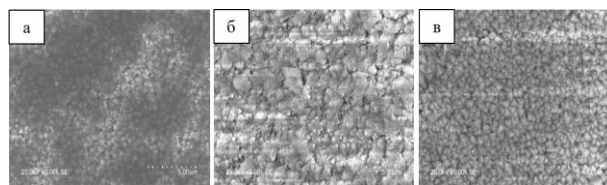


Рис. 3. Микрофотографии полученного покрытия при температуре: а – 400°C ; б – 500°C ; в – 600°C

Полученные покрытия были нанесены на образцы из жаропрочной стали. Совместно с коллективом из Уфимского университета науки и технологий было сформировано защитное покрытие, состоящее из нескольких слоев (рис. 4).

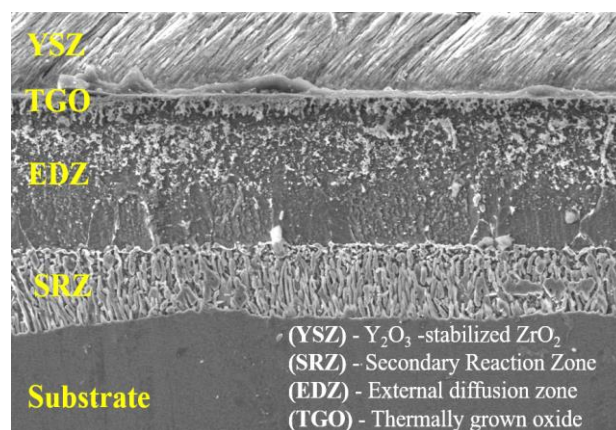


Рис. 4. Микрофотография полученного многослойного покрытия: YSZ – стабилизированный оксидом иттрия диоксид циркония; TGO – термически выращенный оксид; EDZ – внешняя диффузионная зона; SRZ – вторичная зона реакции

В ходе исследований были проведены испытания образцов на жаропрочном сплаве без покрытия и с комбинацией ВСП-11+YSZ, которые подвергались испытаниям на высокотемпературное окисление в течение 25, 50 и 100 ч. Результаты показывают, что нанесенное покрытие позволяет защитить основу жаропрочного сплава от окисления, а также от воздействия высоких температур, так как не происходит изменение основы (рис. 5, б). После проведения исследований отслоения покрытия не наблюдается, структура сплошная, без трещин. По результатам ускоренных испытаний следует, что данное покрытие можно применять для защиты от высокотем-

пературного воздействия деталей, подвергающихся высоким тепловым нагрузкам в агрессивных средах.

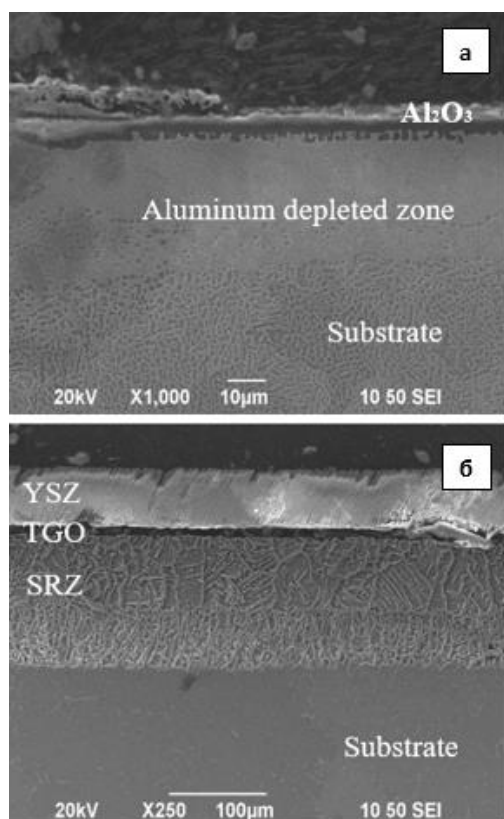


Рис. 5. Образцы после 100 ч испытания при 1100 °С:
а – без покрытия; б – с многослойным покрытием

Заключение

Электронно-лучевым методом в форвакуумной области давлений получены покрытия на основе диоксида циркония, стабилизированного оксидом иттрия. Выявлено изменение морфологических, прочностных изменений покрытий в зависимости от температур, при которых они синтезируются. При превышении температуры более 590 °С получены покрытия, обладающие столбчатой структурой и тетрагональной фазой. Результаты проведенных исследований свидетельствуют о перспективности технологии синтеза керамических защитных покрытий на основе оксида циркония стабилизированном оксидом иттрия ($ZrO_2-Y_2O_3$) при электронно-лучевом испарении твердотельной мишени с использованием форвакуумных плазменных источников электронов, что подтверждается результатом термоциклирования.

Исследования поддержаны Российским научным фондом (грант № 21-79-10035), <https://rscf.ru/project/21-79-10035/>

Литература

1. Stevens R. Engineering properties of zirconia // *Engineered Materials. – Handbook*, ASM International, Ceramics and Glasses. – 1991. – No. 4. – PP. 775–786.

2. 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. – Vol. 7 (1). – PP. 73–80. [https://doi.org/10.1016/s1270-9638\(02\)00003-2](https://doi.org/10.1016/s1270-9638(02)00003-2).

3. Lowthermal-conductivity rare-earth zirconates for potential thermal-barrier-coating applications / J. Wu, X. Wei, N.P. Padture, P.G. Klemens, M. Gell, E. Garcia, P. Miranzo, M.I. Osendi // *Journal of the American Ceramic Society*. – 2002. – Vol. 85 (12). – PP. 3031–3035. <https://doi.org/10.1111/j.1151-2916.2002.tb00574>.

4. Merchev S. Termobarennye pokrytija // *Thermal barrier coatings*, ZAO «Plakart». – 2011. <http://www.rusnanonet.ru/articles/53958/>.

5. Высокотемпературные жаростойкие покрытия и жаростойкие слои для теплозащитных покрытий / С.А. Мубояджян, С.А. Будиновский, А.М. Гаямов, П.В. Матвеев // *Авиационные материалы и технологии*. – 2013. – № 1. – С. 17–20.

6. Чубаров Д.А. Новые керамические материалы для теплозащитных покрытий рабочих лопаток ГТД / Д.А. Чубаров, П.В. Матвеев // *Авиационные материалы и технологии*. – 2013. – № 4. – С. 43–46.

7. Electron-beam deposition of heat-conducting ceramic coatings in the forevacuum pressure range / Y.G. Yushkov, E.M. Oks, A.V. Tyunkov et al. // *Ceramics International*. – 2020. – Vol. 46, No. 13. – PP. 21190–21195. DOI: 10.1016/j.ceramint.2020.05.197.

8. Deposition of boron-containing coatings by electron-beam evaporation of boron-containing targets / Y.G. Yushkov, E.M. Oks, A.V. Tyunkov et al. // *Ceramics International*. – 2020. – Vol. 46, No. 4. – PP. 4519–4525. DOI: 10.1016/j.ceramint.2019.10.179.

Андронов Артем Андреевич

Аспирант каф. физики Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: artem.andronov.98@bk.ru

Тюньков Андрей Владимирович

Канд. техн. наук, доцент ТУСУРА
Эл. почта: tyunkov84@mail.ru

Назаров Алмаз Юнирович

Канд. техн. наук., ст. преп.
Уфимского ун-та науки и технологий (УУНиТ)
Эл. почта: nazarov_almaz15@mail.ru

Тулина Анжела Александровна

Магистрант каф. технологии машиностроения УУНиТ
Эл. почта: angelatool@yandex.ru

Зарифуллина Алина Мансуровна

Магистрант каф. материаловедения и физики металлов УУНиТ
Эл. почта: ahusainova@bk.ru

Ж.Э. Дагри, А.С. Климов, Т.В. Якобчук

Исследование параметров плазмы в ленточном источнике электронов с двухступенчатой разрядной системой

Представлена конструкция форвакуумного плазменного электронного источника содержащая основную и вспомогательную разрядные системы. Проведено исследование параметров плазмы (концентрация n , температура электронов T_e) в зависимости от тока разряда и давления рабочего газа в катоде основного разряда. Диапазон изменения давления – от 0,01 до 10 Па. Измерение параметров плазмы проводилось двойным электрическим зондом с использованием системы автоматического снятия зондовых характеристик. Показано, что температура электронов при работе в высоком вакууме в несколько раз превышает температуру электронов в форвакуумной области давлений. С ростом тока разряда наблюдается повышение концентрации плазмы, степень роста концентрации плазмы в низком вакууме значительно выше, чем в высоком.

Ключевые слова: плазменный источник электронов, температура, концентрация, форвакуум, полый катод.

Электронные пучки находят широкое применение в технологическом оборудовании для нагрева, сварки, плавления, размерной обработки, напыления, а также в фундаментальных и прикладных исследованиях, в частности, в нанотехнологиях [1–3]. Широкий диапазон мощности и плотности энергии, достижимый в электронных пучках, позволяет оказывать все виды теплового воздействия на материалы, такие как нагрев до заданных температур, плавление и испарение с высокой скоростью. Для источников электронов, работающих в условиях высокого вакуума (10^{-2} Па), часто используются устройства с термокатодом. Однако в реальных производственных условиях использование таких устройств нецелесообразно из-за ряда факторов, ограничивающих их бесперебойную работу: высокие требования к качеству вакуума, поток пара, направляемый в плазменную ванну, частое снижение давления в вакуумной камере. Эти факторы привели к разработке источников электронов, альтернативных источникам с термокатадами.

Исследовательская работа, проведенная в этом направлении, привела к созданию источников электронов на основе высоковольтного тлеющего разряда, источников на основе взрывной эмиссии и плазменных источников электронов [1–4, 7]. В последнее время исследования, связанные с плазменными источниками электронов, были сосредоточены на повышении рабочего давления до форвакуумного диапазона давлений в несколько сотен паскалей. Транспортировка электронного пучка при таких давлениях сопровождается образованием плотной пучковой плазмы. Эта плазма успешно применяется для поверхностного азотирования различных типов металлов и сплавов, для обеззараживания внутренних поверхностей резервуаров и травления поверхности.

Дополнительная способность нейтрализовать накопленный заряд, переносимый электронами пучка на поверхность непроводящей мишени, позволяет выполнять спекание, сварку и пайку диэлектрических материалов. Генерируемая пучком плазма используется либо для нейтрализации заряда, либо для инициирования плазмохимических реакций. Оптимальной областью давлений для генерации пучковой

плазмы является диапазон от 0,01–1 Па. Для формирования электронных пучков при более высоких давлениях от 1 до 100 Па хорошо зарекомендовали себя форвакуумные плазменные электронные источники. Нижний предел давлений таких источников ограничен единицами паскаль. При снижении давления разряд гаснет. Получение непрерывных электронных пучков на основе форвакуумного плазменного источника возможно при использовании известного подхода – расположения дополнительных разрядных систем. Инжектируемые потоки электронов из дополнительных разрядных систем позволяют инициировать и поддерживать основной разряд с полым катодом при давлениях вплоть до 0,1 Па.

Цель настоящей работы состоит в изучении параметров разрядной плазмы, формируемой в источнике с двухступенчатой разрядной системой.

Описание экспериментальной установки

В работе использован источник электронов с полым катодом дополнительно оснащенный вспомогательными разрядными системами. Схема экспериментального макета установки с двумя катодами вспомогательного разряда, работающими на один полый анод, а также схема подключения электропитания представлены на рис. 1.

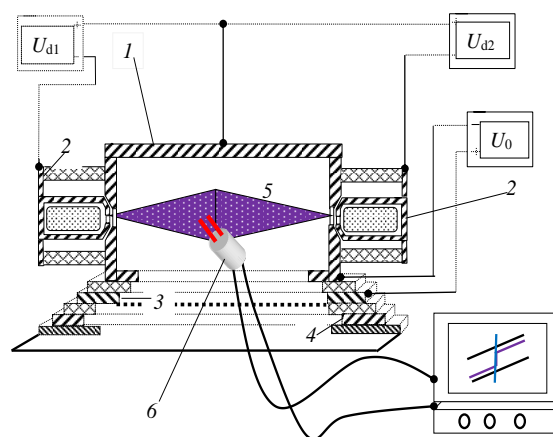


Рис. 1. Схема форвакуумного плазменного электронного источника с двухступенчатой разрядной системой: 1 – полый катод основного разряда; 2 – полый катод вспомогательного разряда; 3 – анод основного разряда; 4 – ускоряющий электрод; 5 – плазма; 6 – двойной зонд

Основными элементами источника являются полый катод основного разряда, полые катоды вспомогательного разряда, плоский анод основного разряда и экстрактор. Электропитание основного и вспомогательных разрядов осуществляется стабилизированными источниками тока, сила тока которых варьируется от 100 до 600 мА. Катоды изготовлены из немагнитной нержавеющей стали. Размеры дополнительных катодов: длина внутренней части катодной полости составляет 12 см, диаметр – 4 см. Полый катод основного разряда представляет собой цилиндр с внутренним диаметром 10 см и длиной 26 см. Откачка вакуумной камеры осуществляется форвакуумным насосом AdvaVac40 и паромасляным насосом. Для измерения концентрации плазмы и температуры электронов используется двойной ленточный зонд.

Получение зондовой характеристики и ее обработка осуществлялись в автоматическом режиме с использованием блока питания и регистрации двойного зонда, совмещенной с компьютером. В экспериментах для каждого значения тока разряда, давления и рода газа снималось не менее десяти зондовых характеристик. Значение концентрации плазмы и температуры электронов определялось в результате усреднения по полученным данным. Внешний вид окна программы расчета зондовой характеристики представлен на рис. 2.

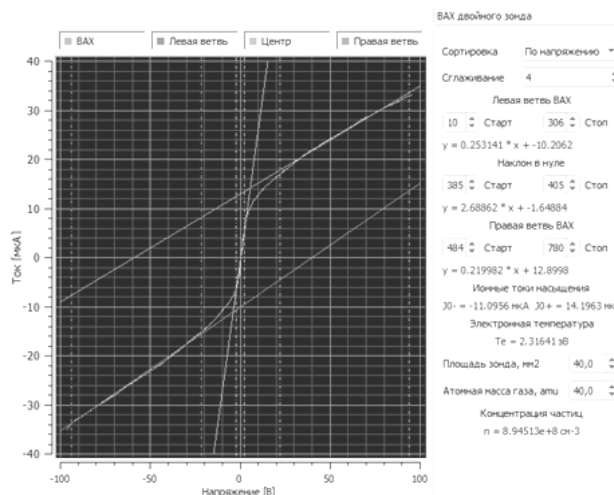


Рис. 2. Внешний вид экрана программы обработки данных с блока питания и регистрации двойного зонда

Программа позволяет осуществлять сглаживание зондограммы, корректировать построение аппроксимирующих линий. Вводные данные для корректного расчета – площадь зонда и атомная масса плазмообразующего газа.

Результаты и анализ

В зависимости от давления в вакуумной камере и полем катодом основного разряда использовалось различное подключение вспомогательных разрядов. Для работы в форвакуумной области давлений вспомогательные разряды не подключались, зажигался только основной разряд. При работе в области давлений 0,1–1 Па напряжения питания основного

разряда было недостаточно для зажигания разряда. В данном случае зажигались вспомогательные разряды, поток электронов из которых инициировал зажигание основного разряда.

На рис. 3 представлена зависимость концентрации плазмы в средней части полого катода основного разряда от тока разряда для различных газов. Давление соответствует форвакуумному диапазону.

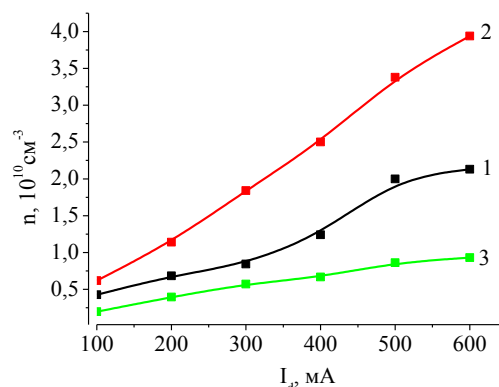


Рис. 3. Концентрация разрядной плазмы в зависимости от тока разряда для различных газов: 1 – остаточная атмосфера, 2 – аргон, 3 – гелий. Давление 10 Па

Можно видеть, что поведение электронной концентрации в зависимости от таких газов, как аргон, остаточная атмосфера и гелий, различается в зависимости от среды. Прежде всего концентрация плазмы в среде аргона растет более интенсивно с ростом тока по сравнению с гелием и остаточной атмосферой. При токе разряда 600 мА концентрация плазмы в аргоне максимальна и достигает $4 \cdot 10^{10} \text{ см}^{-3}$. В то же время концентрация плазмы гелия при том же токе разряда не превышает $0,9 \cdot 10^{10} \text{ см}^{-3}$. При токе разряда в 600 мА концентрация плазмы в остаточной атмосфере достигает $2 \cdot 10^{10} \text{ см}^{-3}$. Для гелия концентрация плазмы растет медленнее с увеличением тока разряда.

При переходе в область давлений 0,1 Па (рис. 4) концентрация разрядной плазмы оказывается несколько ниже и изменяется ее зависимость от тока разряда и рода газа. Наибольший рост концентрации плазмы наблюдается при работе в гелии. Концентрация плазмы при токе разряда 600 мА при работе в гелии достигает $2 \cdot 10^{10} \text{ см}^{-3}$. Для аргона наблюдается обратная ситуация – концентрация плазмы разряда при работе в аргоне растет с ростом тока разряда, однако рост не превышает 20% при повышении тока разряда с 100 до 600 мА.

При измерении температуры электронной компоненты плазмы не обнаружено какой-либо устойчивой тенденции в зависимости от тока разряда (рис. 5). Температура плазмы составляла единицы электронвольт для давления 10 Па. Наибольшее значение температуры достигается для гелия и составляет 5 эВ. Для аргона наблюдается незначительное снижение температуры электронов при повышении тока разряда. Переход в область низких давлений не приводит к значительному изменению электронной температуры при работе на гелии.

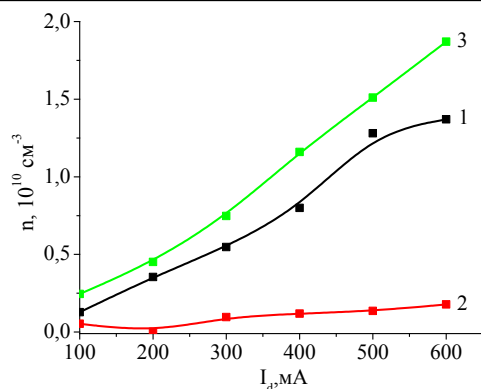


Рис. 4. Концентрация разрядной плазмы в зависимости от тока разряда для различных газов: 1 – остаточная атмосфера, 2 – аргон, 3 – гелий. Давление 0,1 Па

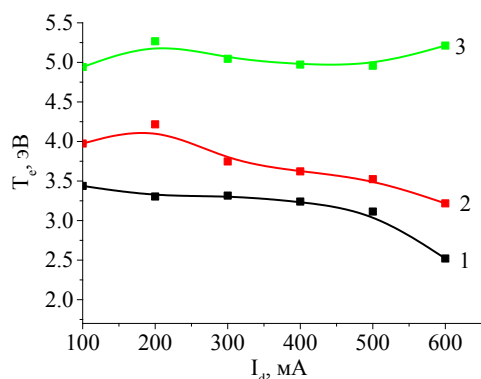


Рис. 5. Температура электронов разрядной плазмы в зависимости от тока разряда для различных газов: 1 – остаточная атмосфера, 2 – аргон, 3 – гелий. Давление 10 Па

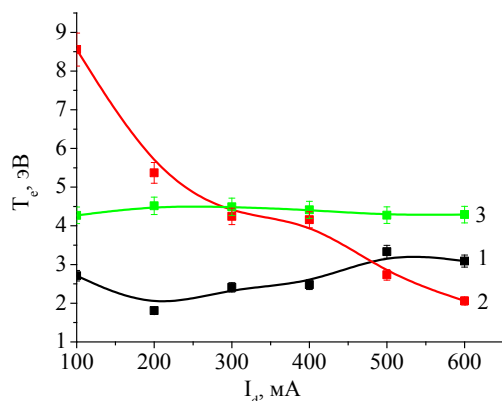


Рис. 6. Температура электронов разрядной плазмы в зависимости от тока разряда для различных газов: 1 – остаточная атмосфера, 2 – аргон, 3 – гелий. Давление 0,1 Па

В то же время при малых токах разряда и давлении 0,1 Па температура электронов при работе в аргоне достигает 10 эВ и постепенно снижается до 2 эВ (рис. 6). При работе в остаточной атмосфере температура электронов изменяется в пределах 2–4 эВ, что соответствует параметрам, полученным другими исследователями и измерениями параметров плазмы в ручном режиме с обработкой полученных осциллограмм.

Заключение

В результате исследования, которое было основано на изучении электронной концентрации плазмы

и электронной температуры плазмы, следует отметить, что поведение электронной концентрации плазмы различно в зависимости от низкого или высокого давления. Наибольшее значение концентрации плазмы наблюдается при работе в форвакуумной области давлений и выборе в качестве рабочего газа аргона. При работе в области более низких значений давления – 0,1 Па концентрация оказывается ниже и максимальное ее значение наблюдается для гелия. Использование же блока питания и регистрации двойного зонда, совмещенной с компьютером, позволяет измерять параметры плазмы в широком диапазоне давлений и рода газов.

Работа поддержана грантом Министерства науки и высшего образования Российской Федерации № FEWM-2021-0013.

Литература

1. Candeloro V. Influence of plasma parameters on the effectiveness of multi-cusp magnetic field confinement in negative ion sources / V. Candeloro, E. Sartori, G. Serianni // Journal of Instrumentation. – 2023. – Vol. 18, No. 06. – P. C06028.
2. Jahanbakhsh S. Study of electron current extraction from a radio frequency plasma cathode designed as a neutralizer for ion source applications / S. Jahanbakhsh, M. Satir, M. CelikVac // Rev. Sci. Instrum. – 2016. – Vol. 87, No. 6. – C. 922.
3. Laroussi M. Low Temperature Plasma-Based Sterilization: Overview and State-of-the-Art // Plasma Processes and Polymers. – 2005. – Vol. 2, No. 6. – PP. 391–400.
4. Devyatkov V.N. Effect of electron extraction from a grid plasma cathode on the generation of emission plasma / V.N. Devyatkov, N.N. Koval // Journal of Physics: Conference Series. – 2014. – Vol. 552.
5. Weatherford B.R. Electron current extraction from a permanent magnet wave-guide plasma cathode Rev. Sci. / B.R. Weatherford, J.E. Foster, H. Kamhawi // Instrum. – 2011. – Vol. 82. – P. 093507.
6. Junkar I. Plasma treatment of biomedical materials / I. Junkar, U. Cvelbar, M. Lehotský // Materiali in Tehnologije. – 2011. – Vol. 45, Iss. 3. – PP. 221–226.
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.

Дагри Жюэль-Эрик

Аспирант каф. физики Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: joelericdagri@gmail.com

Климов Александр Сергеевич

Д-р техн. наук, проф. каф. физики ТУСУРа
Эл. почта: klimov@main.tusur.ru

Якобчук Татьяна Викторовна

Инженер каф. физики ТУСУРа
Эл. почта: tusur_fizika@mail.ru

Секция 11

ОРГАНИЧЕСКАЯ И НЕОРГАНИЧЕСКАЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВАЯ СВЕТОТЕХНИКА

*Председатель – Туев Василий Иванович, зав. каф. РЭТЭМ,
проф., д.т.н.*

УДК 621.396.41

Р.С. Беркович

Зависимость коррелированной цветовой температуры и спектра от концентрации люминофора в светодиоде

При формировании люминофора YAG:Ce в мощном потоке высокоэнергетических электронов образован монолит спеченной керамики, произведён помол до порошкового состояния. Проведены исследования зависимости коррелированной цветовой температуры в чипе светодиода на неравномерность цветности и световую отдачу.

Ключевые слова: керамика YAG:Ce, люминофор, спектр свечения, коррелированная цветовая температура, КЦТ.

В Томском политехническом университете разработана инновационная технология формирования люминесцентной керамики в мощном потоке высокоэнергетических электронов [1, 2].

Полученная данным способом керамика растирается в агатовой ступке. Размер частиц составляет от 8 до 150 мкм в основной массе, а также менее 50 мкм. Для сравнения был взят измельченный сапфиром люминофор [3]. Доля крупных и пудровых компонентов достигает 50% от общего объема массы и считается неэффективной для преобразования синего света в белый. На данном этапе исследований отделить малополезные частицы не было возможности и вся масса была использована при заливке светодиодов. Корпус светодиода выбран стандартный SMD5050, кристалл EV-B45A синего спектра свечения с пиковой длиной волны 451 нм.

В качестве связующего компонента использован двухкомпонентный компаунд OE-6636. Для определения свечения люминофор смешали с компаундом в концентрации 40% от общей заливочной массы.

Исследование световых параметров проводили на оборудовании утвержденного типа – комплексе измерительном IS. В состав входят спектрометр и гониометр. На диод подавался прямой ток 350 мА в режиме однократного импульса.

Измерялись светодиоды с номерами 86, 43 и с измельченным сапфировыми пластинами люминофором с номером 5.

На рис. 1 представлено распределение коррелированной цветовой температуры (КЦТ) светодиода № 86. Наблюдается хорошая равномерность по углу. Среднее значение составляет 5228 К.

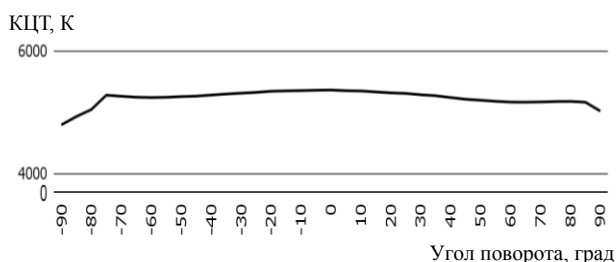


Рис. 1. Пространственное распределение коррелированной цветовой температуры для светодиода № 86

На рис. 2 представлено распределение коррелированной цветовой температуры (КЦТ) светодиода № 43. Наблюдается хорошая равномерность по углу.

Среднее значение КЦТ составило 5128 К, что соответствует холодному свету.

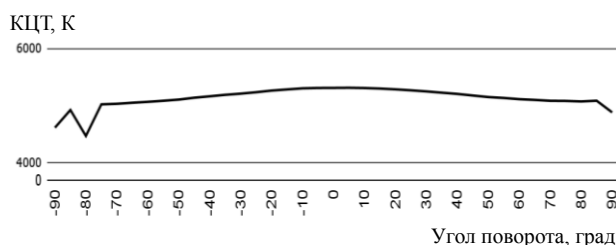


Рис. 2. Пространственное распределение коррелированной цветовой температуры для светодиода № 43

На рис. 3 представлено распределение КЦТ для светодиода № 5. Наблюдается хорошая равномерность по углу. Среднее значение составило 4773 К, что соответствует более предпочтительному нейтрально-белому.

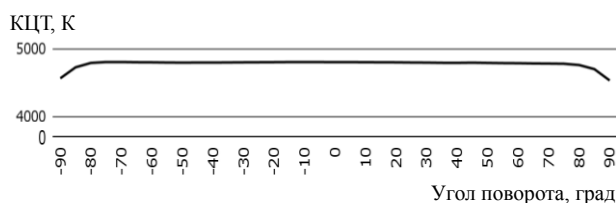


Рис. 3. Пространственное распределение коррелированной цветовой температуры для светодиода № 5

На рис. 4 представлен спектр свечения светодиода № 86. Пиковая длина волны составила 447 нм

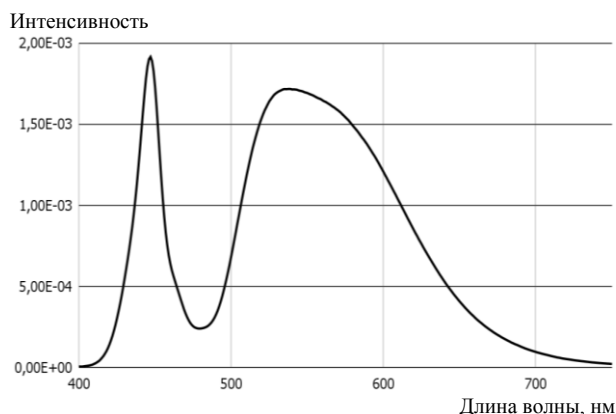


Рис. 4. Спектр свечения светодиода № 86

На рис. 5 представлен спектр свечения светодиода № 43. Пиковая длина волны составила 447 нм, что означает полное соответствие люминофору.

Преобладание синего спектра говорит о неэффективном преобразовании свечения светодиода. Также этому способствуют оседание люминофора в толще компаунда и большое количество крупной фракции.

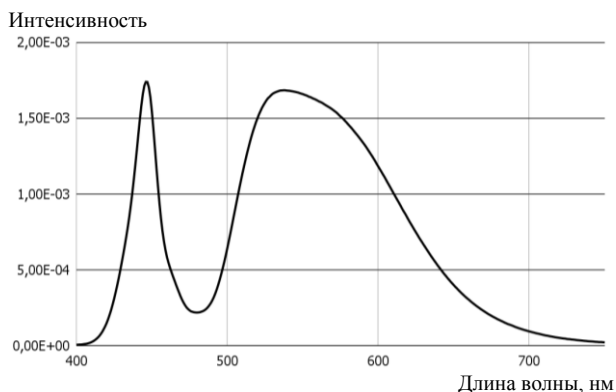


Рис. 5. Спектр свечения светодиода № 43

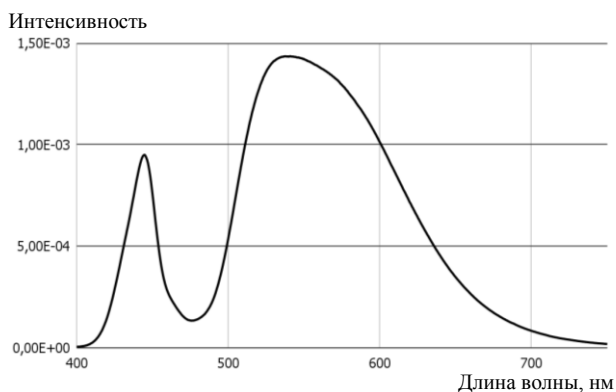


Рис. 6. Спектр свечения светодиода № 5

На рис. 6 представлен спектр свечения светодиода № 5. Пиковая длина волны составила 541 нм, что объясняет белый цвет.

Основные закономерности от полученных зависимостей: с уменьшением объема, взаимодействующего с синим светом люминофора, КЦТ сдвигается в сторону холодного белого, снижая качество светодиода. Кроме того, размер фракции измельченного в агатовой ступке керамического монолита также ока-

зывает влияние на результат. Если количество крупных кристаллов и кристаллов размером менее 50 мкм увеличивается, то цветовая температура также смещается в сторону более холодного белого. Графики КЦТ, зависящие от угла поворота светодиода в гониометре, указывают на стабильность и что светотехнические параметры изучаемых светодиодов зависят преимущественно от типа и качества люминофора.

Необходимо продолжить исследования в данном направлении, учитывая изменение характеристик полученных светодиодов.

Исследование выполнено за счёт гранта Российского научного фонда № 23-73-00108, <https://rscf.ru/project/23-73-00108>.

Литература

1. 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. DOI: 10.1007/s11182-021-02213-9.
2. Формирование люминесцирующей высокотемпературной керамики в мощном потоке высокоэнергетических электронов / В.М. Лисицын, Л.А. Лисицына, М.Г. Голковский и др. // Изв. вузов. Физика. – 2020. – Т. 63, № 9 (753). – С. 150–156. DOI: 10.17223/00213411/63/9/150.
3. Амбарникова Н.В. Влияние концентрации люминофора в чипе светодиода на неравномерность цветности и световую отдачу // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР, Томск, 17–19 мая 2023 г.: в 3 ч. – Томск: ТУСУР; В-Спектр (ИП Бочкарева В.М.), 2023. – Ч. 2. – С. 105–107 (входит в РИНЦ: https://storage.tusur.ru/files/163626/2023_2_RINC.pdf).

Беркович Родион Сергеевич

Студент каф. лазерной и световой техники (КЛиСТ)
Национального исследовательского
Томского политехнического университета (НИ ТПУ)
Эл. почта: rsb9@tpu.ru

Д.В. Былков, Д.А. Полторацкий, В.С. Солдаткин, А.О. Лазарева, А.В. Ильчук

Влияние длинноволновой составляющей спектра ФАР на вегетацию и урожайность огурца сорта Мева F1

В результате проведённого исследования было выявлено, что красное излучение способствует увеличению морфометрических показателей растения, что может способствовать увеличению урожайности за счёт усиленного фотосинтеза. Также облучатели, имевшие большую концентрацию длинноволнового излучения, не уступали в урожайности облучателю с меньшей концентрацией красного излучения. Предполагается, что при более детальном изучении с большей продолжительностью эксперимента количество плодов может отличаться в пользу облучателей с более интенсивной красной областью фотосинтетически активной радиации (ФАР). Красные светодиоды вызывают огромный интерес среди научного сообщества в агрофотонике, наглядно демонстрируя высокую эффективность в выращивании сельскохозяйственных культур. При этом активно исследуется дальнее красное излучение 730 нм, которое участвует в регулировании физиологических процессов растения. С помощью глубокого красного излучения 650 нм и дальнего красного 730 нм можно регулировать генеративные процессы и влиять на сроки образования урожая. Данные эффекты красной области спектра ФАР требуют более детального изучения. Сейчас наша команда ведёт разработку нового типа фитооблучателя, имеющего в составе своего спектра дальнее красное излучение, для проведения исследований влияния данной области спектра ФАР.

Ключевые слова: фотосинтез, светодиоды, ДНаЗ, фотосинтетическая облученность, огурец Мева F1, теплицы, урожайность.

В связи с ростом населения и удорожанием логистики растёт потребность производства сельскохозяйственной продукции непосредственно рядом с потребителем. В условиях рискованного земледелия возникает необходимость строительства тепличных хозяйств для выращивания овощей и зелени в условиях защищённого грунта. Самыми распространёнными источниками света в теплицах являются на сегодняшний день дуговые натриевые (ДНаТ) и дуговые натриевые зеркальные (ДНаЗ) облучатели. Данные облучательные приборы обладают большими потоками (ФАР) при компактных размерах. Типовой облучатель может выдавать более 2000 мкмоль/с при потребляемой мощности 1 кВт, при этом его габаритные размеры около 400×200×200 мм, а масса не превышает 2 кг. Однако данные облучатели имеют свои минусы, такие как содержание паров ртути в лампах, а также неполный спектральный состав. Согласно Минаматской конвенции к 2030 г. страны, подписавшие соглашение, должны избавиться от всех ртутьсодержащих облучательных приборов [1].

На смену традиционным газоразрядным облучательным приборам приходят полупроводниковые источники излучения. Такие приборы обладают рядом преимуществ над газоразрядными. Из преимуществ можно выделить более высокую квантовую эффективность, достигающую более 3 мкмоль/Дж, высокий индекс цветопередачи, низкое тепловыделение, а также вариативность спектрального состава.

Для создания высокоэффективного светодиодного облучателя активно ведутся исследования по изучению влияния участков спектра ФАР на морфометрические показатели растений, их урожайность и микроэлементный состав их плодов.

Так, в исследовании [2] говорится, что при насыщающих уровнях облученности порядка 800 мкмоль/м²·с добавленный дальний красный свет

способствовал дополнительному поглощению фотонов фотосистемы II (ФС II), эффективность поглощения фотонов увеличивалась до 90%. В статье [3] по результатам исследования было выявлено, что добавление дальнего красного спектра в количестве 50 мкмоль/м²·с приводило к ускорению фотосинтеза. В исследовании [4] было показано, что дата видимой бутонизации при облучении длинноволновым спектром (низкое соотношение красного и дальнего красного) может быть ускорена примерно на 20 дней.

Таким образом, можно сделать вывод, что длинноволновая область спектра ФАР хорошо сказывается как на показателях роста растений, так и урожайности, а за счёт ускорения бутонизации можно предположить, что сроки сбора урожая можно сократить. Также за счёт регуляторной способности красных квантов с длинами волн 650 и 730 нм можно регулировать сроки цветения, что будет очень полезным эффектом для цветочных хозяйств.

Целью данной статьи было исследование влияния длинноволновой области спектра ФАР на динамику изменения морфометрических показателей в процессе вегетации и урожайность огурца сорта Мева F1.

Методика эксперимента

В проведении эксперимента было выбрано два светодиодных облучателя с разной интенсивностью в красной области спектра ФАР и ДНаЗ – облучатель в качестве контрольного образца (табл. 1).

Образцы растений огурца Мева F1 предоставлены ООО «КДВ Яшкинские теплицы». Огурец Мева F1 является одним из самых распространённых культур, выращиваемых в круглогодичных теплицах. Этот гибрид выведен в Голландии. Сортотип: среднеплодный гладкий. Выращивание рекомендуется для первой и третьей световых зон. Сорт относится к поздним разновидностям, поскольку первые

плоды достигают полного созревания спустя 50–55 суток. Кожура зеленцов блестит и обладает темно-зеленым цветом со средней бугорчатостью и белым опушением, плоды цилиндрической формы. Мякоть плодов Мева f1 упругая, хрустящая, сладкая и сочная. Масса одного огурца в среднем 182–209 г. Достигают в среднем 17–20 см в начале вегетации, 20–24 см в конце вегетации, вырастают до 40 мм в диаметре. Огурцы Мева f1 отличаются крепким иммунитетом, поскольку обладают стойкостью к мучнистой росе, корневой и серой гнилям, а также к фузариозу. Обладают высокой регенеративной способностью [5–7].

Таблица 1

Характеристики облучательных приборов

Наименование	ДНаЗ 250 Вт	Diora Unit Agro	Diora Quadro Agro
Потребляемая мощность, Вт	263,8	80,92	113
Поток фотосинтетически активной радиации (PPF), мкмоль/с	302,25	238	248,78
Квантовая эффективность, мкмоль/Дж	1,15	2,94	2,2

Далее был проведён светотехнический расчёт помещений для размещения облучательной установки и дальнейшего выращивания огурцов сорта Мева F1. Помещение состояло из трёх отсеков, разделённых непрозрачными белыми перегородками. Габаритные размеры отсеков Д×Ш×В: 1000×700×2600 мм. В каждом отсеке были размещены по два саженца испытуемых образцов огурца сорта Мева F1. Схема отсеков представлена на рис. 1, 2.

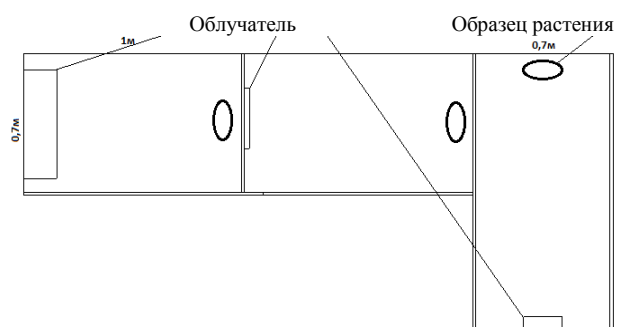


Рис. 1. Планировка отсеков

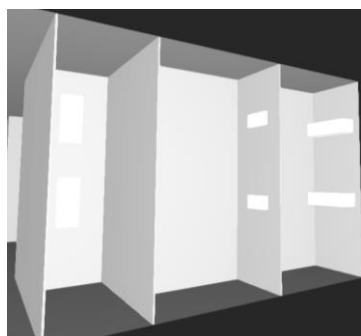


Рис. 2. Визуализация отсеков

С помощью компьютерной программы Dialux 4.13 [8] был произведён светотехнический расчёт необходимого уровня облучённости (PPFD)

таким образом, чтобы на условной плоскости листовой кроны растений PPFD составлял около 200 мкмоль/м²·с. Согласно проведённым расчётам, выбранные ранее облучательные приборы были настроены на определённую мощность с учётом необходимого PPFD. На рис. 3 представлены спектры излучения облучательных приборов.

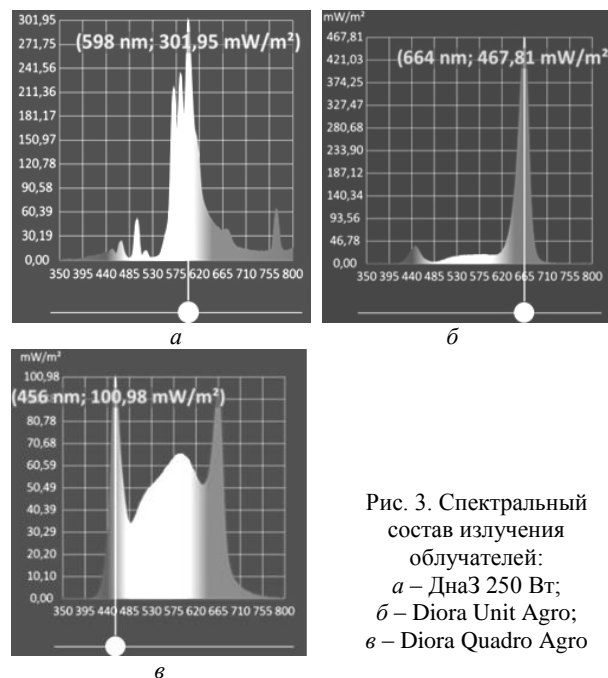


Рис. 3. Спектральный состав излучения облучателей:
а – ДНаЗ 250 Вт;
б – Diora Unit Agro;
в – Diora Quadro Agro

Климатические условия в процессе проведения исследований: температура окружающей среды 25 ± 3 °С, относительная влажность воздуха (45–80)%, атмосферное давление (630–800) мм рт. ст., средний уровень облучённости во всех экспериментах составлял 200 мкмоль/м²·с, режим работы светильников 12 ч, включены с 8:00 до 20:00 ч и 12 ч выключены с 20:00 до 8:00 ч, естественное освещение отсутствует, полив ежедневный. В процессе проведения исследований ежедневно осуществлялся контроль температуры и влажности в лабораторном стенде с помощью прибора ТКА-ПМ. Осуществлялся контроль количества плодов, размеров плодов, высоты стебля и размера листьев. Размеры плодов и листьев измерялись с помощью штангенциркуля. Измерения спектров излучения и фотосинтетической облучённости осуществлялись с помощью спектрометра UPRtek PG200N.

Результаты эксперимента

Эксперимент продлился 14 дней, спустя это время было подсчитано количество плодов, принесённых растениями. Также были проведены замеры высоты стеблей к этому сроку. В результате образцы огурца сорта Мева F1, произрастающие под облучателями ДНаЗ и Diora Unit Agro, принесли по 4 плода, образцы под облучателями Diora Quadro Agro принесли 5 плодов. При этом наибольшая длина стебля составила под облучателями ДНаЗ, однако высота у образцов сильно отличалась. Высота растений под облучателями Diora Unit Agro не сильно уступала образцам, выращенным под ДНаЗ, однако

их высота была одинаковой. Высота стеблей образцов, выращенных под Diora Quadro Agro, была самая низкая, в среднем она была на 93 см ниже, чем в остальных отсеках, и также сильно различалась. Результаты замеров высоты (h) и количество плодов (n) приведены в табл. 2.

Таблица 2

**Количество собранных плодов огурцов
и высота стеблей образцов**

	ДНАЗ 250 Вт		Diora Unit Agro		Diora Quadro Agro	
	№ 1	№ 2	№ 3	№ 4	№ 5	№ 6
n	2	2	2	2	3	2
h	2220	2900	2600	2750	2170	1200

По результатам эксперимента было выявлено, что высокая интенсивность излучения в красной области спектра ФАР способствует усиленному росту зелёной массы образцов и усиленному росту стеблей в высоту. При этом показатели урожайности несильно уступают образцам, выращенным при меньшей концентрации красного излучения. Большее количество плодов в отсеке с Diora Quadro можно объяснить случайной погрешностью или особенностью конкретного растения.

Также из табл. 1 видно, что относительно ДНАЗ 250 Вт, светодиодные светильники меньше потребляют электроэнергию: Diora Unit Agro на 69,33%, Diora Quadro Agro на 57,16%. Видно, что наибольшую квантовую эффективность имеет облучатель Diora Quadro Agro, при меньшей мощности он обеспечивает такой же уровень облучённости, как ДНАЗ 250 Вт и Diora Quadro Agro. Такая эффективность объясняется большей квантовой эффективностью красных светодиодов, при одинаковой мощности оптического излучения генерируется большее количество квантов красного излучения согласно закону Планка [9].

Выводы

В результате проведённого исследования было выявлено, что красное излучение способствует увеличению морфометрических показателей растения, что может способствовать увеличению урожайности за счёт усиленного фотосинтеза. Также облучатели, имевшие большую концентрацию длинноволнового излучения, не уступали в урожайности облучателю с меньшей концентрацией красного излучения: предполагается, что при более детальном изучении с большей продолжительностью эксперимента количество плодов может отличаться в пользу облучателей с более интенсивной красной областью ФАР.

Красные светодиоды вызывают огромный интерес среди научного сообщества в агрофотонике, наглядно демонстрируя высокую эффективность в выращивании сельскохозяйственных культур. При этом активно исследуется дальнейшее красное излучение 730 нм, которое участвует в регулировании физиологических процессов растения. С помощью глубокого красного излучения 650 нм и дальнего красного 730 нм можно регулировать генеративные процессы и влиять на сроки образования урожая. Данные эффекты красной области спектра ФАР требуют

более детального изучения. Сейчас наша команда ведёт разработку нового типа фитооблучателя, имеющего в составе своего спектра дальнейшее красное излучение, для проведения исследований влияния данной области спектра ФАР.

Литература

1. Распоряжение Правительства Российской Федерации от 7 июля 2014 г. № 1242-р «О подписании Минаматской конвенции о ртути».
2. Far-Red Light Accelerates Photosynthesis in the Low-Light Phases of Fluctuating Light / Masaru Kono, Hikaru Kawaguchi, Naoki Mizusawa, Wataru Yamori, Yoshihiro Suzuki, Ichiro Terashima // Plant and Cell Physiology. – 2020. – Vol. 61. – PP. 192–202.
3. Shuyang Zhen. Far-red light is needed for efficient photochemistry and photosynthesis / Shuyang Zhen, Marc W. van Iersel // Journal of Plant Physiology. – 2016. – Vol. 209. – PP. 115–122.
4. Yamada A. Red:far-red light ratio and far-red light integral promote or retard growth and flowering in *Eustoma grandiflorum* (Raf.) / A. Yamada, Shinn T. Tanigawa, T. Suyama, T. Matsuno, T. Kunitake // Scientia Horticulturae. – 2009. – Vol. 120. – PP. 101–106.
5. Король В.Г. Условия выращивания пчёлоопыляемого огурца карамбол Ф1 в стеклянных теплицах зимой // Овощи России. – 2017. – № 3. – С. 49–51. <https://doi.org/10.18619/2072-9146-2017-3-49-51>.
6. Overview of Bee Pollination and Its Economic Value for Crop Production / S.A.M. Khalifa, E.H. Elshafiey, A.A. Shetaia, A.A.A. El-Wahed, A.F. Algethami, S.G. Musharraf, M.F. AlAjmi, C. Zhao, S.H.D. Masry, M.M. Abdel-Daim, M.F. Halabi, G. Kai, Y. Al Naggat, M. Bishr, M.A.M. Diab, H.R. El-Seedi // Insects. – 2021. – Vol. 12(8). – P. 688.
7. Король В.Г. Рекомендуемые гибриды огурца для выращивания в теплицах в условиях искусственного освещения // Овощи России. – 2021. – № (5). – С. 32–38.
8. «DIAL» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.dial.de/en-GB/> (дата обращения: 19.09.2023).
9. Спектральное соотношение энергии квантов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.hortigrowlight.com/en-gb/par-ppf-ypf-ppfd-dli> (дата обращения: 19.09.2023).

Былков Денис Васильевич

Инженер-светотехник АО «Физтех-Энерго»
Эл. почта: prototype103faza@gmail.com

Полторацкий Дмитрий Алексеевич

Технический директор АО «Физтех-Энерго»
Эл. почта: poltoral1@yandex.ru

Солдаткин Василий Сергеевич

Канд. техн. наук, доцент каф. радиоэлектронных технологий и экологического мониторинга (РЭТЭМ) ТУСУРа
Эл. почта: soldatkinvs@main.tusur.ru

Лазарева Алена Олеговна

Инженер каф. РЭТЭМ ТУСУРа
Эл. почта: alena.o.lazareva@tusur.ru

Ильчук Анна Владимировна

Инженер-светотехник ООО «Световые технологии»
Эл. почта: belegestel97@yandex.ru

М.А. Афансьев, Р.Г. Герасимов, Е.В. Шнайдер, В.С. Солдаткин

Сравнение влияния температуры окружающей среды на колориметрические характеристики светодиодных источников света

На данный момент промышленные светильники, которые оснащены мощными светодиодами, а именно матрицами и светодиодами, используемые в качестве светоизлучающего элемента, стали достаточно распространены и востребованы на современном рынке светодиодных источников света. Основной проблемой выхода из строя таких матриц является перегрев. Так как матрицы подвергаются воздействиям различного рода, то для стабильной работы светильников, освещение которых должно соответствовать определенным нормам и стандартам, необходимо минимизировать влияние факторов для увеличения надежности устройства. Одним из таких факторов является температура. В данной статье излагаются результаты исследований по сравнению поведения работы при разных температурах светодиодной матрицы Epistar XA 20WWJS и светодиода OSRAM.

Ключевые слова: индекс цветопередачи, светодиодная матрица, светодиод, источник света, точность, палитра.

Надежность светодиодных источников света – один важнейших критериев современной светотехнической продукции. Светодиодные источники света подвергаются воздействию механических и климатических воздействий. К механическим относятся вибрация и наличие пыли, а к климатическим – температура и влажность [1].

Для освещения производственных помещений крайне важны высокоэффективные и надежные источники света. В настоящее время светодиодные источники света, обладающие такими преимуществами, как длительный срок службы и высокая светопередача, вытесняют традиционные источники света, применяемые в различных отраслях промышленности, именно светодиодные источники света совмещают в себе все вышеперечисленные преимущества. Также такие источники света являются рекордсменами по сроку службы и светоотдаче. Срок службы может составлять более 80 000 ч, а светоотдача – более 130 лм/Вт [2].

Основными требованиями к современному рынку светодиодной техники являются снижение энергопотребления и увеличение светового потока, срока службы и теплоотвода. Одним из решающих значений освещения современных жилых, коммерческих и промышленных помещений является способность точно отображать цвета различных объектов. Это количественно оценивается и измеряется одной из самых распространенных характеристик – индексом цветопередачи (CRI), при замере определенного источника света индекс цветопередачи становится важнейшей характеристикой, по которой можно определить соответствие тому или иному отраслевому стандарту.

Индекс цветопередачи – это количественная мера источника света, которая точно отображает цвета различных объектов по сравнению с естественным или стандартными источниками света. На рис. 1 представлена палитра цветов индекса цветопередачи (CRI) [3].

Целью работы является сравнение показателей колориметрических характеристик (цветовых коор-

динат и коррелированной цветовой температуры) светодиодной матрицы и светодиода под воздействием температур в диапазоне от 25 до 85 °С.



Рис. 1. Палитра цветов индекса цветопередачи

В качестве экспериментальных образцов выбраны светодиодные матрицы фирмы Epistar [4], на данной матрице светодиоды расположены близко друг к другу, покрыты общим слоем люминофора и защищены клеем, и светодиода фирмы OSRAM DURIS E5 [5]. Светодиодные матрицы Epistar XA 20WWJS представлены на рис. 2 и 3.

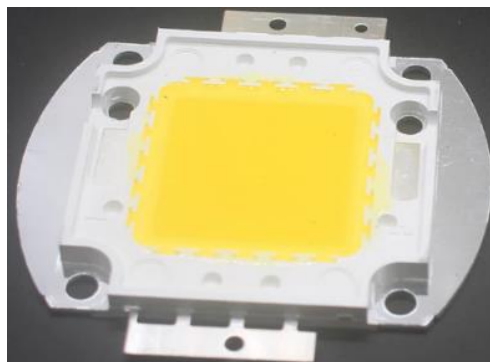


Рис. 2. Светодиодная матрица Epistar XA 20WWJS



Рис. 3. Светодиод OSRAM DURIS E5

Далее была исследована зависимость такого параметра, как индекс цветопередачи, от температуры (рис. 4).

Согласно полученным данным (табл. 1–4) (см. рис. 3), снизилась красная составляющая оптического спектра светодиода, которая соответствует индексу R9, что, в свою очередь, привело к снижению суммарного индекса цветопередачи.

Таблица 1

Индекс цветопередачи светодиода при 25 °С

R1	R2	R3	R4	R5	R6	R7	R8
79,1	75,5	81,4	78,8	76,3	75,8	78,6	67,2
R9	R10	R11	R12	R13	R14	R15	
58,3	61,4	60,3	49,2	75,8	83,3	76,2	

Таблица 2

Индекс цветопередачи светодиода при 85 °С

R1	R2	R3	R4	R5	R6	R7	R8
80,8	72,3	72	63,6	74,7	60	79,7	48,2
R9	R10	R11	R12	R13	R14	R15	
27,5	55,2	43,9	48,1	61,2	84	57,8	

Таблица 3

Индекс цветопередачи матрицы при 25 °С

R1	R2	R3	R4	R5	R6	R7	R8
68,9	78	87	70,9	67,2	69,6	81	49
R9	R10	R11	R12	R13	R14	R15	
25,7	50,3	65,7	40,9	69,6	93,2	60,4	

Таблица 4

Индекс цветопередачи матрицы при 85 °С

R1	R2	R3	R4	R5	R6	R7	R8
67,4	78,9	89	68	65,8	69	81	58,2
R9	R10	R11	R12	R13	R14	R15	
23,9	51	60	42,4	68	94	59	

Путем проведения анализа рис. 4 можно с уверенностью сделать вывод, что светодиодная матрица более подвержена высоким температурам, нежели светодиод, индекс цветопередачи R9 (красный цвет) при возрастании температуры значительно снизился, в то время как у светодиодной матрицы при повышении температуры значительных изменений зафиксировано не было [6].

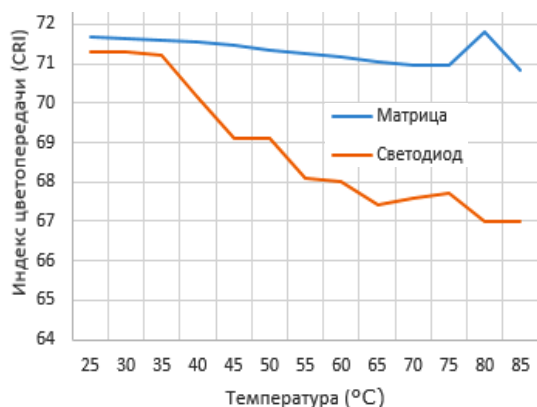


Рис. 4. Зависимость цветопередачи от температуры

Следующим этапом является исследование зависимости спектра излучения от температуры. На

рис. 5, 6 представлены спектры излучения светодиодной матрицы и светодиода при разных значениях температуры (25 и 85 °С).

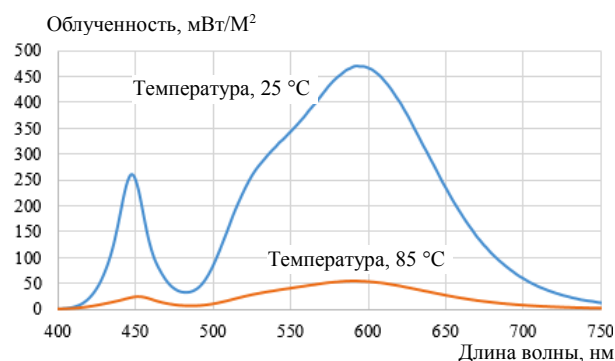


Рис. 5. Зависимость спектра светодиодной матрицы от температуры

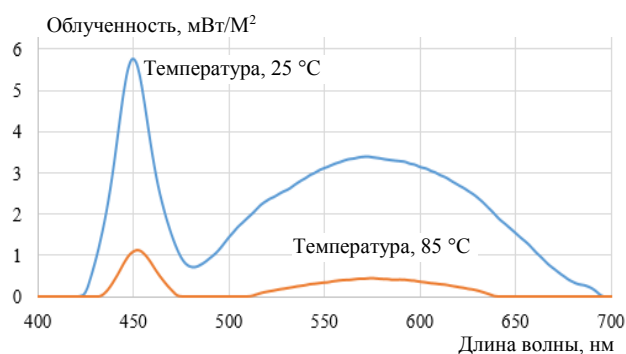


Рис. 6. Зависимость спектра светодиода от температуры

Анализируя данные графики, видно, что составляющая кристалла излучения снижается при повышении температуры светодиодной матрицы. Повышенная температура отрицательно сказывается на надежности светодиодов и уменьшает срок их службы, такая тенденция ведет и к снижению светового потока. Чтобы минимизировать влияние температуры, логично отводить тепло от светоизлучающего элемента при помощи радиатора, габариты которого будут больше, но это может негативно сказаться на конструкции, так как, возможно, будет необходимым прибегнуть к увеличению размеров платы, что может привести к усложнению, а впоследствии и удорожанию системы. В связи с повышением температуры световая эффективность способна довольно сильно снижаться, в отличие от светового потока. Такое снижение световой эффективности может привести к тому, что светодиод перестанет отвечать требованиям государственных стандартов по эффективности с точки зрения энергосбережения [7].

В ходе выполнения работы путем проведения эксперимента было установлено, что светодиодная матрица наиболее устойчива к условиям повышенной температуры и сохраняет значения колориметрических характеристик, наиболее приближенных к заявленным значениям, вопреки воздействию повышенных температур, в отличие от светодиода. В связи с этим можно сделать вывод, что использование матриц для оснащения промышленных светильников является наиболее эффективным.

Литература

1. Солдаткин В.С. Обзор современных светодиодов: для общего освещения, для садоводческого освещения, УФ-диоды для дезинфекции // Электронные средства и системы управления: матер. докл. междунар. науч.-практ. конф. – 2022. – № 1-1. – С. 239–241.

2. Мощные светодиодные матрицы, тепловой режим. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://chip-led27.ru/blog/obzory-tovarov/moshchnye-svetodiodnye-matritsy-teplovoy-rezhim/>

3. Бухмиров В.В. Тепломассообмен: учеб. пособие. – Иваново: ФГБОУВПО Ивановский гос. энергетический ун-т им. В.И. Ленина, 2014. – 360 с.

4. Вилисов А.А. Полупроводниковая светотехника: учеб. пособие / А.А. Вилисов, В.С. Солдаткин, В.И. Туев. – Томск: ТУСУР, 2022. – 124 с.

5. Официальный сайт Epistar [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://epistar.com>

6. Официальный сайт OSRAM Opto Semiconductors GmbH [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://ams-osram.com/products/product-selector?refinementList%5Bhbc%5D%5B0%5D=DURIS%7CE%7C2835&refinementList%5Bcolor_multi%5D=&page=1

7. Электронные компоненты [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://go-link.ru/j38eW>

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

Шнайдер Екатерина Васильевна

Студентка каф. РЭТЭМ ТУСУРа
Эл. почта: katya.shnayder@bk.ru

Солдаткин Василий Сергеевич

Доцент каф. РЭТЭМ ТУСУРа
Эл. почта: soldatkinvs@main.tusur.ru

А.Д. Гончаров

Методика расчета класса энергетической эффективности осветительных и облучательных приборов

Выполнена разработка методики определения класса энергетической эффективности. Показано, что при расчете полезного светового потока светового прибора и при определении класса энергетической эффективности нельзя руководствоваться только параметрами светового прибора. Показано, что для определения полезного светового потока и класса энергетической эффективности целесообразно разрабатывать таблицы полезных световых потоков и классов энергетической эффективности в зависимости от параметров помещения, например, в зависимости от индекса помещения. Показано, что расчет полезного светового потока можно выполнять произведением параметра КПД КСС (методика которого приведена в статье [1]) на световой поток светового прибора. Показано, что, применяя параметры КПД КСС для типовых КСС, приведенные в статье [1], с отклонением не более 4%, можно рассчитать полезный световой поток реальных световых приборов, если известен тип светового прибора.

Ключевые слова: коэффициент использования светового потока, полезный световой поток, класс энергетической эффективности, осветительные приборы, облучательные приборы, оптические системы оптоэлектронных приборов и систем.

Развитие светодиодных технологий стало основой к пересмотру зарубежного стандарта по определению класса энергетической эффективности. До недавнего времени класс энергетической эффективности определялся стандартом ГОСТ Р 51388–99 «Энергосбережение. Информирование потребителей об энергетической эффективности изделий бытового и коммунального назначения» и др.). В отношении источников света данный стандарт никакого отношения не имел, а требования относились к энергоэффективности электробытовых приборов, строительных и теплоизоляционных материалов и т.д.

В европейской директиве 98/11/ЕС говорится о том, что лампы бытового назначения должны иметь маркировку энергоэффективности. Определение класса энергоэффективности выполнялось в соответствии с вышеназванной директивой на основании показателей светового потока и мощности ламп. Методы измерений определены в стандарте DIN EN 50285 «Энергоэффективность электрических ламп бытового назначения, методы измерений».

Развитие высокоэффективных светодиодных технологий позволило создать осветительные и облучательные приборы, которые всегда попадали под требования класса энергоэффективности А, вследствие чего, нельзя было сделать адекватную оценку светодиодных источников света по классу энергетической эффективности между собой.

11 марта 2019 г. Европейским союзом разработан стандарт «COMMISSION DELEGATED REGULATION (EU)», определены 7 классов энергетической эффективности источников света, исходя из полной эффективности осветительных приборов:

- А – более 210 лм/Вт;
- В – от 185 до 210 лм/Вт;
- С – от 160 до 185 лм/Вт;
- D – от 135 до 160 лм/Вт;
- E – от 110 до 135 лм/Вт;
- F – от 85 до 110 лм/Вт;
- G – менее 85 лм/Вт.

Определение класса сводится к расчету полезного светового потока осветительного прибора. В данном стандарте полезный световой поток определяется, исходя из характеристик осветительного прибора и из того, что для ненаправленных источников света это полный поток, излучаемый в телесном угле 4π ср (соответствующий сфере 360°); для направленных источников света в угле излучения $\geq 90^\circ$ по уровню 0,5 от осевой силы света – это световой поток, излучаемый в телесном угле π ср (соответствует световому потоку в угле излучения 120° по уровню 0,5 от осевой силы света); для направленных источников света в угле излучения $< 90^\circ$ по уровню 0,5 от осевой силы света – это световой поток, излучаемый под телесным углом $0,586\pi$ ср (соответствует световому потоку в угле излучения 90° по уровню 0,5 от осевой силы света).

Направленность или ненаправленность светового потока определяется долей светового потока в угле излучения 120° по уровню 0,5 от осевой силы света: если в угле излучения 120° заключается не менее 80% светового потока, то такой световой прибор является направленным, если менее 80% – ненаправленным.

Полезный световой поток – это характеристика осветительной и облучательной установки, на значение которого влияют оптические характеристики установки (коэффициенты отражения).

Целью данной работы является разработка методики определения класса энергетической эффективности осветительных и облучательных приборов.

Работа соответствует приоритетному направлению развития науки, технологий и техники Российской Федерации «Энергоэффективность, энергосбережение, ядерная энергетика».

Для выполнения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

- на основании работы [1] предложить методику расчета класса энергетической эффективности;
- выполнить расчет класса энергетической эффективности по методике Европейского стандарта

для типовых офисных помещений с коэффициентами отражения потолка 70%, стен 50%, пола 30% (согласно СП 367.1325800.2017 со следующими изменениями: вместо коэффициента отражения пола 40% принять по табл. А.3 настоящего СП для потемневшего дерева коэффициент отражения 30%);

- выполнить расчет класса энергетической эффективности для светового прибора DL-B600x600A-40W Day White производства компании ООО «Арлайт Рус» [2];

- выполнить расчет класса энергетической эффективности для виртуального осветительного прибора с полной световой эффективностью и типом светораспределения, аналогичными полной эффективностью и типам светораспределения рассматриваемых осветительных приборов производства компании ООО «Арлайт Рус».

На практике параметры, которые характеризуют параметры осветительной и облучательной установки, представляются в виде таблицы, например таблицы коэффициентов использования светового потока [3].

Полезный световой поток также является параметром осветительной и облучательной установки, следовательно, целесообразно класс энергетической эффективности представить в виде таблицы.

Таким образом, автором предлагается следующая методика расчета класса энергетической эффективности:

- для светового прибора рассчитываются параметры КПД КСС светового прибора в зависимости от индекса помещения;

- полезный световой поток светового прибора определяется произведением параметра КПД КСС на световой поток светового прибора;

- применяя методику расчета, приведенную в Европейском стандарте, рассчитывается класс энергетической эффективности в зависимости от индекса помещения.

Реальные измерения светового прибора DL-B600x600A-40W Day White показали, что световой поток составляет 3989,0 лм, потребляемая мощность составляет 35,7 Вт, световая эффективность составляет 111,7 лм/Вт.

Расчет по Европейскому стандарту показывает, что данный световой прибор имеет полезный световой поток 3989 лм. Так как световой поток светового прибора является ненаправленным (рис. 1) то весь световой поток светового прибора является полезным. Световой прибор соответствует классу энергетической эффективности типа E.

В табл. 1 представлены результаты расчета параметра КПД КСС, полезного светового потока, а также приведен расчет класса энергетической эффективности по разработанной автором методике.

В табл. 2 приведены результаты расчета для виртуального светового прибора со стандартным типовым светораспределением типа Д со световыми и электрическими параметрами аналогичными, световому прибору DL-B600x600A-40W Day White.

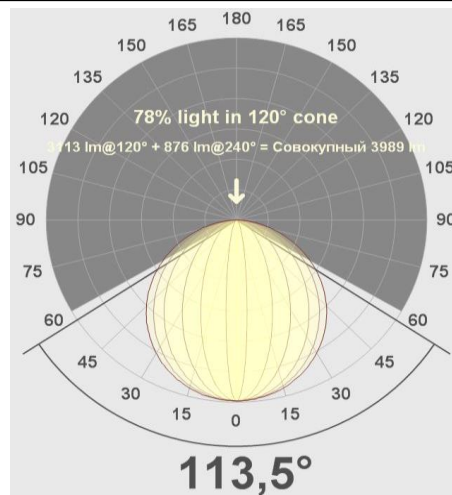


Рис. 1. К определению направленности светового потока светового прибора

Таблица 1

Результаты расчета полезного светового потока и класса энергетической эффективности по разработанной автором методике для осветительного прибора DL-B600x600A-40W Day White

<i>i</i>	КПД КСС, %	Полезный световой поток, лм	Класс энергоэффективности
0,5	33,40	1332,326	G
1	57,80	2305,642	G
1,5	69,70	2780,333	G
2	76,40	3047,596	F
2,5	80,70	3219,123	F
3	83,60	3334,804	F
3,5	85,70	3418,573	F
4	87,30	3482,397	F
4,5	88,60	3534,254	F
5	89,70	3578,133	F
10	94,80	3781,572	F
20	97,10	3873,319	F
30	97,50	3889,275	F
40	98,20	3917,198	F

Таблица 2

Результаты расчета полезного светового потока и класса энергетической эффективности по разработанной автором методике для стандартного светораспределения класса типа Д

<i>i</i>	КПД КСС, %	Полезный световой поток, лм	Класс энергоэффективности
0,5	32,12	1281,2668	G
1	56,30	2245,807	G
1,5	68,19	2720,0991	G
2	75,10	2995,739	F
2,5	79,59	3174,8451	F
3	82,69	3298,5041	F
3,5	85,04	3392,2456	F
4	86,96	3468,8344	F
4,5	88,38	3525,4782	F
5	89,63	3575,3407	F
10	95,42	3806,3038	F
20	98,40	3925,176	F
30	99,20	3957,088	F
40	99,49	3968,6561	F

Выводы

Таким образом, исходя из полученных результатов, можно сделать следующие выводы:

- при расчете полезного светового потока осветительного и облучательного прибора и определении класса энергетической эффективности нельзя руководствоваться только параметрами осветительного и облучательного прибора, так как для одного и того же прибора отличаются и полезный световой поток, и классы энергетической эффективности;
- для определения полезного светового потока и класса энергетической эффективности целесообразно разрабатывать таблицы полезных световых потоков и классов энергетической эффективности в зависимости от параметров помещения, например в зависимости от индекса помещения;
- расчет полезного светового потока можно выполнять произведением параметра КПД КСС (методика которого приведена в статье [1] на световой поток осветительного и облучательного прибора;
- применяя параметры КПД КСС для типовых КСС, приведенные в статье [1], с отклонением не более 4% можно рассчитать полезный световой поток реальных световых приборов, если известен тип светового прибора, и рассчитать класс энергетиче-

ской эффективности на этапе разработки осветительных и облучательных приборов и систем;

- разработанную автором методику можно применять для расчета оптических систем оптоэлектронных приборов с целью повышения их эффективности.

Литература

1. Гончаров А.Д. Оценка эффективности светораспределения осветительных приборов / А.Д. Гончаров, В.И. Туев // Доклады ТУСУР. – 2018. – Т. 21, № 4-1. – С. 77–82. DOI: 10.21293/1818-0442-2018-21-4-1-77-82.
2. Официальный сайт компании ООО «Арлайт РУС» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://arlight.ru/catalog/product/021946/> (дата обращения: 13.09.2023).
3. Гончаров А.Д. Универсальный метод расчета коэффициента использования светового потока осветительных приборов / А.Д. Гончаров, В.И. Туев // Доклады ТУСУР. – 2017. – Т. 20, № 2. – С. 55–60.

Гончаров Александр Дмитриевич
Директор светотехнического департамента
ООО «Арлайт Рус»
Эл. почта: Alexander_G_@mail.ru

**В.А. Колесникова, Г.А. Хандогин, К.А. Шипеев,
А.А. Атамурзаева, В.М. Саклаков, С.Б. Туранов**

Влияние оптического излучения на рост перца в условиях светокультуры

Представлены результаты исследования влияния спектрального состава излучения на рост тепличного перца в условиях светокультуры. Приведено сравнение влияния квазимонохроматических спектров (410, 465, 517, 610 и 660 нм), белого спектра и спектра ДНАТ-лампы. Плотность фотосинтетически активного потока была одинаковой для всех образцов в течение эксперимента ($160 \text{ мкмоль} \cdot \text{м}^{-2} \cdot \text{с}^{-1}$). Показано, что, оптимизируя соотношение различных частей спектра освещения, можно влиять на процессы роста тепличного перца и его характеристики.

Ключевые слова: коэффициент использования светового потока, полезный световой поток, класс энергетической эффективности, осветительные приборы, облучательные приборы, оптические системы оптоэлектронных приборов и систем.

Изучение влияния света на рост и развитие растений – это одно из наиболее активно развивающихся направлений современной полупроводниковой светотехники. Большое количество научных групп работают в этом направлении. Так, например, было показано, что на рост и морфологию некоторых видов растений влияет кратковременное воздействие дальнего красного света в начале или конце фотопериода [1–3]. Одним из эффектов является увеличение биомассы, связанное с гормональными изменениями, влияющими на циркадный ритм и дыхание растений [4–7]. Другие исследования показывают, что накопление антоцианов можно увеличить, подвергая их воздействию синего или красного светодиодного света в течение нескольких дней перед сбором урожая [8, 9]. А еженедельное чередование синего и красного светового излучения влияло на физиологические и биохимические показатели салата – более высокая доза синего света увеличивала концентрацию вторичных метаболитов, а красный свет увеличивал массу побегов и площадь листьев [10–12]. Проанализировав литературу, можно выделить основные исследуемые объекты – салатные культуры, огурцы, помидоры и др. Однако работы, направленные на поиск правильного баланса между различными областями спектра для выращивания тепличного перца с использованием светодиодного облучения, встречаются редко. Хотя перец является одной из наиболее экономически выгодных культур для тепличного производства благодаря своим питательным и потребительским свойствам.

В данной работе мы провели сравнительное исследование влияния различных спектральных режимов на функциональные показатели тепличного перца «Шустрик».

Методика эксперимента

Эксперименты проводились в климатических камерах со светодиодными системами освещения (рис. 1).

Модельным объектом был выбран тепличный перец сорта «Шустрик». Экспериментальные образцы выращивались в нейтрализованном торфе и поливались по мере необходимости раствором

Хьюитта. Перец выращивали при температуре 22–23 °С и влажности воздуха 70–80%.



Рис. 1. Климатические камеры со светодиодными облучателями

Освещение растений обеспечивалось специализированной светодиодной облучательной установкой (ОУ), позволяющей осуществлять ручной и автоматический контроль спектрального состава и интенсивности облучения. Для технической реализации автоматического освещения была разработана система управления.

Режимы облучения были выбраны на основе результатов собственных экспериментов [13, 14] и обзора литературы [1–12]. Все экспериментальные образцы облучались одинаковой суммарной интенсивностью облучения в области ФАР при 16-часовом фотопериоде ($160 \text{ мкмоль} \cdot \text{м}^{-2} \cdot \text{с}^{-1}$), но различались спектральным составом (рис. 2–4). В качестве контроля использовались образцы, выращенные под ДНАТ-лампой. ДНАТ-освещение – это наиболее распространенный вид освещения в существующих теплицах.

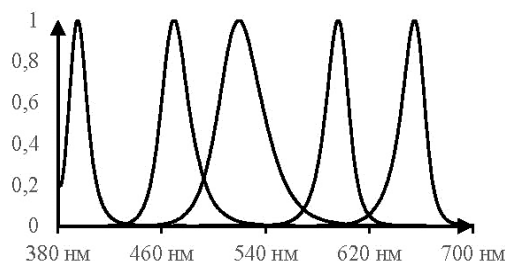


Рис. 2. Спектры излучателей

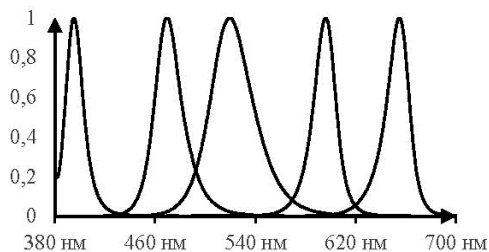


Рис. 3. Спектр ДНАТ

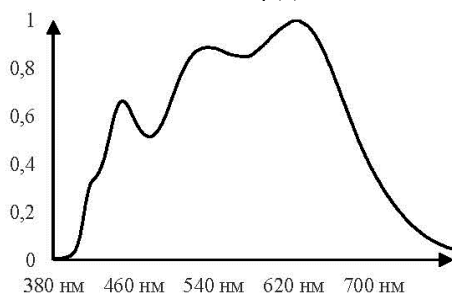


Рис. 4. Спектр белого СД

Для оценки параметров роста использовался спектрофотометр CI-710s SpectraVue Leaf Spectrometer. На основе измеряемых спектров отражения, пропускания и поглощения проводился расчет 36 вегетационных индексов.

Результаты

Измерения спектров поглощения, отражения и пропускания проводились раз в неделю. Рассмотрим полученные результаты одного из экспериментальных дней. На рис. 5 представлены спектры поглощения листьев перца, выращенные при разных спектрах облучения. Видно, что качественно они повторяют друг друга, но есть существенные (до 10–15%) отличия в основных пиках поглощения.

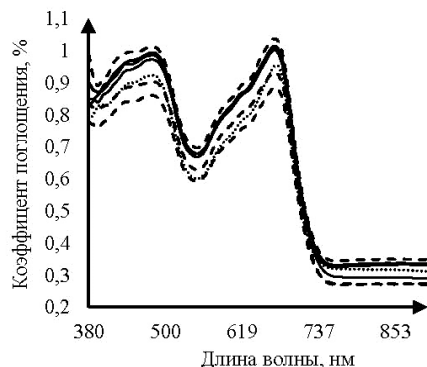


Рис. 5. Спектры поглощения образцов

Спектры отражения имеют уже не столь значимую разницу в диапазоне ФАР, но в ИК-области различия у образцов достигают 10–12% (рис. 6).

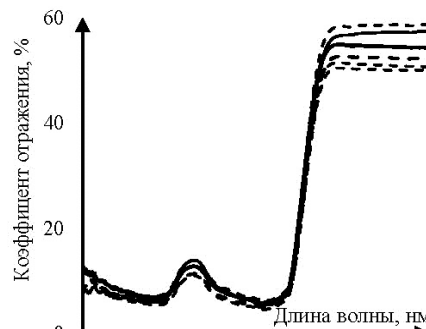


Рис. 6. Спектры отражения образцов

В спектрах пропускания выделяется образец, выращенный под ДНАТ-лампами (рис. 7). Остальные образцы имеют незначительные различия (до 1%) и, вероятно, связаны с погрешностью.

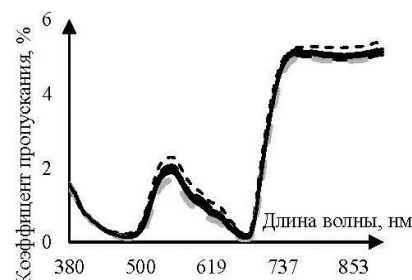


Рис. 7. Спектры пропускания образцов

Следующим этапом исследования являлся анализ вегетационных индексов, рассчитанных на основе измеренных спектров отражения, поглощения и пропускания. Рассмотрим индексы, имеющие наибольшие отличия у образцов, выращенных в разных условиях. На рис. 8 приведены результаты расчета индекса каротиноидного отражения, который относится к группе стресс-индексов. Каротиноиды защищают мембраны клеток от разрушения активными формами кислорода, свободными радикалами при окислительном стрессе, а также являются признаком желтения растения защититься от излучения. Анализ показал падение уровня стресса в трех спектрах излучения и его увеличение в четырех других спектрах.

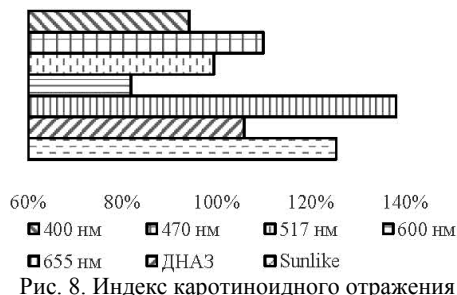


Рис. 8. Индекс каротиноидного отражения

На рис. 9 приведены результаты расчета индекса красной кромки Вогельманна, который относится к группе индексов эффективности использования света и демонстрирует концентрацию хлорофилла в листе, по нему можно определить площадь листового полога и объем воды. Полученные данные дают

возможность выдвинуть гипотезу о большей эффективности ДНАЗ и наименьшей эффективности синего спектра света.

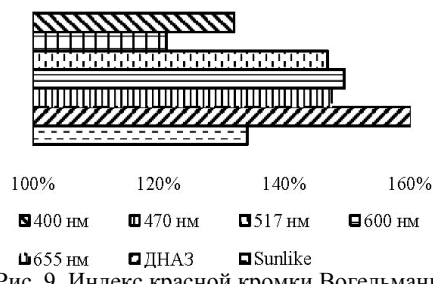


Рис. 9. Индекс красной кромки Вогельманна

Аналогичный анализ был проведен для всех остальных индексов.

Заключение

Качество продуктов питания является важнейшим вопросом современной науки и техники. Одним из перспективных направлений является выращивание растений с возможностью управления их характеристиками. Результаты эксперимента показали, что реакция растений перца на освещение неоднозначная. Нет образцов, которые бы имели наилучшие результаты по всем индексам. Показаны также эффекты фоторегуляции роста и развития растений перца при светодиодном облучении. Можно сделать вывод, что, оптимизируя соотношение различных частей спектра освещения, можно влиять не только на микроэлементный состав растений, но и на их структурные и функциональные характеристики, а также регулировать урожайность, контролировать качество продукции и снижать энергозатраты на их выращивание.

Литература

- 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. DOI.org/10.21273/HORTSCI.45.10.1501.
- 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. DOI:10.3390/horticulturae4020008.
- 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. DOI.org/10.1016/j.scienta.2011.12.023.
- 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. DOI.org/10.2525/ecb1963.41.121.
- 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. DOI.org/10.1016/j.envexpbot.2022.104811.
- 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. DOI.org/10.1016/j.hpj.2020.05.007.

7. Mirzahassemi Z. Comparative physiological and proteomic analysis of Arabidopsis thaliana revealed differential wound stress responses following the exposure to different LED light sources / Z. Mirzahassemi, L. Shabani, M.R. Sabzalil, S. Dayanandan // Environmental and Experimental Botany. – 2020. – Vol. 169. 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. 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, Iss. 10. – PP. 676–684. DOI:10.21273/hortsci.50.5.676.

10. Bantis F. Current status and recent achievements in the field of horticulture with the use of light-emitting diodes (LEDs) / F. Bantis, S. Smirnakou, T. Ouzounis, A. Koukounaras, N. Ntagkas, K. Radoglou // Sci Hortic. – 2018. – Vol. 235. – PP. 437–451. DOI.org/10.1016/j.scienta.2018.02.058.

11. 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. DOI:10.21273/hortsci11592-16.

12. 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. 13, Iss. 604. – PP. 1501–1506. DOI: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. DOI.org/10.1016/j.saa.2019.01.006.

14. 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. DOI:10.1177/1477153519894716.

Колесникова Вероника Александровна
Студентка отд. материаловедения НИ ТПУ
Эл. почта: vak134@tpu.ru

Хандогин Глеб Алексеевич
Студент отд. материаловедения НИ ТПУ
Эл. почта: gah4@tpu.ru

Шипеев Константин Алексеевич
Студент отд. материаловедения НИ ТПУ
Эл. почта: kas75@tpu.ru

Атамурзаева Амина Анваровна
Студентка отд. материаловедения НИ ТПУ
Эл. почта: aaa175@tpu.ru

Саклаков Василий Михайлович
Ст. преп. отд. материаловедения НИ ТПУ
Эл. почта: saklavas@tpu.ru

Туранов Сергей Борисович
Доцент отд. материаловедения НИ ТПУ
Эл. почта: turanov_sb@tpu.ru

Е.В. Шнайдер, Р.Г. Герасимов, М.Х. Фам, Л.Ш. Юлдашова

Информационное моделирование светильника светодиодного с ИК-обогревателем

Разработана информационная модель светодиодного устройства для оптимизации условий труда на рабочих местах. Изучена предметная область; проанализирован с помощью модели черного ящика объект исследования, его характеристики и действующие на него факторы; исследованы взаимосвязи между характеристиками объекта и действующими на него факторами с помощью моделирования на основе графа; разработана реляционная модель данных для последующего статистического анализа.

Ключевые слова: светодиоды, светильник, ИК-обогреватель, освещенность, спектр, напряжение, световой поток, информационное моделирование, модель граф, «черный ящик», реляционная модель данных.

Светодиодные источники света хорошо зарекомендовали себя. Их непосредственно ценят за качество, надёжность, низкое энергопотребление и долговечность, но, как и любые другие источники света они подвержены изнашиванию. С течением времени они начинают портиться, заметно тускнеют, индекс цветопередачи падает, а спектр излучения смещается. Также на работу светильников существенно влияют различные внешние факторы, такие как перепады температуры, напряжения и пр. [1].

Высокая чувствительность к электрическому питанию является ещё одной проблемой, которую необходимо решить в ходе выполнения данного проекта. Светодиоды очень чувствительны к резким перепадам электрического режима работы, испортить их не составит труда. В связи с этим разрабатываемое устройство предусматривает систему датчиков, следящих за состоянием излучающих элементов, благодаря чему появляется возможность компенсировать деградацию светодиодов, возникшую в результате процесса старения или воздействия внешних воздействий [2].

Переходя к сути темы, необходимо рассмотреть понятие модели. Модель – это отображение свойств какого-либо объекта при его изучении. При моделировании свойства одного объекта переносятся на другой таким образом, чтобы взаимосвязь свойств модели и свойств изучаемого объекта была аналогичной. Отображения объектов называются моделями, а процесс их создания – моделированием. Первая рассматриваемая модель – это модель «черный ящик». Это система, в которой внешнему наблюдателю доступны лишь входные и выходные величины, а внутренние процессы и структуры не известны.

Объектом моделирования стали система, включающая в себя светодиодный светильник с ИК-обогревателем, а также его блок управления. Опираясь на информацию по принципу работы данного метода, можно выделить следующие входные управляющие воздействия:

- напряжение питания;
- данные с датчиков.

Выходными характеристиками системы будет являться свет (освещенность), который, в свою очередь, разделяется на:

- световой поток;
- спектр излучения.

Также модель имеет возмущающие воздействия: температуру и освещенность в помещении.

Используя эти данные, была построена модель «черного ящика» разрабатываемого устройства (рис. 1).

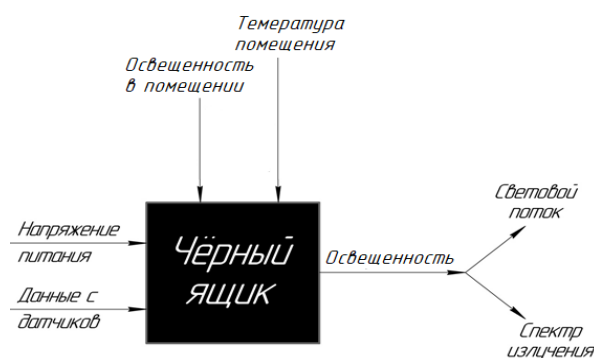


Рис. 1. Модель «черного ящика» разрабатываемого устройства

Следующую модель, сделанную с помощью метода «Граф», называют совокупностью вершин и ребер – универсальное средство наглядного представления достаточно разнообразных задач. Вопреки всем сомнениям, графы оказались хорошей математической моделью широкого класса объектов и процессов. Модель графов применяется в таких областях, как физика, химия, теория связи, проектирование ЭВМ, электроника и экология. При этом обычно на графе решаются задачи о достижимости и задачи сетевого планирования.

Ребром графа называется звено, у которого два конца, и петель, если конец один (петля – это ребро, у которого два конца совпадают). Два или более звеньев, имеющих одинаковые пары концов, образуют кратное соединение и называются кратными ребрами. В свою очередь, простым называется граф, у которого отсутствуют петли и кратные ребра [3]. На рис. 2 построена информационная модель светодиодного устройства на основе графа.

Главными препятствующими факторами воздействия являются дополнительная освещенность и температура в помещении [4]. Из-за этих факторов информация, передаваемая датчикам освещенности,

существенно искажается, из-за чего датчики, в свою очередь, передают неверную информацию микроконтроллеру, это может привести к искажению передачи необходимой освещенности, а также может способствовать более быстрому выходу из строя светодиодов, завышая электрические параметры [5].

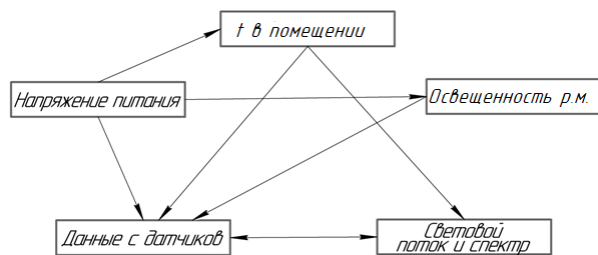


Рис. 2. Модель графа разрабатываемого устройства

Напряжение питания можно считать наиболее важным параметром этой системы ввиду высокой чувствительности светодиодов, микроконтроллера, датчика света и в целом полупроводниковых элементов к резким скачкам напряжения и тока.

Описать получившуюся структуру графа можно следующим образом: микроконтроллер посылает команду на прибор зажечь конкретную светодиодную линейку, заложенную в памяти микроконтроллера для нормальных условий окружающей среды, данные с датчиков света передаются обратно на микроконтроллер, который сравнивает полученные данные со стандартными.

Так как параметры светодиодных линеек могут значительно меняться в зависимости от условий окружающей среды, то и данные с датчика могут существенно отличаться от стандартных. В связи с этим микроконтроллеру необходимо скорректировать освещенность светильника, после корректировки датчик опять считывает данные и передает их микроконтроллеру, цикл повторяется, пока меняется освещенность в помещении. Нет необходимости проводить данную процедуру постоянно, частота её повторения зависит от скорости изменения условий в помещении [5].

Последняя рассматриваемая модель построена на основе реляционной модели данных.

Ее структуру можно описать следующим образом. Первичным ключом называется уникальный идентификатор для таблицы, например период наблюдения.

Атрибуты – поименованные столбцы отношения (световой поток, освещенность, скорость ветра, осадки). Домен – это набор допустимых значений для одного или нескольких атрибутов (в нашем случае это всё тот же световой поток, освещенность, скорость ветра, осадки). Кортеж – строки отношения.

Степень определяется количеством атрибутов, которое оно содержит (6 атрибутов).

Кардинальность – это количество кортежей, которое содержит отношение (3 кардинальности) [6].

Пример реляционной модели данных светодиода показан на рис. 3.

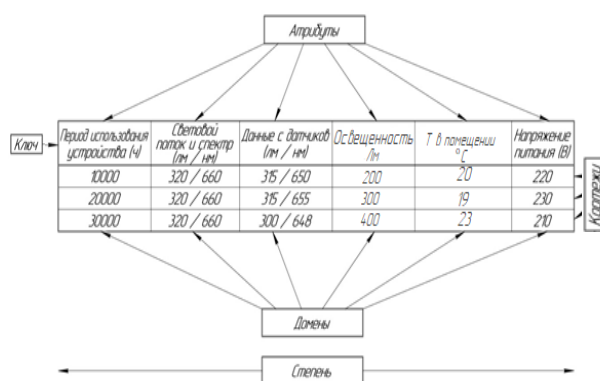


Рис. 3. Реляционная модель данных разрабатываемого устройства

Заключение

В результате проведенной работы были получены три информационных модели по материалам научно-исследовательской работы.

Модель типа «чёрный ящик» помогла выявить характеристики природно-техногенной системы и управляющие факторы.

Моделирование на основе графа показало, как взаимодействуют между собой части изучаемой системы и как влияют на систему внешние факторы. Также в ходе анализа модели была обнаружена обратная связь, стабилизирующая ряд параметров системы.

Литература

1. Расчёт освещенности рабочего места [Электронный ресурс]. – URL: <https://clck.ru/raE8X>
2. Плутахин Г.А. Биофизика: учеб. пособие / Г.А. Плутахин, А.Г. Кошаев. – 2-е изд., перераб., доп. – СПб.: Лань, 2021. – 240 с. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://e.lanbook.com/book/168448>.
3. Международная светотехническая корпорация [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://galad.ru/helpful/articles/1426955/>
4. Годовые суточные движения Земли, циркадные ритмы и молекулярные механизмы контроля циркадных ритмов / Т.В. Дмитриева, И.А. Миненко, С.В. Золотавин, Е.В. Иванова, А.В. Бойков // Глобус. – 2019. – № 8 (41) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://cyberleninka.ru/article/n/godovye-sutochnye-dvizheniya-zemli-tsirkadnye-ritmy-i-molekulyarnye-mehanizmy-kontrolya-tsirkadnyh-ritmov>
5. Токмаков В.С. Физиологические основы циркадных ритмов иммунорезистентности / В.С. Токмаков, А.В. Смирнов // Инфекция и иммунитет. – 2012. – № 1-2 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://cyberleninka.ru/article/n/fiziologicheskie-osnovy-tsirkadnyh-ritmov-immunorezistentnosti>
6. Макаричев Г.В. Установка для исследования реакции глаза на внешние интенсивные засветки / Г.В. Макаричев, Э.С. Путилин // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. – 2007. – № 38 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://cyberleninka.ru/article/n/ustanovka-dlya-issledovaniya-reaktsii-glaza-na-vneshnie-intensivnye-zasvetki>
7. Бондаренко М.Ф. Теория цветового зрения / М.Ф. Бондаренко, С.Ю. Шабанов-Кушнарченко // Радиоэлектроника и информатика. – 2000. – №1 (10) [Электрон-

ный ресурс]. – Режим доступа: <https://cyberleninka.ru/article/n/teoriya-tsvetovogo-zreniya-vi>

8. Светодиодные светильники специального назначения с ИК-обогревателем / М.Ф. Бондаренко, С.Ю. Шабанов-Кушнаренко // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР, Томск, 19–21 мая 2021 г.: в 3 ч. – Томск: В-Спектр, 2021. – Ч. 2. – С. 106–108 [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://storage.tusur.ru/files/146545/2021-izb-2.pdf>

9. Светодиодные светильники специального назначения с ИК-обогревателем / Е.В. Шнайдер, Е.Л. Егорова, М.Х. Фам, А.А. Мазина, Ю.И. Стасенко // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР, Томск, 19–21 мая 2021 г.: в 3 ч. – Томск: В-Спектр, 2021. – Ч. 2. – С. 106–108 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://storage.tusur.ru/files/146545/2021-izb-2.pdf>

10. Шнайдер Е.В. Светодиодные светильники с ИК-обогревателем // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР, Томск, 18–20 мая 2022 г.: в 3 ч. – Томск: В-Спектр, 2022. – Ч. 1. – С. 275–277 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://vk.com/doc219739946_648453661?hash=hDQVyVrZz3Tdk0psf9mBEU3nziYWBUsCVvdxWKdFEw&dl=imdxcvzfVWLQsuDhUSIZRZoaGIwoPjtZTpbiOzG20Bs

11. Карелин В.П. Модели и методы теории графов в системах поддержки принятия решений // Вестник

ТИУиЭ. – 2014. – № 2 (20) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://cyberleninka.ru/article/n/modeli-i-metody-teorii-grafov-v-sistemah-podderzhki-prinyatiya-resheniy>

Шнайдер Екатерина Васильевна

Студентка каф. радиоэлектронных технологий и экологического мониторинга (РЭТЭМ) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: katya.shnayder@bk.ru

Герасимов Роман Геннадьевич

Студент каф. РЭТЭМ ТУСУРа
Эл. почта: roman.gerasimov.1999@list.ru

Фам Ми Хуэн

Студент каф. РЭТЭМ
Эл. почта: phamalyona11@mail.ru

Юлдашова Лола Шухратжоновна

Студентка каф. РЭТЭМ ТУСУРа
Эл. почта: lola.yuldashova2000@gmail.com

В.С. Солдаткин

Энергия отказов светоизлучающих диодов

Изготовлена партия индикаторных светоизлучающих диодов (СИД) белого цвета свечения на основе кристаллов GaN с твердыми соединениями индия и алюминия и люминофорной композиции. В результате проведенных ступенчатых испытаний и математических расчетов установлено, что энергия активации отказов СИД составила 0,75 эВ.

Ключевые слова: светодиоды, SMD, срок службы, ступенчатые испытания, энергия активации отказов, уравнение Аррениуса.

В настоящее время сложно найти область народного хозяйства, где бы не применялись светоизлучающие диоды (СИД) и облучательные установки на их основе: промышленность (общее и локальное освещение), сельское хозяйство (для предпосевной обработки семян растений, для выращивания растений, освещение и т.д.), лесное хозяйство (для предпосевной обработки семян растений, для выращивания саженцев, освещение и т.д.), рыбное хозяйство (для выращивания рыб, подсветка аквариумов и т.д.), транспорт и связь (освещение, индикация, оптические линии связи и т.д.), строительство (общее освещение, декоративное освещение, интерьерное освещение и т.д.), торговля и общественное питание (освещение, подсветка и т.д.), информационно-вычислительное обслуживание (индикация, оптические линии связи и т.д.), управление (освещение) и т.д.

Также устройства на основе инфракрасных (ИК), ультрафиолетовых (УФ) и светодиодов применяются в технике специального назначения для освещения, обогрева, индикации и т.д. Ключевым решением перехода к электрическому освещению в нашей стране стал план ГОЭЛРО разработанный под руководством В.И. Ленина и утверждённый 21 декабря 1920 г. С тех пор от ламп накаливания наша страна перешла к светодиодному освещению. Общее освещение является самым массовым потребителем СИД.

Теоретический предел световой отдачи СИД белого цвета свечения составляет 370 лм/Вт [1], в настоящее время доступны СД со световой отдачей порядка 210 лм/Вт (Samsung LED, OSRAM Opto Semiconductors GmbH, Seoul Semiconductor, Refond Optoelectronics, Nichia LED, Cree LED, Epistar, ООО ПК «Клевер», АО «НИИПП», LEADlight и т.д.). Срок службы СИД белого цвета свечения составляет порядка 80 000 ч. Согласно LM-80, прогнозируемое снижение светового потока: через 45 000 ч на 17,5%, через 60 000 ч на 28%, через 80 000 ч на 30 %. Прогнозирование срока службы СИД основано на уравнении Аррениуса, в котором ключевое значение имеет энергия активации отказов СИД.

Целью работы является анализ энергии активации отказов, которая определяет срок службы светодиодов.

Известна общая математическая модель оценки скорости деградации электронных устройств в зави-

симости от внешних воздействующих факторов [2], которая описывается уравнением (1):

$$AF = k_v \cdot AF_v + k_T \cdot AF_T + k_{TC} \cdot AF_{TC} + k_H \cdot AF_H, \quad (1)$$

где AF – общий ускоряющий фактор; AF_v – ускоряющий фактор, связанный с вибрацией; AF_T – ускоряющий фактор, связанный с температурой; AF_{TC} – ускоряющий фактор, связанный с термоциклированием; AF_H – ускоряющий фактор, связанный с влажностью; k_v , k_T , k_{TC} , k_H – весовые коэффициенты для соответствующих ускоряющих факторов.

Ключевым фактором, влияющим на деградацию светоизлучающих диодов, является повышенная температура.

В основу прогнозирования срока службы полупроводниковых приборов, включая СИД, и проведения ускоренных испытаний положена модель Аррениуса (2):

$$K_y = \exp \left[\left(E_a / k \right) \left(\frac{1}{T_{p-n} + 273} \right) - \left(\frac{1}{T_{p-n y} + 273} \right) \right], \quad (2)$$

где K_y – коэффициент форсирования ускоренных испытаний; E_a – энергия активации отказов, эВ; k – постоянная Больцмана ($8,6 \cdot 10^{-5}$ эВ/К); T_{p-n} – температура $p-n$ -перехода в нормальных условиях эксплуатации (в рабочем режиме), °C; $T_{p-n y}$ – температура $p-n$ -перехода в ускоренном режиме испытаний, °C.

Номинальное время наработки $t_{ном}$ (срок службы СИД) определяют по уравнению (3), задав коэффициент форсирования K_y , исходя из режимов ускоренных испытаний (2):

$$t_{ном} = t_y \cdot K_y, \quad (3)$$

где t_y – время испытаний в ускоренном режиме.

При проведении ускоренных испытаний применяется модель с повышенными термоэлектрическими режимами, которая описывается формулой (4):

$$T_{p-n} = T_{окр} + R \cdot P, \quad (4)$$

где T_{p-n} – температура $p-n$ -перехода, °C; $T_{окр}$ – температура окружающей среды, °C; R – тепловое сопротивление, °C/Вт; P – рассеиваемая мощность, Вт.

$$P = I \cdot U, \quad (5)$$

где I – значение прямого тока, А; U – значение прямого напряжения, В.

Методология исследований

Известны основные механизмы деградации СИД:

1. Интердиффузия и межфазные химические реакции в процессе эксплуатации СИД приводят к

изменению сопротивления p -контактной области структуры полупроводника и деградации СИД [3].

2. Одним из механизмов деградации СИД является механические напряжения в структуре полупроводника СИД [4].

3. В структуре полупроводника СИД в процессе эксплуатации может наблюдаться перераспределение профиля водорода [5].

4. В процессе эксплуатации в активной области кристалла СИД могут образовываться вакансии азота вследствие разрыва связей Ga-N [6, 7].

5. В процессе эксплуатации в активной области кристалла СИД могут наблюдаться миграции индия и магния [8, 9].

6. Для кристаллов СИД характерен эффект стягивания тока под омическими контактами [10].

7. В процессе эксплуатации СИД при температурах выше 120°C возможен распад активатора люминофора (Ce).

Для оценки срока службы в Российской Федерации используется методика ускоренных испытаний ГОСТ Р 57394–2017. В табличных данных значение энергии активации не указано, необходимо проводить исследовательские испытания по определению этого значения.

Для определения энергии активации СИД проведены ступенчатые испытания. Изготовлена партия экспериментальных образцов СИД белого цвета свечения (рис. 1) 40 шт.

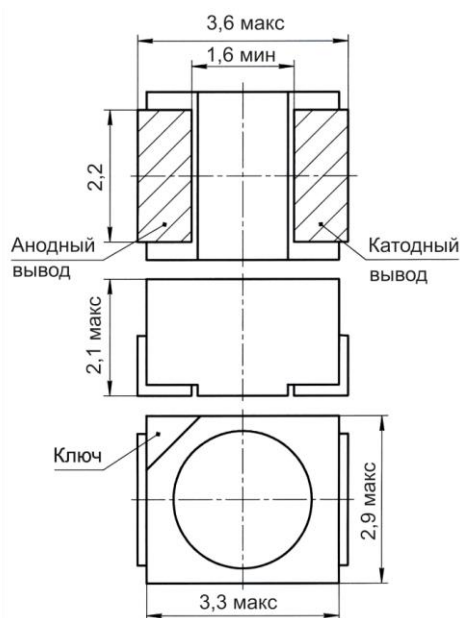


Рис. 1. Габаритный чертёж СИД

На рис. 2 приведён габаритный чертёж светодиода кристалла вертикальной конструкции, где на чертеже показан катод диаметром 100 мкм, кристалл имеет толщину 100 мкм, на его обратной стороне вся площадь, металлизированная Ni/Au, является анодом. Полупроводниковый материал кристалла GaN с твёрдыми соединениями индия и алюминия содержит порядка 8–10 квантовых ям.

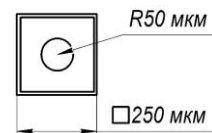


Рис. 2. Габаритный чертёж кристалла

К катоду методом термокомпрессии сварена проволока из Au диаметром 30 мкм, кристалл приклеен на токопроводящий клей ТОК-2 толщиной 30 мкм, являющийся анодом.

Проведены измерения основных характеристик экспериментальных образцов СИД. Проведены испытания с ежесуточным повышением термоэлектрической нагрузки до момента появления отказов.

Испытаниям подвергнуты две группы светодиодов из 20 шт. каждая. По результатам проведённых испытаний (таблица) построен график зависимости времени наработки до отказа от температуры испытаний (рис. 3).

Результаты ступенчатых испытаний образцов СД

Кол-во СИД, шт.	Режимы испытаний	Температура p - n -перехода, $^\circ\text{C}$	Время наработки на отказ, ч	Функция режима испытаний, $10^3/T$	Функция времени испытаний $\ln t$	Кол-во отказов, шт.
20	$I_{пр}=55$ мА, $U_{пр}=3,2$ В, $T_{окр}=85^\circ\text{C}$	111,4	24	2,6014	3,178	4
20	$I_{пр}=30$ мА, $U_{пр}=3,2$ В, $T_{окр}=52^\circ\text{C}$	66,4	500	2,9462	6,214	1

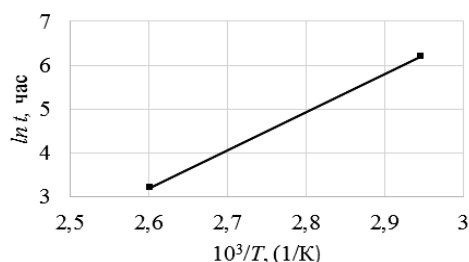


Рис. 3. График зависимости времени наработки до отказа от температуры испытаний

По результатам ступенчатых испытаний СИД, приведённых в таблице и на рис. 3 определена энергия активации отказов по формуле (6):

$$E_a = 8,63 \cdot 10^{-2} \cdot \frac{\ln(t_n)_A - \ln(t_n)_B}{\left(10^3/T_{пер}\right)_A - \left(10^3/T_{пер}\right)_B}. \quad (6)$$

По результатам экспериментов энергия активации отказов СИД составила 0,75 эВ.

Выводы

Изготовлена партия индикаторных СИД белого цвета свечения на основе кристаллов GaN с твёрдыми соединениями индия и алюминия и люминофорной композиции. Проведены ступенчатые испытания. На основе проведённых ступенчатых испытаний и математических расчётов установлено, что энергия активации отказов СИД составила 0,75 эВ.

Литература

1. Thomas W., Murphy Jr. Maximum spectral luminous efficacy of white light // *Journal of Applied Physics*. – 2012. – № 111. – P. 104909.

2. Методика оценки остаточного ресурса электронного блока с использованием ускоряющих факторов / И.И. Кочегаров, Н.К. Юрков, О.К. Абдирашев и др. // *Надежность и качество сложных систем*. – 2020. – № 4 (32). – С. 58–72.

3. Черняков А.Е. Особенности развития деградации внешней квантовой эффективности мощных синих светодиодов на основе квантоворазмерных InGaN/GaN структур: дис. ... канд. физ.-мат. наук. – СПб.: ФТИ им. Иоффе, РАН, 2014. – 157 с.

4. Low resistance high reflectance contacts to p-GaN using oxidized Ni/Au and Al or Ag / D.L. Hibbard, S.P. Jung, C. Wang, D. Ullery, Y.S. Zhao, H.P. Lee, W. So, H. Liu // *Applied Physics Letters*. – 2003. – Vol. 83 (2). – PP. 311–314.

5. Spatially Resolved Imaging of the Spectral Emission Characteristic of an InGaN/GaN-Multi Quantum Well- Light-Emitting Diode by Scanning Electroluminescence Microscopy / P. Fischer, J. Christen, M. Zacharias, V. Schwegler, C. Kirchner, M. Kamp // *Japanese Journal of Applied Physics*. – 2000. – Vol. 39. – PP. 2414–2416.

6. Development of Pt-based ohmic contact materials for p-type GaN / T. Arai, H. Sueyoshi, Y. Koide, M. Moriyama, M. Murakami // *Journal of Applied Physics*. – 2001. – Vol. 89, 5. – PP. 2826–2831.

7. Неоднородность инжекции носителей заряда и деградации голубых светодиодов / Н.И. Бочкарева, А.А. Ефремов, Ю.Т. Ребане, Р.И. Горбунов, А.В. Клочков, Ю.Г. Шретер // *ФТП*. – 2006. – Т. 40 (1). – С. 122–128.

8. Низкочастотный шум в исходных и деградировавших синих InGaAs/GaN-светодиодах / А.Л. Закгейм, М.Е. Левинштейн, В.П. Петров, А.Е. Черняков, Е.И. Шабунина, Н.М. Шмидт // *ФТП*. – 2012. – Т. 46 (2). – С. 219–223.

9. Mechanisms behind efficiency droop and degradation in InGaN/GaN LEDs / N.M. Shmidt, A.A. Greshnov, A.E. Chernyakov, M.E. Levinshtein, A.L. Zakgeim, E.I. Shabunina // *Physica Status Solidi (c)*. – 2013. – Vol. 10 (3). – PP. 332–334.

10. The effect of current crowding on the heat and light pattern in high-power AlGaAs light emitting diodes / A.V. Zinovchuk, O.Yu. Malyutenko, V.K. Malyutenko, A.D. Podoltsev, A.A. Vilisov // *Journal of Applied Physics*. – 2008. – Vol. 104, No. 3. – P. 033115.

Солдаткин Василий Сергеевич

Канд. техн. наук, доцент каф. радиоэлектронных технологий и экологического мониторинга (РЭТЭМ) ТУСУРа
Эл. почта: soldatkinvs@main.tusur.ru

Д.А. Жаворонков

Многоосевая система позиционирования подложки для устройства аэрозольного нанесения токопроводящих материалов

Многоосевая система позиционирования подложки – это дополнительная конструкция, которая располагается на оси Y трехкоординатной системы, такая связка двух систем позволит печатать изделия в пяти плоскостях. Данное устройство позволит наносить токопроводящий рисунок на сложноегеометрическую поверхность, что позволит понизить сложность компоновки узлов, избежать применения дополнительных печатных плат, уменьшить массу и габариты светотехнических устройств.

Ключевые слова: технология изготовления печатных плат, светотехника, аэрозоль, аддитивное производство, позиционирование, токопроводящие материалы.

В системе аэрозольного нанесения распылительную форсунку следует фиксировать в вертикальном положении, чтобы избежать забивания сопла аэрозолем, следовательно, была применена технология поворотного стола. Общая схема пятикоординатной системы аэрозольного нанесения токопроводящих материалов представлена на рис. 1.

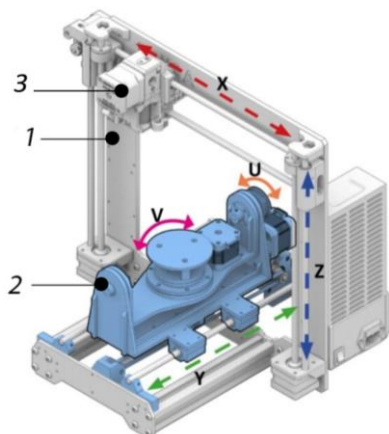


Рис. 1. Общая схема модели системы позиционирования платформы для аэрозольного нанесения и 3D-печати

На представленной схеме изображено следующее: 1 – каркас системы позиционирования, 2 – механизм двухосевого перемещения подложки (стола) для нанесения материала, 3 – крепление для печатающей головки (крепление для распылительной форсунки).

Изготовление макета

Проведена разработка документации на кинематику двухкоординатной платформы для усовершенствования трехкоординатной системы позиционирования.

Благодаря разработанной конструкторской документации был изготовлен макет двухкоординатной платформы с дополнительными осями U и V , представленный на рис. 2.

Движение платформы осуществляется при помощи шаговых двигателей Nema 17 (JK42HS48-1684), габариты которых $42 \times 42 \times 48$ мм, с угловым шагом $1,8^\circ \pm 5\%$ (1 оборот – 200 шагов), что обеспечивает их высокую точность работы. Шаговые двигатели монтируются на посадочные места деталей.

Шаговые двигатели осей V (на поворотной платформе) и U (на опоре качения) закрепляются четырьмя винтами $M4 \times 20$ мм ГОСТ 1491-80 каждый.

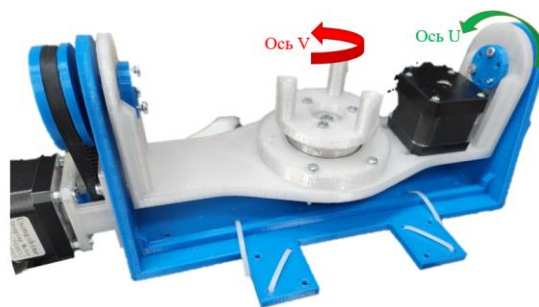


Рис. 2. Макет двухкоординатной платформы

Шаговые двигатели подключаются к плате Makerbase MKS GEN v1.4, которая подключается через USB-кабель к персональному компьютеру.

В программе Repetier-Host задаются параметры движения и скорости шаговых двигателей.

Поддерживание вращения поворотной платформы и крепления для печатного стола осуществляется с помощью подшипников качения. В поворотную платформу устанавливается посадкой с натягом подшипник 6204RS размером $20 \times 47 \times 14$ мм, где 47 мм – внутренний диаметр. Крепление для печатного стола и крепление для зубчатого шкива устанавливаются посадкой с натягом в подшипник поворотной платформы и стягиваются винтом $M4 \times 40$ мм ГОСТ 1491-80.

В поворотную платформу устанавливаются два установочных вала в посадочные места и закрепляются с помощью 6 винтов $M3 \times 10$ мм ГОСТ 1491-80 и гайками ГОСТ 5915-80 с каждой стороны платформы. Поворотная платформа монтируется в опору качения с помощью установочных валов, которые закрепляются посадкой с натягом в подшипники 625zz $5 \times 16 \times 5$ мм, установленные в опору качения с двух сторон.

Движение осей осуществляется с помощью замкнутых зубчатых ремней ГОСТ 3805114-76, которые соединяют стандартные зубчатые шкивы HTD 3M-10, установленные на валах шаговых двигателей с разработанными зубчатыми шкивами, закрепленные на деталях макета.

Разработанный макет двухкоординатной платформы закрепляется на оси Y базовой трехкоординатной системы. В результате связки стандартной трехкоординатной системы линейного перемещения с механизмом двухосевого перемещения подложки получается пятикоординатная система позиционирования, которая является кинематикой системы аэрозольного нанесения токопроводящих материалов. Общий макет представлен на рис. 3.

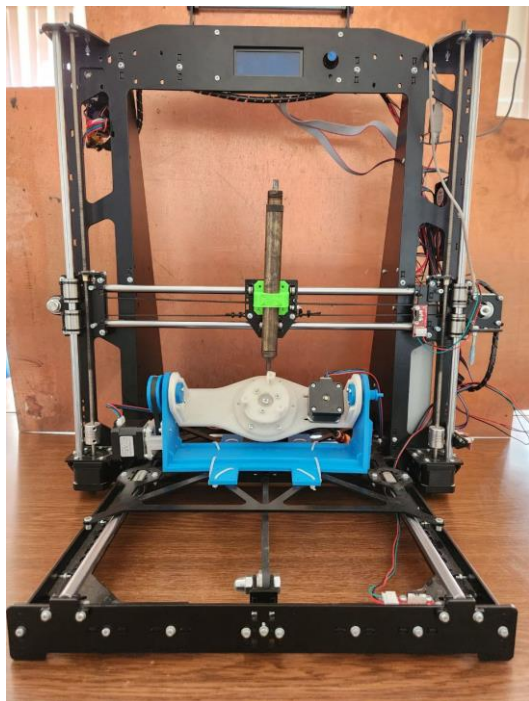


Рис. 3. Макет пятикоординатной системы позиционирования

Программное обеспечение

Grasshopper3D – это плагин для Rhino 3D, который в том числе позволяет программировать параметрический data-driven-дизайн в 3D, работать с Python и C#.

Благодаря функциям Grasshopper3D можно создать 5-осевой G-cod, на который и будет ссылаться контроллер платы Makerbase MKS GEN v1.4.

Для всего пятикоординатного устройства аэрозольного нанесения в дальнейшем будет разработана специальная программа на языке программирования Python.

Система аэрозольного нанесения

Разрабатываемое устройство, обладая пятикоординатной кинематикой, позволит производить сложные печатные платы и наносить токопроводящий рисунок на корпуса устройств. Заготовка

печатной платы или корпус РЭС крепится на столе, расположенном в составе многоосевой подложки, при вращении одной или двух осей подложки положение заготовки изменяется, соответственно распылительная форсунка напыляет токопроводящий материал на заготовку в труднодоступные места создавая непрерывный проводящий рисунок. Конструкция многоосевой подложки перемещается по оси Y , а распылительная форсунка перемещается по осям Z и X по стандартной трехкоординатной кинематике, таким образом, и возникает пять координат для нанесения аэрозольной токопроводящей смеси на поверхность заготовки.

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. Подвижная платформа для 3D-печати [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://3dtoday.ru/blogs/mike-vp/open5x-dostupnaya-5-osevaya-3d-pecat-i-konform-na-pecat>, свободный (дата обращения: 01.03.2023).
4. Печатающее устройство аэрозольно-струйного типа [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://patenton.ru/patent/SU1791153A1>, свободный (дата обращения: 27.02.2023).
5. Aerosol jet printable metal conductive inks, glass coated metal conductive inks and uv-curable dielectric inks and methods of preparing and printing the same [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://patents.google.com/patent/US20140035995A1/en?q=Optomec&oq=+Optomec>, свободный (дата обращения: 25.02.2023).
6. Плата Makerbase MKS GEN v1.4 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.roboter-bausatz.de/media/pdf/0b/f0/a7/MKS-Gen-DataSheet.pdf>, свободный (дата обращения: 07.03.2023).
7. Шаговый мотор Nema 17 (JK42HS48-1684) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.electronicoscaldas.com/datasheet/JK42HSxx-Series_Jkong-Motor.pdf, свободный (дата обращения: 07.03.2023).

Жаворонков Дмитрий Александрович

Магистр каф. радиоэлектронных технологий и экологического мониторинга (РЭТЭМ) ТУСУРа
Эл. почта: Zhavoronkov20012001@bk.ru

Н.О. Студенков, В.О. Касьянов

Зарядная станция с накопителем для зарядки электротранспорта

Предложена конструкция зарядной станции, в основе которой лежит накопитель электроэнергии, назначением которой является зарядка электротранспорта.

Ключевые слова: накопитель, зарядка, электротранспорт, зарядная станция.

Активный переход на электромобили создает проблему нехватки мощностей сети. Эффективность работы зарядных станций зависит от мощности, которую может дать сеть. В свою очередь, это создает высокую нагрузку, и возникает трудность, связанная с ограничением мест их использования.

Решением данной трудности является использование в конструкции зарядной станции накопителя, который будет заряжаться от излишков мощности и при её недостатке будет её компенсировать, а в случае временного отключения электроэнергии будет работать в автономном режиме при условии, что есть энергия в накопителе.

Целью данной работы является разработка зарядной станции, в конструкцию которой встроен накопитель.

Описание разрабатываемого устройства

Конструкция современных зарядных станций составлена по принципу блок управления – силовой блок, что привязывает их к мощности сети, так как в ходе своей работы они потребляют мощность сети. Чем выше нагрузка на сеть – тем менее эффективной становится зарядная станция.

Использование в конструкции зарядной станции внутреннего накопителя дает возможность осуществлять быструю зарядку электротранспорта в сетях с малой мощностью за счет накопления излишков электроэнергии во внутреннем накопителе станции и стабилизировать нагрузку на сеть.

Данное решение позволит упростить конструкцию силового блока за счет использования батареи, так как основные процессы, связанные с выпрямлением и фильтрацией выходного тока, перейдут на батарею. В случае если накопитель оказывается пустым, то мощность, которая осуществляет зарядку блока питания, идёт напрямую к электромобилу. Скорость зарядки при этом падает, но электромобиль все равно сможет зарядиться, хоть и медленнее.

Функционал станции также будет предусматривать возможность забронировать заранее объем накопителя. В случае если будет отключена электроэнергия, то зарядная станция будет продолжать работать в автономном режиме до тех пор, пока накопитель не разрядится, в отличие от обычных зарядных станций.

Разрабатываемый накопитель будет состоять из аккумуляторов (суперконденсаторов) с возможностью быстрой замены. В случае выхода из строя одной ячейки емкость накопителя уменьшится, но станция будет продолжать процесс зарядки.

Структурная схема разрабатываемого устройства представлена на рис. 1.

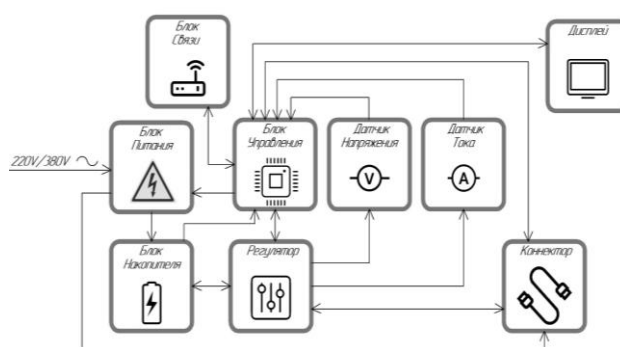


Рис. 1. Структурная схема зарядной станции с накопителем

Переменное сетевое напряжение (220/380 В) поступает через блок питания в блок накопителя, где фильтруется и выпрямляется. Данные с блока накопителя передаются в блок управления. В случае если накопитель заполнен, блок управления отдаёт команду блоку питания на остановку зарядки накопителя. Управление процессом зарядки осуществляется через дисплей или специализированное приложение через блок связи. Блок управления отдаёт команду регулятору о параметрах зарядной сессии, далее необходимая мощность передаётся на коннектор. Контроль выходных параметров зарядной станции осуществляется при помощи датчика тока и напряжения. Полученные данные поступают в блок управления. Данные о зарядной сессии передаются на дисплей и на сервер через блок связи.

В случае если накопитель оказался пустым, зарядка происходит напрямую с блока питания.

В случае отсутствия электроэнергии, станция будет функционировать до момента, пока не будет истощен блок накопителя.

На рис. 2 представлены внешний и внутренний виды разрабатываемой станции. В таблице даны ее характеристики.

Над каждым коннектором находится светодиодный индикатор, назначением которого является отображение текущего состояния коннектора. Всего существует четыре состояния, которые отображаются определенным цветом.

1. Голубой цвет означает, что в данный момент времени коннектор инициализировался, вышел на связь с сервером и готов производить зарядку электротранспорта.

2. Зеленый цвет – в данный момент запущена зарядная сессия по данному коннектору.

3. Красный цвет – зарядку невозможно произвести, коннектор не доступен.

4. Синий и зеленый цвет попеременно мигают – станция находится в сервисном режиме, происходит настройка или обновление программного обеспечения.



Вид изнутри

Вид спереди

Рис. 2. Зарядная станция

Характеристики зарядной станции

Характеристика	Значение
Выходная мощность зарядной станции по постоянному току	До 50 кВт
Выходная мощность зарядной станции по переменному току	До 20 кВт
Входное напряжение сети	220 В / 380 В
Потребляемая сетевая мощность	От 3,5 до 20 кВт
Емкость накопителя зарядной станции	До 50 кВт*ч
Диапазон рабочих температур	От –35 до 45 °С

Предложенная конструкция зарядной станции также имеет следующие функциональные особенности:

1. Поддержка стандартов зарядки Mode1, Mode2, Mode 3.

2. Возможность одновременной зарядки двух электромобилей с использованием динамического

распределения тока зарядки (при использовании разного типа тока зарядки).

3. Наличие накопителя, модульного исполнения с возможностью быстрой замены.

4. Возможность накопления излишек электроэнергии в накопителе.

5. Возможность производить зарядку электромобиля в условиях временного отключения электроэнергии (при условии наличия энергии в накопителе).

Литература

1. Шустов М.А. Практическая схемотехника. Источники питания и стабилизаторы // Радиолюбитель. – 2002. – С. 150.
2. Кольтюков Н.А. Проектирование несущих конструкций радиоэлектронных средств: учеб. пособие / Н.А. Кольтюков, О.А. Белоусов. – Тамбов: Изд-во Тамб. гос. техн. ун-та, 2009. – 84 с.
3. Студенков Н.О. Универсальная зарядная станция для электротранспорта / Н.О. Студенков, С.П. Шкарупо [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://elibrary.ru/item.asp?id=39252061>
4. Гейтенко Е.Н. Источники вторичного электропитания. Схемотехника и расчет. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2008. – 448 с.
5. Как зарядить электромобиль [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://e-va.pro/kak-zariadit-elektromobil-doma/>
6. Сколько сейчас эксплуатируется электромобилей в мире [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://beelead.com/skolko-elektromobilej-mire/>

Студенков Никита Олегович

Аспирант каф. радиоэлектронных технологий и экологического мониторинга (РЭТЭМ) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: studenkoff.play@yandex.ru

Касьянов Владислав Олегович

Аспирант каф. РЭТЭМ ТУСУРа
Эл. почта: k.vladislav0811@outlook.com

Р.В. Идоленко, В.В. Купин

Автоматизация процессов в сельском хозяйстве путем введения микроконтроллеров, гидропоники и периферийной аппаратуры

Представляемая модель автоматизации в сельском хозяйстве – внедрение микроконтроллеров, гидропоники и периферийной аппаратуры. Эта модель предназначена для повышения эффективности и экономии ресурсов в сельскохозяйственных процессах. Применение данной модели позволяет автоматизировать управление условиями для роста растений, обеспечивая их оптимальное развитие.

Ключевые слова: автоматизация, сельское хозяйство, микроконтроллеры, гидропоника, периферийная аппаратура, управление условиями роста, эффективность, экономия ресурсов.

В современном мире, где технологии развиваются с беспрецедентной скоростью, сельское хозяйство не остаётся в стороне. Применение новых технологий в сельском хозяйстве не только повышает его эффективность, но и сокращает затраты на труд и ресурсы. Одним из таких направлений является автоматизация процессов с помощью микроконтроллеров [1], гидропоники и периферийной аппаратуры в виде светодиодов, нагревателей, вентиляторов и т.д.

Микроконтроллеры играют важную роль в автоматизации сельскохозяйственных процессов. Они управляют и контролируют работу различных устройств и систем, таких как системы полива, освещения, вентиляции, температуры и влажности. Путем внедрения микроконтроллеров можно автоматизировать большую часть процессов, освободив людей от рутинных задач и увеличив продуктивность в целом.

Гидропоника – это метод выращивания растений без использования почвы [2], при котором корни растений погружены в водный раствор с минеральными удобрениями (рис. 1). Этот метод позволяет контролировать все аспекты роста растения, такие как питание, свет и влажность, что делает его идеальным для автоматизации. С помощью микроконтроллеров можно управлять этими параметрами и регулировать их, обеспечивая оптимальные условия для роста каждого конкретного вида растений.

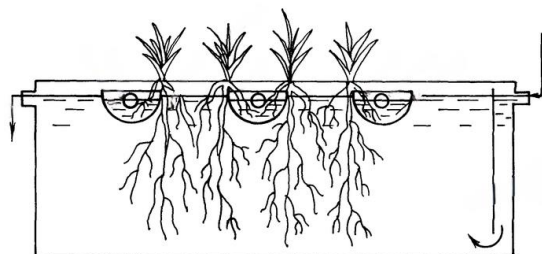


Рис. 1. Гидропонная установка

Периферийная аппаратура [3] в виде светодиодов [4, 5], нагревателей, вентиляторов и т.д. используется для создания и поддержания необходимых условий для роста растений. Для удобства работы был выбран микроконтроллер stm32, который управляет всей этой периферией, делая его универсальным решением. Светодиоды используются для

освещения, нагреватели – для поддержания температуры, вентиляторы – для обеспечения вентиляции и циркуляции воздуха. Задачи микроконтроллера включают плавное изменение освещения, аэрацию корней при помощи водяных насосов и помп, поддержание оптимальной температуры и создание парникового эффекта. Все эти устройства могут быть управляемыми микроконтроллерами, обеспечивая автоматизацию процесса (рис.2). Система управления будет представлять собой моноблок с внешней гарнитурой для общения с контроллером, где можно будет выбрать готовые варианты или задать свои параметры, что удобно для выращивания прихотливых растений.



Рис. 2. Совокупность периферийных устройств

Однако чтобы все эти системы работали эффективно, необходимо правильно настроить программное обеспечение. Программный код должен быть написан индивидуально под каждое растение, учитывая его специфические потребности. Это может включать различные параметры, такие как оптимальные уровни освещенности, температуры, влажности, питательных веществ и т.д. Чтобы это осуществить, необходимо иметь глубокие знания о растении и его потребностях, а также о программировании и работе с микроконтроллерами.

Введение автоматизации в сельское хозяйство с помощью микроконтроллеров, гидропоники и периферийной аппаратуры представляет собой перспективное направление, которое может значительно

повысить эффективность и уровень производства. Однако это также требует значительных знаний и умений в области агрономии, электроники и программирования. Благодаря этим инновациям сельскохозяйственное производство может стать более продуктивным, экологичным и экономически выгодным.

График интенсивности роста растения в зависимости от температуры [6] является важным инструментом для оптимизации процессов в сельском хозяйстве. В ходе исследования было обнаружено, что оптимальная температура для роста растения составляет 32° (рис. 3).

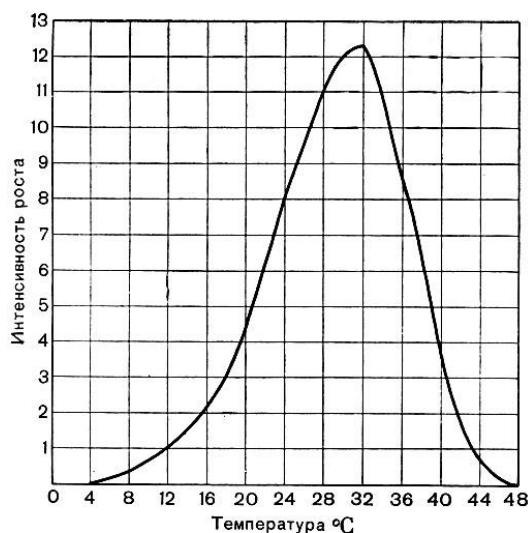


Рис. 3. График интенсивности роста растения в зависимости от температуры

При этой температуре интенсивность роста достигает своего пика. Однако при дальнейшем повышении температуры интенсивность роста начинает постепенно снижаться. Это свидетельствует о том, что растения испытывают стрессовое воздействие, которое негативно сказывается на их развитии. Поэтому для обеспечения оптимальных условий для роста растений в сельском хозяйстве необходимо использовать автоматизацию процессов с помощью микроконтроллеров, гидропоники и периферийной аппаратуры. Это позволит поддерживать постоянную и контролируемую температуру, что, в свою очередь, способствует улучшению интенсивности роста растений и повышению качества сельскохозяйственной продукции.

На графике (рис. 4) четко видно, что скорость фотосинтеза достигает своих максимальных значений в диапазонах длин волн света 400–500 и 600–700 нм. Это соответствует хорошо известным пикам активности в области синего и красного света, которые связаны с оптимальным поглощением света хлорофиллом А и В, основными пигментами, участвующими в фотосинтезе. Следовательно, эти диапазоны света наиболее эффективны для стимулирования процесса фотосинтеза.

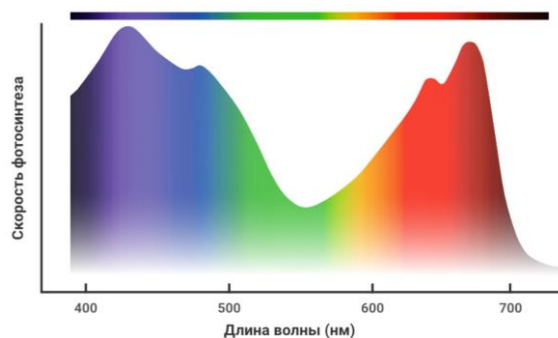


Рис. 4. График скорости фотосинтеза в зависимости от длины волны света (nm)

Литература

1. Волкова Е.С. Использование микроконтроллеров в системах локальной автоматизации сельскохозяйственного производства [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://rep.bsatu.by/bitstream/doc/5927/1/volkova-e-s-ispolzovanie-mikrokontrollerov-v-sistemah-lokalnoj-avtomatizacii-selskohozyajstvennogo-proizvodstva.pdf> (дата обращения: 08.10.2023).
2. Лиопа Е.А. Использование гидропоники как беспочвенного метода выращивания растений [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://school-science.ru/18/1/53335> (дата обращения: 08.10.2023).
3. Маркевич В.В. Средства автоматизации сельскохозяйственной техники / В.В. Маркевич, В.В. Носко [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://rep.bsatu.by/bitstream/doc/741/1/Markevich-V-V-Sredstva-avtomatiki-selskohozyajstvennoj-tehniki.pdf> (дата обращения: 08.10.2023).
4. Тудупова Д.Б. Влияние воздействия ультрафиолетовым излучением на всхожесть семян травянистых растений / Д.Б. Тудупова, В.С. Солдаткин, А.О. Шардина // Электронные средства и системы управления: матер. докладов междунар. науч.-практ. конф.: в 2 ч. – Ч. 1. – Томск В-Спектр, 2020. – С. 246–247 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://storege.tusur.ru/files/123070/ESSU-1-chast-2021.pdf> (дата обращения: 08.10.2023).
5. Полторацкий Д.А. Светодиодный светильник для овощеводства в промышленных тепличных хозяйствах / Д.А. Полторацкий, Д.В. Былков, А.В. Ильчук // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР, Томск 18–20 мая 2022 г.: в 3 ч. – Томск: В-спектр, 2022. – Ч. 1. – С. 270–275 [Электронные ресурсы]. – Режим доступа: <https://storege.tusur.ru/files/154431/2022-izb-1.pdf> (дата обращения: 18.12.2021).
6. Хозяинова М.Г. Изучение зависимости роста от температуры / М.Г. Хозяинова, Е.В. Гармаш [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://i.uran.ru/nasledie/content/izuchenie-zavisimosti-rosta-ot-temperatury-na-primere-yachmenya-vyrashchennogo-pri-dvuh> (дата обращения: 08.10.2023).

Идоленко Руслан Валерьевич

Студент каф. РЭТЭМ ТУСУРа

Эл. почта: ruslanidolenko@gmail.com

Купин Валентин Васильевич

Студент каф. РЭТЭМ ТУСУРа

Эл. почта: vajtnerdarkmej@gmail.com

Секция 12

РОБОТОТЕХНИКА И МЕХАТРОНИКА

*Председатели – Шурыгин Юрий Алексеевич, директор
департамента управления и стратегического развития
ТУСУРа, зав. каф. КСУП, проф., д.т.н.;*

Коцубинский Владислав Петрович, доцент каф. КСУП, к.т.н.

Д.А. Анисимов, Е.С. Шандаров

RCJ Rescue Simulation – новая лига чемпионата по робототехнике «РобоКап–Россия»

Дан обзор новой лиги чемпионата по робототехнике «РобоКап–Россия» «Роботы-спасатели в виртуальной среде» RCJ Rescue Simulation. Приведено описание правил лиги, конструкции полигона, варианты оснащения робота. Рассмотрены типовые задачи робота-спасателя и варианты их решения. Произведена разработка учебно-методического программного обеспечения для обучения новых команд. В результате проведенной работы были подготовлены команды, организовано и проведено два региональных отборочных этапа и российский финал соревнований в лиге.

Ключевые слова: Rescue Simulation, симуляция, робот, полигон, жертвы, команда, обучение.

Открытый российский чемпионат по робототехнике «РобоКап–Россия» проводится с 2016 г. и направлен на развитие участников в области инженерии, электроники, IT и искусственного интеллекта. Программа мероприятия включает в себя дисциплины, проводимые по регламентам международного чемпионата «RoboCup Junior»: роботы-спасатели RCJ Rescue, футбол роботов RCJ Soccer и шоу с роботами [1].

Самой масштабной по числу участников традиционно является лига роботов-спасателей, где команды соревнуются в трех подлигах: Rescue Line, Rescue Maze и Rescue Simulation. До 2023 г. турнир роботов-спасателей в виртуальной среде проводился на базе ПО Microsoft Robotics Studio и был, в основном, направлен на решение задач управления роботом, оснащенным простыми датчиками расстояния и цвета. Начиная с 2023 г. правила лиги сильно трансформировались, и теперь, в качестве среды симуляции, используется ПО с открытым исходным кодом Webots, а робот может быть оснащен широким набором датчиков и исполнительных устройств, что существенно расширяет, с одной стороны, его возможности, с другой – предъявляет возросший уровень требований к подготовке участников.

Среда симуляции, полигон и оснащение робота

Среда симуляции Webots – это многоплатформенное настольное приложение с открытым исходным кодом, предоставляющее полную среду разработки для моделирования, программирования и создания роботов. Webots был разработан для профессионального использования и широко используется в промышленности, образовании и исследованиях [3].

В среде симуляции сформирован полигон (рис. 1), на котором собственно и происходит операция спасения.

Полигон лиги RCJ Rescue simulation – это лабиринт, состоящий из 4 зон, каждая из которых по своей конфигурации и разнообразию элементов усложняется по сравнению с предыдущей. Все зоны соединены между собой, проходы из зоны в зону обозначены плитками разного цвета (рис. 2).

- 1–2-я зона – синяя плитка,
- 2–3-я зона – фиолетовая плитка,

- 3–4-я зона – красная плитка,
- 4–1-я зона – зеленая плитка.



Рис. 1. Возможный вариант конфигурации полигона

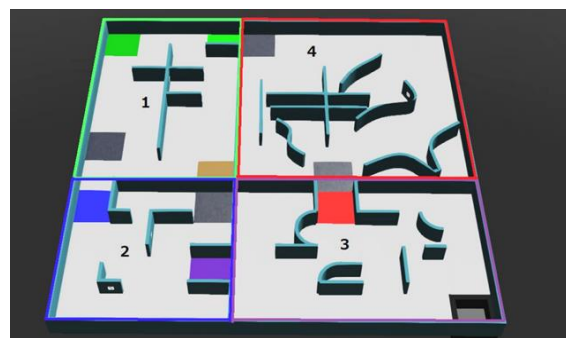


Рис. 2. Пример расположения зон лабиринта

Весь полигон состоит из плиток равного размера, каждая зона отличается сложностью и множителем баллов за действия в данной зоне, чем выше сложность, тем ценнее действие. Сложность зон определяется видом и конфигурацией стен в ней. Примеры расположения стен в зонах 1–3 представлены на рис. 3. Стены независимо от зоны могут быть двух типов: внешними и внутренними (см. рис. 3). Внешние стены – это стены, из которых состоит граница лабиринта, и все остальные стены, что прилегают к границе. Внутренние стены – это стены, находящиеся внутри лабиринта и не контактирующие с внешними стенами.

В первой зоне длина стен равна длине клетки, стены могут находиться только между клетками и на их краях. Множитель составляет 1.

Во второй зоне стены полигона могут быть вдвое меньше ширины клетки, но все еще стоят на

краях и между плитками. Множитель во второй зоне составляет 1,25.

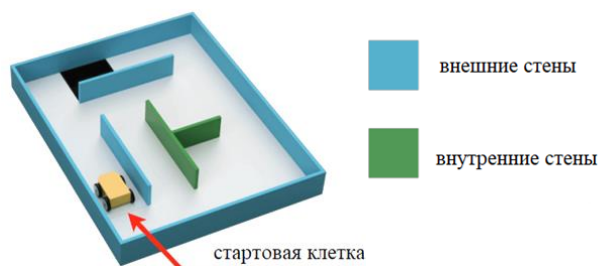


Рис. 3. Внешние и внутренние стены [2]

В третьей зоне появляются скругленные до четверти круга стены, теперь стены могут стоять не только на краях клеток и между ними, но и на четвертях плитки. Множитель данной зоны составляет 1,5.

Четвертая зона является самой сложной из всех, она также состоит из клеток, однако стены в ней расположены хаотично и беспорядочно. Из-за своей сложности данная зона имеет множитель 2.

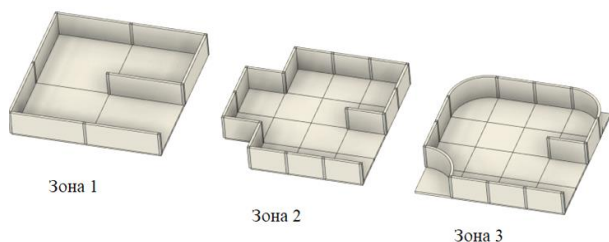


Рис. 4. Пример расстановки плиток в зонах [2]

На полигоне сложность роботу также составляют особые поля и преграды. В данной лиге присутствуют 3 типа полей и преград (рис. 5).

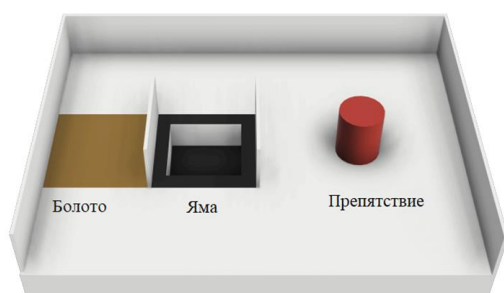


Рис. 5. Препятствия [2]

Болото замедляет робота по ходу его движения, как правило, болото занимает одну клетку полигона.

Яма преграждает путь роботу, провалившись в нее, роботу придется начинать заезд с контрольной точки. Размер ямы равен одной клетке полигона.

Препятствие мешает роботу пройти клетку и может располагаться внутри нее.

Для выхода из тупиковой ситуации робот может перезапуститься с контрольной точки, либо при запросе роботом у виртуального судьи, либо по желанию участника. На карте контрольные точки обозначены плитками серого цвета, при наезде на такую плитку робот при следующем перезапуске начнет заезд именно с нее.

Жертвы и знаки опасности

Жертвы и знаки опасности представлены изображением, размещенным в любом месте на стене (включая изогнутые поверхности). Визуальные жертвы — это заглавные буквы, напечатанные на стене или прикрепленные к ней. Они напечатаны черным шрифтом без засечек, например, «Arial». Буквы обозначают состояние здоровья жертвы (рис. 6) [2].

- пострадавшая жертва – H,
- стабильная жертва – S,
- невредимая жертва – U.



Рис. 6. Виды жертв [2]

Знаки опасности взяты с веб-сайта RoboCup Rescue League, из которых будут использоваться четыре (см. рис. 6) [2]:

- горючий газ [F],
- яд [P],
- коррозионный [C],
- органический пероксид [O].



Рис. 7. Знаки опасности [2]

Робот

Для первых шагов в новой лиге участнику предлагается воспользоваться уже созданным роботом. В конструкция данного робота (рис. 8):

- два колеса,
- восемь датчиков (4 спереди и по 2 справа и слева),
- 3 камеры спереди,
- GPS-датчик,
- датчик цвета.

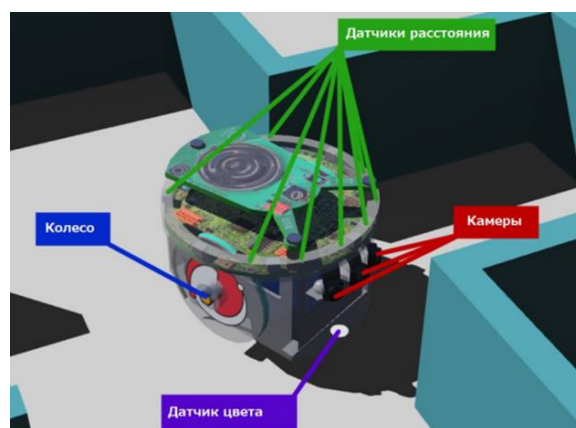


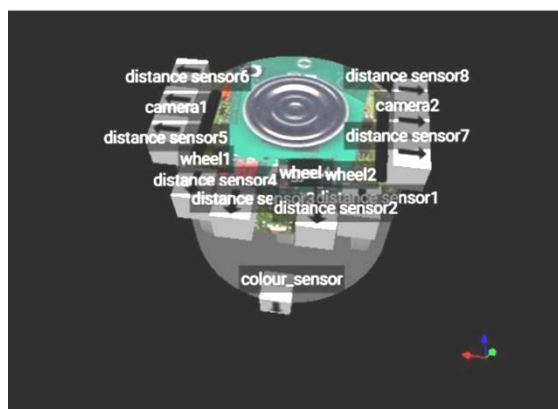
Рис. 8. Стартовый робот [3]

Для более эффективного выполнения задач лиги участники могут построить своего собственного робота, используя доступные модули (рис. 9). При этом необходимо уложиться в бюджет – 3000 единиц условной валюты. Цена изначального робота – 2850 у.е.

Доступные модули и их цена, у.е.:

- гироскоп – 100,
- GPS – 250,
- камеры – 500,
- датчик цвета – 100,
- акселерометр – 100,
- лидар – 500,
- датчики расстояния – 50,
- колеса – 300.

Budget: 3000 Cost: 2450



Axis Help - X: Red, Y: Green, Z: Blue

Рис. 9. Пример создания робота

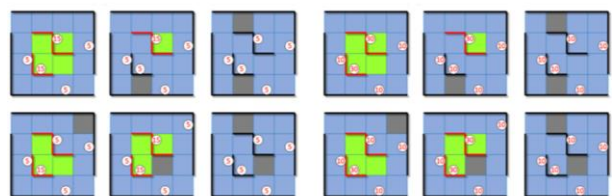
Задачи, решаемые в лиге

Основной задачей участников в лиге является запрограммировать робота так, чтобы при движении по заранее неизвестному замкнутому лабиринту с помощью средств технического зрения он находил жертвы и знаки опасности, помечая их. За каждую найденную роботом жертву или знак опасности участнику присуждаются очки. Причем количество присуждаемых очков зависит от расположения и типа найденной жертвы или знака опасности. Чтобы опознать жертву, роботу необходимо остановиться на 1 с не больше чем в 6 см от жертвы и отправить виртуальному судье сообщение о том, что он нашел жертву, и сообщить ее координаты.

Если жертва или знак опасности расположены на внутренней стене, не примыкая к внешним, то при ее нахождении участнику начислят в два раза больше очков, чем за жертвы, располагающиеся на клетке, примыкающей к внешним стенам. Также из-за деления всего лабиринта на зоны по сложности в каждой более сложной зоне действует множитель очков. Так, все очки, которые вы заработали в конкретной зоне, будут умножены на множитель данной зоны. Множители равны 1; 1,25; 1,5 и 2 для областей 1–4 соответственно.

Не менее важной, но более сложной задачей лиги является построение карты лабиринта. Роботу по ходу своего движения необходимо записывать в мас-

сив расположения стен, жертв и препятствий. За то, что робот строит карту, участникам начисляется общий множитель (действует на общий балл) от 1 до 2 в зависимости от того, насколько построенная карта совпадает с действительностью. Если на 1%, то множитель составит 1,01, если на 50%, то множитель уже составит 1,5. Пример карты представлен на рис. 11.



1 зона

4 зона

Рис. 10. Пример разницы начисления баллов в зависимости от расположения жертв [2]

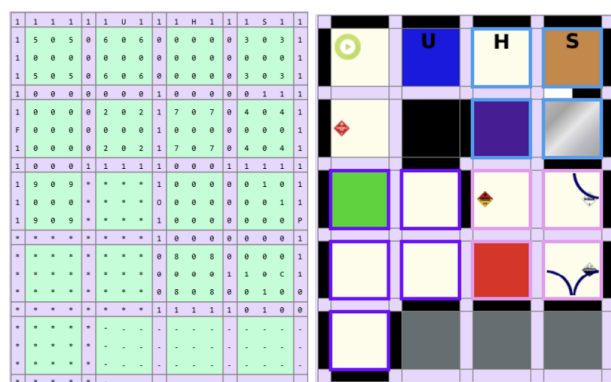


Рис. 11. Пример построения карты [3].

Подготовка новых команд

Поскольку лига RCJ Rescue Simulation в версии 2023 является новой для команд России, нами было принято решение разработать учебно-методические материалы и провести обучение потенциальных участников. В итоге были разработаны мини-учебный курс, состоящий из 3 лекций, и шаблон программы для новых участников.

Учебно-методические материалы представлены в формате презентаций, размещенных на сайте чемпионата «РобоКап–Россия» (<http://robocuprussia-open.ru>). Также в разделе на сайте представлен шаблон программы на языке Python.

В программе подключаются основные модули робота: колеса, 3 камеры, GPS-модуль и датчик цвета. С помощью данных модулей можно выполнить задачу по поиску жертв в лабиринте. Сама программа реализует самый простой алгоритм движения по лабиринту, в случайном направлении, с обходом препятствий и поиском возможных жертв.

С использованием разработанных учебно-методических материалов в марте 2023 г. было проведено обучение команд Красноярского края и Томской области в формате онлайн-семинаров. Итогом обучения стало проведение соревнований в лиге RCJ Rescue Simulation в рамках регионального этапа «РобоКап–Россия» в Красноярске. На основании

итогах турнира были разработаны дополнительные учебные материалы и скорректированы существующие.

Благодаря проведенной работе по привлечению и обучению участников новой лиги, нам удалось успешно провести соревнования в роботов-спасателей в симуляционной среде в рамках открытого Российского чемпионата по робототехнике «РобоКап–Россия» 2023, 11–14 мая 2023 г. в Томске. Участие в турнире приняли 6 команд школьников и студентов младших курсов из Красноярска, Томска, Перми. Все команды показали отличный результат. Многие использовали навыки, полученные из выложенных учебных материалов, при этом не просто бездумно скопировав примеры для работы, а модернизируя, добавляя что-то свое. Так, почти у всех команд был свой алгоритм обхода лабиринта для каждой из 4 зон. Некоторые команды придумали свои доработки как для способов поиска жертв, так и для обхода самого лабиринта.

Заключение

В результате проведенной работы было создано учебно-методическое обеспечение, сформирован начальный пул команд-участников новой лиги роботов-спасателей в среде симуляции, проведены соревнования в лиге.

Литература

1. Ронжин А.Л. Международные соревнования роботов по футболу Robocup и перспективы участия в них российских команд / А.Л. Ронжин, Л.А. Станкевич, Е.С. Шандаров // Робототехника и техническая кибернетика. – 2015. – № 2 (7). – С. 24–29.
2. Официальный Российский сайт RoboCup лига RCJ Rescue Simulation [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://robocuprussiaopen.ru/about/leagues/RCJ-rescue-simulation/>, свободный (дата обращения: 14.09.2023).
3. Официальный сайт платформы [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://v23.erebus.rcj.cloud/>, свободный (дата обращения: 14.09.2023).

Анисимов Даниил Андреевич

Студент каф. электронных приборов (ЭП)
Томского государственного ун-та
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: demon9www02@mail.ru

Шандаров Евгений Станиславович

Зав. лаб. робототехники и искусственного интеллекта
каф. ЭП ТУСУРа
Эл. почта: evgenyshandarov@gmail.com

УДК 620.97

П.А. Авад, А.А. Сидорова, Т.Е. Мамонтова

Пьезоэлектрическая платформа для рекуперации энергии нажатия при ходьбе

В последние десятилетия мы наблюдаем неустанный прогресс науки и технологий, а одной из ключевых областей в центре внимания стала эффективная работа с возобновляемыми источниками энергии. В этом контексте все большую актуальность приобретают исследования, связанные с генерацией энергии из неочевидных источников. Особое внимание уделяется возможности извлечения энергии из повседневных действий человека, таких как ходьба. Использование пьезоэлементов является одним из перспективных подходов к достижению этой цели. Эти устройства способны превращать механическую деформацию, например от давления или вибрации, в электрическую энергию. Идея генерации энергии через пьезоэлементы при ходьбе представляет собой инновационный подход к повседневной генерации электроэнергии. Когда человек двигается, его шаги оказывают механическое воздействие на поверхность под ногами. Этот процесс может быть зафиксирован с помощью встроенных пьезоэлементов, которые превращают каждый шаг в электрический импульс. При наличии достаточного количества пьезоэлементов и оптимальной организации можно получить значительное количество энергии.

Ключевые слова: пьезоэлектрическая генерация энергии, альтернативная механическая энергия, пьезометрические элементы.

Предлагаемая платформа представляет собой инновационный источник возобновляемой энергии, в основу работы которого заложены пьезоэлектрические элементы для преобразования энергии, получаемой от шагов людей. Эти элементы могут генерировать электричество при механическом давлении, что позволяет превратить места с высокой активностью людей в источники энергии.

С использованием программного обеспечения SolidWorks возможны проектирование и оптимизация размещения пьезоэлементов в различных общественных пространствах для максимизации их эффективности генерации энергии. Это программное

обеспечение также предоставляет возможность выполнить комплексный анализ, включающий тестирование на прочность, динамику, тепловые нагрузки и другие важные параметры.

SolidWorks имеет интуитивно понятный интерфейс и мощные функции визуализации, которые помогают наглядно представить проект с высокой степенью детализации. Такие визуализации помогут продемонстрировать работу проекта и его преимущества потенциальным инвесторам, партнерам или клиентам. Перечень компонентов платформы представлен на рис. 1. На рис. 2 показана платформа в сборе.

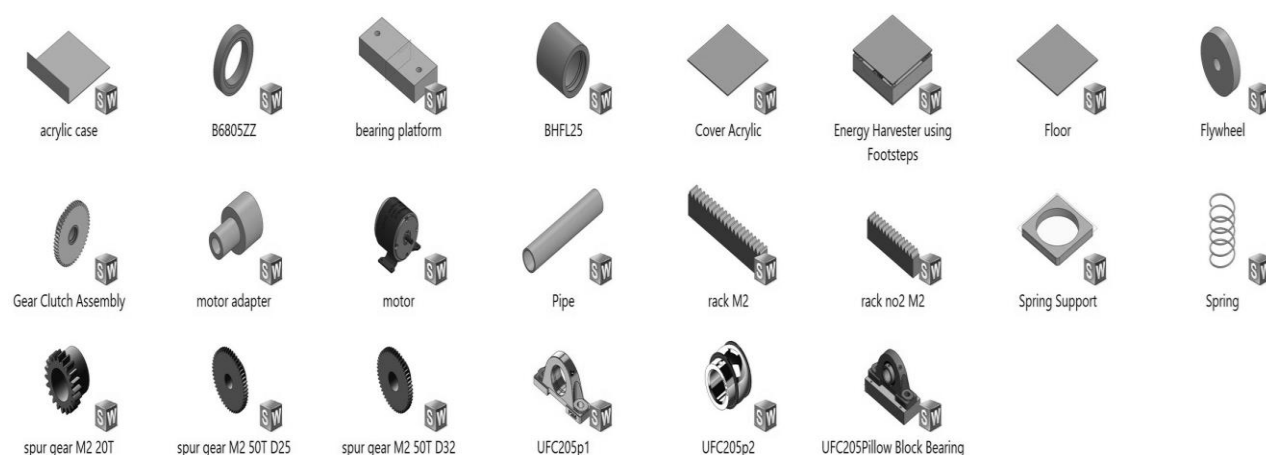


Рис. 1. Перечень компонентов платформы

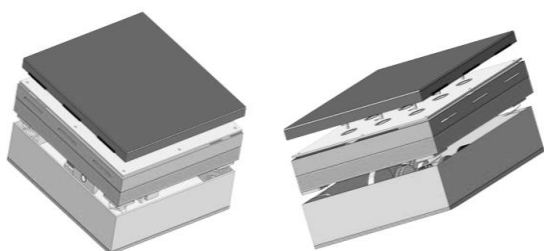


Рис. 2. 3D-модель платформы

Пьезоэлемент — это тип материала, способный преобразовывать механическую энергию, такую как давление или удар, в электрическую энергию. Это происходит благодаря эффекту, известному как пьезоэлектрический эффект, при котором некоторые материалы генерируют электрический заряд при приложении механического давления.

В рамках предлагаемой системы пьезоэлементы могут быть интегрированы в напольные покрытия

на местах с высокой пешеходной активностью. Когда человек ступает на такое покрытие, давление от его шага вызывает генерацию электрического заряда в пьезоэлементе. Этот электрический заряд, однако, является переменным, и его нужно правильно обработать и хранить для дальнейшего применения. Для этого необходимы электронные схемы преобразования AC–DC (AC – переменный, DC – постоянный ток) и устройства хранения электроэнергии. Затем этот электрический ток можно преобразовать для хранения в аккумуляторе или батарее для последующего использования [1].

Количество энергии, которое можно сгенерировать и сохранить таким образом, зависит от многих факторов, включая свойства и количество использованных пьезоэлементов, характеристики преобразователя, емкость аккумулятора и т.д. Эти аспекты можно оптимизировать для максимизации эффективности системы. При проектировании платформы были выбраны местоположения пьезоэлементов, как показано на рис. 3.

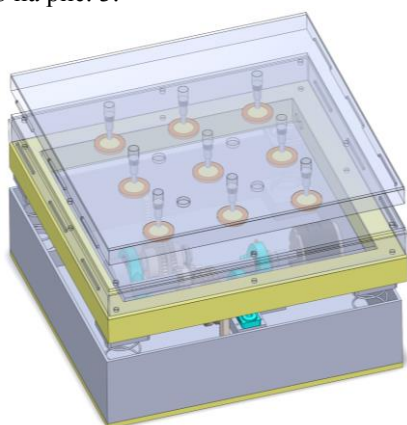


Рис. 3. Место пьезоэлементов в платформе

Моделирование работы платформы в программе MATLAB

Можно создать модель, которая включает в себя генератор переменного тока (для имитации выхода пьезоэлемента), выпрямитель для преобразования AC в DC и нагрузку (например, батарею) [2].

Конфигурация AC в MatLab и схема приведены на рис. 4 и 5 соответственно.

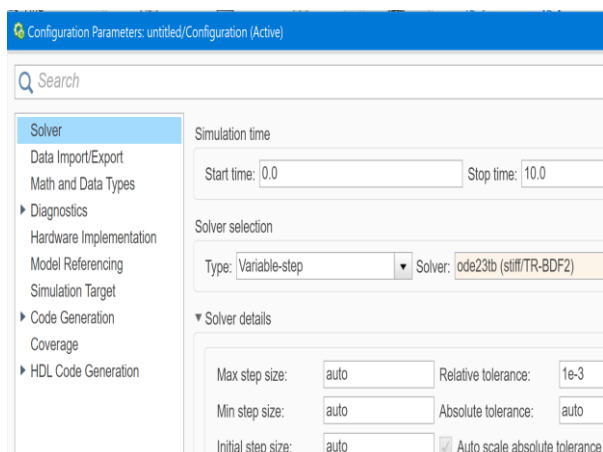


Рис. 4. Конфигурация AC на MATLAB

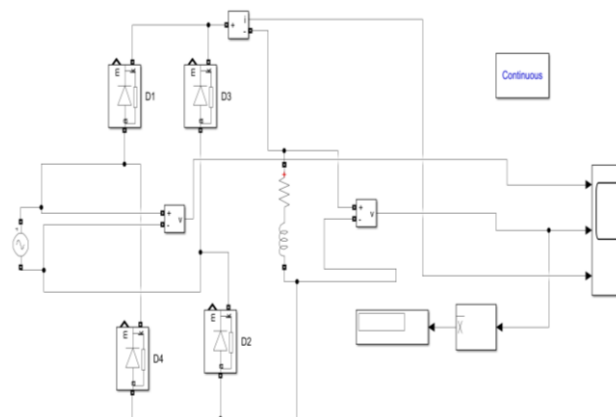


Рис. 5. Схема MatLab AC to DC

Моделирование этого процесса помогает лучше понять работу пьезоэлемента и возможности его применения для зарядки батарей. Но при этом следует помнить, что реальная эффективность зарядки может отличаться из-за потерь в процессе преобразования и неидеальностей компонентов [3].

Результаты моделирования приведены на рис. 6.

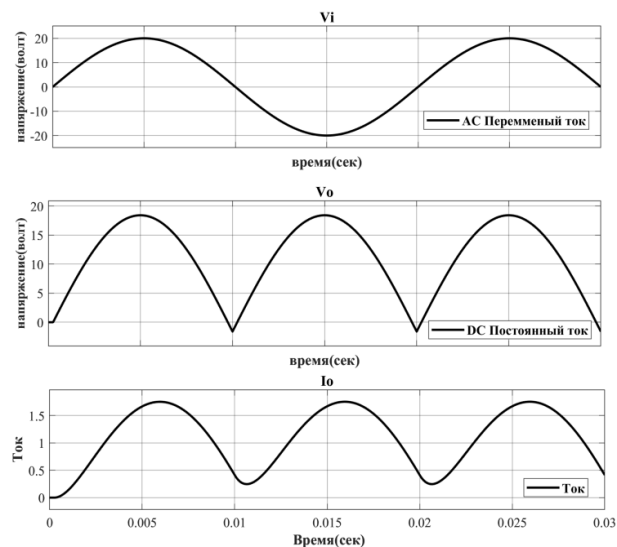


Рис. 6. Результаты моделирования работы пьезоэлемента в MatLab

Программное обеспечение

Программа Proteus является мощным инструментом для симуляции и моделирования электронных систем. Она позволяет создавать и проверять различные схемы, включая схемы с пьезоэлементами, и анализировать их работу [4].

Для получения энергии из шагов пассажиров можно использовать пьезоэлементы, установленные на платформе на станции метро. Когда пассажиры проходят по платформе, пьезоэлементы подвергаются механическому воздействию и генерируют электрический заряд.

Чтобы показать, как можно получить энергию из шагов людей с помощью пьезоэлементов с использованием программы Proteus, можно выполнить следующие шаги:

1. Создать схему в Proteus, включающую пьезоэлементы, выпрямитель (для преобразования пе-

ременного заряда в постоянный) и устройство для хранения энергии (например, аккумулятор или конденсатор).

2. Соединить пьезоэлементы с электрической схемой и обозначить их соответствующим образом.

3. Установить параметры пьезоэлементов, такие как их эффективность преобразования механической энергии в электрическую.

4. Создать виртуальную модель платформы и симулировать прохождение пассажиров по ней.

В Proteus можно задать параметры движения пассажиров и их воздействие на пьезоэлементы.

Таким образом, с помощью программы Proteus можно моделировать и симулировать работу пьезоэлементов, позволяющих получать энергию из шагов пассажиров. Это позволяет проводить анализ и оптимизацию системы генерации энергии, а также оценивать эффективность и потенциал таких систем.

Схема пьезоэлементов в программе Proteus представлена на рис. 7.

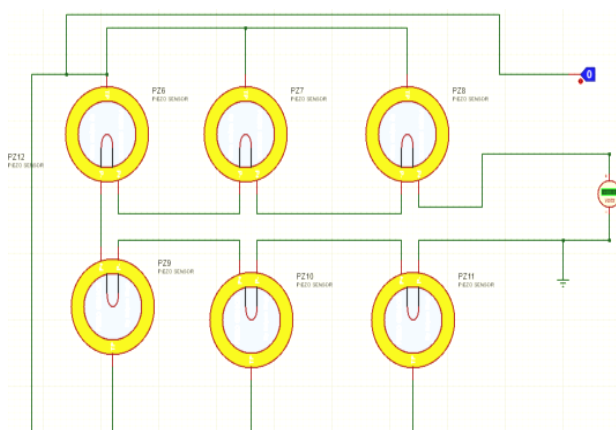


Рис. 7. Схема соединения пьезоэлементов в программе Proteus

В таблице представлены примеры выходного напряжения при различных соединениях пьезокерамических элементов.

Выходное напряжение при различных соединениях пьезокерамических элементов

Вид соединения пьезоэлементов	Количество элементов	Выходное напряжение
Последовательное	7	5 В
Параллельное	10	3,7 В
Последовательно-параллельное	6	5 В

При интеграции пьезоэлементов на печатной плате возникает несколько ключевых аспектов и технических решений.

Дизайн и размещение: пьезоэлементы следует точно разместить на печатной плате с учетом механической нагрузки, которой они будут подвергаться в процессе их работы. Оптимальное размещение пьезоэлементов помогает максимизировать эффективность преобразования механической энергии в электрическую.

Электрическая часть: пьезоэлементы генерируют переменное напряжение, требующее специ-

альной обработки. Электрические схемы на печатной плате могут включать усилители, выпрямители и фильтры для преобразования и стабилизации выходного сигнала.

Материалы и обработка: печатные платы для пьезоэлементов могут использовать специальные материалы с высокой диэлектрической прочностью, чтобы обеспечить надежную изоляцию и минимизировать потери энергии.

Механическая интеграция: учитывая, что пьезоэлементы генерируют энергию из механических деформаций, важно обеспечить надежное механическое соединение с той средой, которая будет подвергаться деформации. Это может включать в себя разработку специальных корпусов, поверхностей или структур.

Применение печатной платы с пьезоэлементами может быть разнообразным, начиная от небольших переносных устройств, которые генерируют энергию из движения, до более сложных систем встроенной генерации электроэнергии, например, в автономных сенсорных устройствах, использующих пьезоэлементы для поддержания заряда батарей.

Интеграция пьезоэлементов на печатных платах открывает новые пути для создания эффективных источников энергии и технологий, способствуя развитию устройств, работающих даже в условиях ограниченного доступа к традиционным источникам электропитания. На рис. 8 показан вид монтажа и сборки печатной платы.

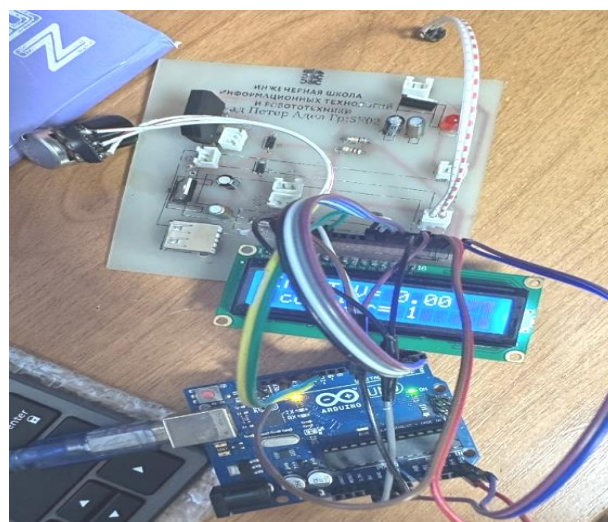


Рис. 8. Монтаж и сборка печатной платы

Заключение

Исследование и разработка систем извлечения энергии из пьезоэлементов на печатных платах представляют важное направление в сфере энергетики и технологий, сочетают в себе принципы электроники и механики, обеспечивая инновационные решения для эффективного использования механических деформаций в повседневных действиях.

Мы видим потенциал данной концепции в различных областях: от переносных устройств, которые могут генерировать энергию во время движения, до

более сложных систем, интегрированных в одежду, обувь и медицинские устройства. Эти технологии имеют способность создавать экологически чистые источники энергии, а также обеспечивать устойчивую работу даже в условиях, когда доступ к традиционным источникам питания ограничен.

В целом разработка систем генерации энергии на пьезоэлементах представляет собой современный взгляд на решение энергетических вызовов и демонстрирует, как наука и инженерия могут объединиться для создания инновационных и устойчивых технологий, способных улучшить нашу повседневную жизнь и внести свой вклад в более устойчивое будущее.

Литература

1. Use of Piezo Electric Sensor for Generation of Power [Электронный ресурс]. – URL: https://www.researchgate.net/publication/329450289_Power_Generation_Using_Piezoelectric_Materials (дата обращения: 28.12.2023).

2. Novel archetype of fluid-based energy generation system from human footsteps [Электронный ресурс]. – URL: https://www.researchgate.net/publication/353343321_Novel_archetype_of_fluid-based_energy_generation_system_from_human_footsteps_human_footsteps (дата обращения: 28.08.2023).

3. Энергогенерирующие этажи для электроснабжения токийского метро [Электронный ресурс]. – URL: <http://inhabitat.com/Tokyo-subway-stations-get-piezoelectric-floors/Japan-east-rail-corporation-jr-east-piezoelectric-floors> (дата обращения: 28.08.2023).

4. Piezo products (2005) [Электронный ресурс]. – URL: www.murata.com/products/catalog/pdf/p15e.pdf

Авад Петер Адел

Студент отд. автоматизации и робототехники (ОАР)
инженерной школы информационных
технологий и робототехники (ИШИТР)
Национального исследовательского
Томского политехнического ун-та (НИ ТПУ)
Эл. почта: Paa13@tpu.ru

Сидорова Анастасия Александровна

Ст. преп. ОАР и инженер отд. интеллектуальных систем
(ИШИИнЭС) НИ ТПУ
Эл. почта: sidorova@tpu.ru

Мамонова Татьяна Егоровна

Канд. техн. наук, доцент отд. ИШИТР,
доцент отд. ИШИИнЭС НИ ТПУ
Эл. почта: stepte@tpu.ru

А.Д. Алябьева, С.В. Косаченко, А.В. Макаров, Е.С. Шандаров

Соревнования по футболу человекоподобных роботов для команд юниоров Junior Humanoid Soccer Entry

Приведены результаты разработки правил соревнований в новой лиге по футболу управляемых человекоподобных роботов Junior Humanoid Soccer Entry российского чемпионата по робототехнике RoboCup Россия. Проведен обзор имеющихся на рынке робототехнических платформ для использования в качестве базовых для участия в соревнованиях в лиге. Разработаны учебно-методические материалы для подготовки команд участников.

Ключевые слова: человекоподобные роботы, футбол роботов, RoboCup.

Открытый российский чемпионат по робототехнике «РобоКап – Россия» призван способствовать развитию участников в области робототехники и искусственного интеллекта. Соревнования роботов проводятся в лигах роботов-спасателей, шоу с роботами и футбол-роботов [1]. Участниками турнира являются команды юниоров – школьники и студенты младших курсов в возрасте до 19 лет включительно.

Долгое время команды юниоров по футболу роботов могли состязаться, используя только колесные платформы. Однако в 2018 г. в лаборатории робототехники и искусственного интеллекта ТУСУРа (ЛРИИ) был разработан проект новой лиги по футболу автономных человекоподобных роботов для команд юниоров [2], созданы прототипы аппаратного и программного решений [3, 4], проведены успешные испытания. Участники лиги создают собственные платформы роботов и ПО, решают задачи технического зрения, разработки движений и управления, в том числе группового [4]. Инициативу поддерживали команды из Томска, Челябинска и Москвы, и теперь турнир проводится на регулярной основе в рамках «РобоКап – Россия» и фестиваля «Робо-Финист» [5].

Несмотря на относительный успех новой лиги, к 2023 г. организаторы столкнулись с проблемой высокого входного порога для начинающих команд и, соответственно, оттоком участников. Задача создания собственной платформы и всего комплекса ПО действительно представляется весьма сложной и команды начинающих просто не выдерживают никакой конкуренции с опытными.

Исходя из вышеописанного, инициативная группа приняла решение о разработке и внедрении новой лиги, призванной снизить входной порог и стимулировать юниоров к разработкам в области человекоподобных роботов.

Основные правила

Соревнования по футболу человекоподобных роботов для начинающих проводятся с использованием той же инфраструктуры, что и в основной лиге [2]. Основные отличия: один робот в команде, который может выполнять роли и вратаря, и нападающего; управление роботом осуществляется оператором с использованием средств беспроводной связи. В этом случае главными задачами участников команд являются: разработка движений робота, позволяю-

щих эффективно (с приемлемой скоростью и обеспечивая устойчивость) выполнять набор необходимых для футбола движений (ходьба, повороты, удары, подъемы из положения лежа и др.); разработка или модификация существующей конструкции для повышения эффективности выполнения движений; разработка или модификация системы беспроводного управления роботом, включая выбор способа связи, приемопередающих модулей, пульта управления (количество движений может быть велико, так что не всегда штатные пульты позволяют запрограммировать выполнение всех необходимых движений).

Робототехнические платформы

Согласно правилам лиги [6], к участию в соревнованиях допускаются роботы с высотой от 25 до 50 см. Весить робот должен не более 5 кг. Для поставленной задачи подходит несколько робототехнических платформ.

Один из самых популярных вариантов – Robotis Bioloid Premium (рис. 1).



Рис. 1. Робот Bioloid Premium

Конструктор состоит из 18 сервомоторов Dynamixel серии AX-12, которые соединяются в единую сеть к контроллеру. Питание обеспечивает Li-Po аккумулятор (11.1V, 1000mA/PCM). Робот управляется через контроллер CM-530, на который записываются разработанные движения. Подача команд на выполнение производится через ИК-датчик или Bluetooth-модуль. В наборе также есть пульт дистанционного управления RC-100.

Для реализации стабилизации участники могут использовать показания двухосного гироскопа. Команды роботу формируются путем нажатия на комбинации клавиш джойстика, также управление может производиться с ноутбука.

Программирование движений робота производится с помощью программы RoboPlus. Данная программа позволяет пользователю проверить состояние каждого сервомотора, в режиме реального времени создать и протестировать новые команды. Каждый набор движений робота хранится в отдельном файле, его типом является RoboPlus Motion Document (.mtn). Каждой команде задается уникальная комбинация клавиш и присваивается движение, которое определяется по порядковому номеру в странице движений.

```
IF ( RxData == D+3 )
{
    CALL ExitExcuteStop
    Motion Page = 17
}
```

Рис. 2. Инициализация переменных

Платформа Bioloid предлагает три варианта конструкции. Существенной разницы между ними нет, однако стоит отметить, что в каждом из типов по-разному реализовано соединение «ног» с корпусом. В первом типе сборки (Type A), в отличие от второго (Type B) и третьего (Type C), у робота в тазобедренном суставе задействовано 3 сервопривода на каждую сторону, что дает дополнительную степень свободы. После анализа типов сборки нами был выбран первый, поскольку второй и третий типы для имитации тазобедренного сустава используют всего два сервомотора, что ограничивает в создании движений.



Рис. 3. Типы сборки

Ещё одним вариантом является робот компании Robotis – Bioloid DARwIn-MINI.

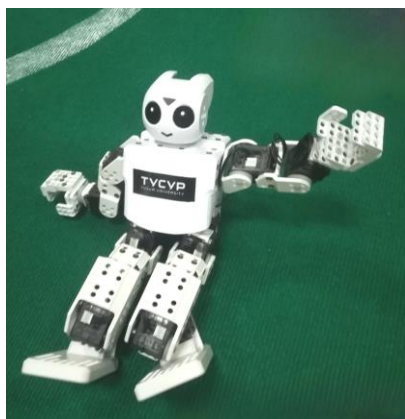


Рис. 4. DARwIn-MINI

Такой робот оснащен 16 сервоприводами Dynamixel серии XL и управляется контроллером OpenCM9.04-C. Один дополнительный корпус сервомотора в наборе пустой, он предусматривается в конструкции для крепления головы робота. Используется два аккумулятора LB-040. Команды подаются с использованием Bluetooth-модуля BT-210. Имеет стоимость около 150 тыс. руб. Движения разрабатываются в программе RoboPlus Motion или RoboPlus Task. Особенность первой программы в том, что она позволяет создать движения для робота без написания кода.

Для этой модели существует мобильное приложение, позволяющее управлять роботом с любого смартфона. Таким образом, программа на смартфоне или планшете выступает в роли пульта дистанционного управления, делая робота не привязанным к конкретному устройству для подачи команд. Для удобства пользователь может редактировать кнопки и их содержимое.

Этот робот легче предыдущего, его стоимость ниже других подобных платформ, а разработка движений доступна и без навыков программирования. Для поставленных задач этот робот подходит, хотя уступает первому варианту по нескольким параметрам.

Несмотря на удобный интерфейс мобильного приложения, управление роботом в режиме реального времени с помощью джойстика происходит быстрее, поскольку восприятие сенсорного экрана не дает ощутить границы клавиш, что не позволяет пользователю управлять, не глядя на устройство.

Также DARwIn-MINI уступает Bioloid Premium в том, как устроены аккумуляторы. У DARwIn-MINI аккумулятора два, что не так практично в рамках соревнований. К тому же не получится быстро определить уровень заряда. В Bioloid Premium в данном случае предусмотрен звуковой сигнал, когда батарея начинает садиться. Также уровень заряда можно узнать при нажатии клавиши «U» сразу после включения контроллера. При полном уровне заряда должны загореться три светодиода.

К этому же относится проблема моментального редактирования движений. DARwIn-MINI не позволяет при отсутствии заряда в аккумуляторах заниматься разработкой и редактированием анимаций. Этот робот подключается к устройству с программой через Bluetooth. Контроллер расположен внутри робота и для проводного подключения требует разборки конструкции. В Bioloid Premium есть разъем для проводного зарядного обеспечения, расположенный сзади, что не мешает при необходимости сразу загружать движения и, не подключая аккумулятор, тестировать их на роботе.

Стоит отметить, что детали DARwIn-MINI соединяются пластиковыми заклёпками. Они очень тонкие, легко ломаются и трудно снимаются. Это затрудняет оперативные изменения конструкции при необходимости.

На основе анализа робототехнических платформ для участия в соревнованиях был выбран робот Bioloid Premium.

Проведение соревнований

В результате проведенной работы были разработаны правила новой лиги по футболу управляемых человекоподобных роботов Junior Humanoid Soccer Entry, выбраны платформы и подготовлены учебно-методические материалы для начальной подготовки команд. Публикация правил производилась на сайте «РобоКап–Россия» <http://robocuprussiaopen.ru>.

В турнире, состоявшемся в мае 2023 г., приняли участие четыре команды. На протяжении трех дней участники обсуждали возникшие при сборке и программировании трудности, представляли свои решения и обменивались идеями. Поскольку соревнования проходили на одной площадке с турниром автономных человекоподобных роботов, начинающие команды имели возможность обмена знаниями с более опытными разработчиками.

Большинство участников остановило свой выбор на платформе Bioloid Premium, для управления использовался ИК-канал. В процессе тренировок и первых игр участниками была выявлена проблема с таким способом управления. В случае когда на поле появляется более одного робота с ИК-управлением, происходит наложение сигналов. Это приводит к закликиванию движений и выполнению «чужих» команд.

Решением этой проблемы стало использование Bluetooth-модуля. Такой выбор позволил более точно подавать команды на контроллер и снизил задержку подачи сигнала.

После первых пробных игр было принято решение сократить тайм до 3 мин, поскольку аккумуляторы быстро садятся, а сервомоторы нагревались. Этого времени оказалось достаточно, чтобы довести мяч до ворот.

Финальные соревнования показали, что новая лига помогает новичкам получить необходимый опыт. Такое мероприятие стоит проводить в дальнейшем для привлечения новых участников, заинтересованных в создании роботов-гуманоидов. Таким образом, новая лига принесет новые решения в области футбола человекоподобных роботов, что приблизит участников чемпионата к достижению главной цели РобоКапа – создание автономных роботов-футболистов, способных победить действующую команду чемпионов мира по футболу.

Заключение

В результате проведенной работы была создана новая лига соревнований по футболу управляемых человекоподобных роботов, разработаны правила, сформированы команды. В результате анализа доступных робототехнических платформ был сделан выбор робота для участия в соревнованиях. Проведенный турнир в рамках «РобоКап – Россия» пока-

зал, что участие в нем способствует развитию ком-

петенций в следующих областях: управление сложными многозвенными манипуляторами с числом степеней подвижности от 3 до 6 (руки и ноги робота), создание систем беспроводного управления роботом, обеспечение устойчивости при движении человекоподобного робота.

Литература

1. Ронжин А.Л. Международные соревнования роботов по футболу Robocup и перспективы участия в них российских команд / А.Л. Ронжин, Л.А. Станкевич, Е.С. Шандаров // Робототехника и техническая кибернетика. – 2015. – № 2 (7). – С. 24–29.
2. Humanoid Robot Soccer Player for RoboCup Junior League Competitions / E. Shandarov, I. Shabalin, I. Prokazina et al. // Lecture Notes in Computer Science. – 2020. – Vol. 12336 LNAI. – PP. 283–294. DOI 10.1007/978-3-030-60337-3_28.
3. Система управления человекоподобным роботом-футболистом на базе Robotis Bioloid / И.Д. Шабалин, А.А. Согомонянц, Е.С. Полицев и др. // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР. – Томск: В-Спектр, 2020. – Ч. 1. – С. 312–316.
4. Платформа образовательного человекоподобного робота для игры в футбол / И.Д. Шабалин, В.В. Желонкин, И.Ю. Проказина и др. // Экстремальная робототехника. – 2021. – Т. 1, № 1. – С. 236–244.
5. Гагарина Д.А. Робототехника в России: образовательный ландшафт. – Ч. 1 / Д.А. Гагарина, А.С. Гагарин // Современная аналитика образования. – 2019. – № 6 (27). – С. 5–101.

Алябьева Анастасия Денисовна

Студентка каф. промышленной электроники (ПрЭ) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: nastyalabeva@gmail.com

Косаченко Сергей Викторович

Учитель информатики, зам. директора по информационным технологиям Томского физико-технического лицея (ТФТЛ)
Эл. почта: kosachenkoSV@yandex.ru

Макаров Андрей Валерьевич

Сотрудник ООО «Академия Робозум»
Эл. почта: cleo906090@gmail.com

Шандаров Евгений Станиславович

Зав. лаб. робототехники и искусственного интеллекта (ЛРИИ) ТУСУРа
Эл. почта: evgenyshandarov@gmail.com

**А.А. Новиков, А.В. Федотов, В.В. Хватов, В.С. Скурихина,
Г.А. Коваль, Ю.О. Лобода, Н.С. Бирюкова**

Возможности управления человекоподобным роботом с использованием биоданных

Работа посвящена возможности управления человекоподобным роботом с использованием данных ЭЭГ-сигналов.

Ключевые слова: биоданные, робот DARWIN, ЭЭГ.

В современном мире постоянно обновляются способы управления мехатронными устройствами, в том числе ищутся новые методы взаимодействия роботов и человека.

Для работы по управлению был выбран робот DARWIN-OP.

Существует несколько способов подключения к роботу DARWIN-OP:

1. Прямое подключение:

Возможно подключиться к DARWIN-OP напрямую с помощью обычной USB-клавиатуры, USB-мыши и HDMI-совместимого дисплея.

2. Через проводной Ethernet:

На компьютере в настройках порта Ethernet формируемых им биоэлектрических импульсов, которые улавливаются и записываются при помощи накладываемых на голову пациента электродов.

Изучение возможности управления роботом с использованием биоданных является активно развивающейся областью исследований. Этот подход называется интеграцией биоинтерфейсов и робототехники.

Одним из подходов к управлению роботом с использованием биоданных является запись и обработка электрических сигналов мозга, таких как ЭЭГ – это специальные сенсоры, размещенные на голове человека, регистрируют электрическую активность головного мозга. Эти сигналы могут быть анализированы и интерпретированы для определения намерений движений, таких как подъем руки, сжатие кулака или уровень медитации и концентрации. Эти намерения и уровни затем могут быть переданы в робота, чтобы он выполнил соответствующие действия.

Другой подход к управлению роботом с использованием биоданных включает использование мышечных сигналов. Электроды размещаются на мышцах человека, и электрические сигналы, генерируемые мышцами при сокращении, регистрируются и обрабатываются.

В данной работе производится исследование ЭЭГ-сигналов.

Нейроинтерфейс «Brainlink» выделяет 8 типов волн в сыром сигнале ЭЭГ. Сырой сигнал фиксируется, когда электрическая активность мозга повышает свой уровень настолько сильно, что становится возможным получить сигнал с поверхности головы человека.

Рассмотрим основные типы волн:

1. Дельта-волны при частоте 0–4 Гц. Значение этого сигнала уменьшается, когда человек фокусируется, повышение уровня дельта связано с понижением осознания окружающего пространства и уровнем осознания информации на бессознательном уровне.

2. Тета-волны при частоте 4–8 Гц. Отображают сонливость, дремоту, состояние сна.

3. Низкие альфа-волны при частоте 8–10 Гц. Расслабленное состояние.

4. Высокие альфа-волны при 10–12 Гц. Отображает состояние встревоженности, человек переходит в состояние повышенной собранности.

5. Высокие бета-волны 12–18 Гц. Отображают напряженное состояние человека, взволнованность.

Устанавливаются новые значения строк DHCP, IP, маска подсети, шлюз по умолчанию и подключается кабель Ethernet от ПК к DARWIN-OP.

Также можно подключиться к DARWIN-OP через беспроводную локальную сеть. Для успешного беспроводного подключения к DARWIN-OP может потребоваться знание сетевых настроек. Беспроводное подключение к DARWIN-OP может отличаться в зависимости от точки доступа/беспроводного маршрутизатора.

Рассмотрим, какими методами можно получить биоданные для исследований:

1. Электрокардиография (ЭКГ) – показатели сердечной деятельности.

2. Эхокардиография (ЭхоКГ) – с помощью ультразвука определяются размеры камер сердца, толщина его стенок, проверяется состояние клапанов и исследуется сократительная функция.

3. Метод Холтера – получение информации об особенностях сердечной деятельности, колебаниях артериального давления, частоте пульса.

4. Спирография – методика нацелена на проверку функции внешнего дыхания.

5. УЗИ – двухмерное, трехмерное статичное или динамичное черно-белое или цветное изображение внутренних органов, сосудов и кровотока.

6. Биоимпедансометрия – метод состоит в измерении сопротивления различных участков тела для определения его состава.

7. Электроэнцефалограмма (ЭЭГ) – состояние головного мозга оценивается путем анализа. Низкие

бета-волны 12–18 Гц. Отображает период размышления, повышенную концентрацию, сфокусированность.

8. Высокие гамма-волны 30–50 Гц. Активность проявляется в период выполнения когнитивных задач, разговоров.

9. Низкие гамма-волны 50–70 Гц. Активность проявляется в период обучения, интеллектуальной деятельности.

Коэффициенты медитации и концентрации интегрально рассчитываются на базе показаний волн. Вся активность снимается при помощи ЭЭГ-сигналов нейроинтерфейсом «Brainlink».

Рассмотрим подробнее этапы проведения исследования на испытуемых. Сначала снимался ЭЭГ-сигнал при нахождении человека в расслабленном положении в течение трех минут. Далее человек решал тест «Фигуры Готтшальдта». Этот тест требует высокой концентрации и мозговой активности для решения. Во время решения теста также в течение трех минут собирались ЭЭГ-данные о состоянии человека. Впоследствии собранные данные специализированным приложением записывались в файл.

Для выявления закономерностей в данных ЭЭГ необходимо усреднить значения показателей в спокойном состоянии и показателей при высокой мозговой активности среди испытуемых. Далее необходимо выявить и оценить разницу коэффициентов нейромедитации и нейроконцентрации при переходе между двумя состояниями. Стоит заметить, что исходные данные у разных людей будут разные, наша основная задача – выявить закономерности и распределить испытуемых на классы с использованием нейросети.

В будущем планируется выполнение следующих этапов:

Создать базу данных ЭЭГ-сигналов 50 человек.

Создать и обучить нейронную сеть для выявления устойчивых паттернов из потока сигналов в режиме «Online».

Поставить в соответствие ЭЭГ паттерны определенного уровня с командами для робота.

Реализация совместной работы нейронной сети и программы управления роботом.

Включить в исследование работу с показаниями различных типов датчиков по снятию биоданных.

Работа осуществляется в рамках проекта ГПО УИ-2303 «Управление роботами на примере андроида робота».

Литература

1. Функциональные исследования [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://irkgb5.ru/funktsionalnye-issledovaniya/> (дата обращения: 14.09.2023).

2. Методы функциональной диагностики: ЭКГ, ЭЭГ, ЭНМГ, КТГ, ЭхоКГ, УЗИ [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://treatclinic.ru/funktsionalnaya-diagnostika/> (дата обращения: 14.09.2023).

3. Электроэнцефалография (ЭЭГ) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.diagnos.ru/procedures/manipulation/elektroencefalografija_\(eeg\)_pokazaniya_rasshifrovka](http://www.diagnos.ru/procedures/manipulation/elektroencefalografija_(eeg)_pokazaniya_rasshifrovka) (дата обращения: 14.09.2023).

Новиков Александр Александрович

Магистрант каф. УИ ТУСУРа

Эл. почта: alexnov031001@gmail.com

Федотов Алексей Владимирович

Студент каф. УИ ТУСУРа

Эл. почта: fedotovav2003@gmail.com

Хватов Вадим Вячеславович

Студент каф. УИ ТУСУРа

Эл. почта: vadiksee@mail.ru

Скурихина Владислава Сергеевна

Студентка каф. УИ ТУСУРа

Эл. почта: Skurihinavlada@gmail.com

Коваль Григорий Александрович

Студент каф. УИ ТУСУРа

Эл. почта: grish.kov@mail.ru

Лобода Юлия Олеговна

Канд. пед. наук, доцент каф. УИ ТУСУРа

Эл. почта: yulloboda@gmail.com

Бирюкова Наталья Сергеевна

Аспирант каф. УИ ТУСУРа

Эл. почта: baulina-tasha217@yandex.ru

СОДЕРЖАНИЕ

Секция 2

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

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

Чан Хыу Нгхи

Сравнительный анализ алгоритмов распознавания типа внутриимпульсной модуляции сигналов с использованием спектрального анализа на основе БПФ9

А.С. Максютин, Д.С. Казайкин, Д.В. Дымов

Разработка программного обеспечения для сетевого анализатора каналов SpaceWire14

Т.Н. Пушкарёв

Идентификация беспилотных летательных аппаратов18

Х. Рехаб, Е.В. Рогожников, А. Коновальчиков, Н.Г. Калашникова

Сравнительный анализ систем CF-mMIMO и mMIMO с различными алгоритмами в городских и сельских районах: оценка производительности и выводы22

Н.П. Красненко, И.А. Рыбаков, А.С. Раков

Реализация электронного управления лучом в акустической антенной решетке27

К.С. Балахонцев, М.В. Тригуб

Устройства синхронизации цифровых сигналов на основе ПЛИС30

А.С. Задорин, Л.М. Бузур-оол, Л.Б. Куулар

Шумы синхронизации широкополосной системы связи с хаотическим маскированием32

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, Л.И. Бабак

Расчет шумового тока СВЧ-оптического приемника на базе стандартных параметров трансимпедансного усилителя как четырехполюсника37

М.В. Черкашин, А.С. Коряковцев

Программа моделирования и автоматизированного расчета СВЧ-оптических приемников и трансимпедансных усилителей на основе символьного анализа41

А.Г. Долгих, Е.С. Барбин, Л.И. Бабак

Моделирование эффективности торцевого ввода излучения в оптический волновод с тейпером на основе технологии «кремний-на-изоляторе»45

В.С. Швоев, Н.А. Набережнев, Е.В. Кабанова, А.Е. Горяинов

Разработка модуля быстродействующего моделирования характеристик СВЧ ИС МШУ48

Д.В. Ходжиков, Е.А. Шутов, А.А. Коколов

Результаты исследования характеристик отечественного СВЧ-фотодиода Шоттки52

Н.А. Набережнев, В.С. Швоев, Е.В. Кабанова, А.Е. Горяинов, А.А. Калентьев

Представление морфологического множества в программе синтеза СВЧ МШУ55

А.А. Коколов, Ф.И. Шеерман, А.С. Коряковцев, Е.А. Шутов, Д.В. Ходжиков

Разработка комплекта СВЧ ИС на 180 нм КМОП-технологии в рамках технологического сервиса MPW60

А.С. Коряковцев, Л.И. Бабак, А.А. Коколов

Проектирование многокаскадных СВЧ-трансимпедансных усилителей с противошумовой коррекцией на основе символьного анализа и модифицированного метода Брауде64

Е.В. Кабанова, В.С. Швоев, Н.А. Набережнев, А.Е. Горяинов, А.А. Калентьев

Разработка алгоритма структурно-параметрического синтеза схемных решений СВЧ-малошумящих усилителей с учетом технологического процесса69

В.И. Степанов, А.А. Метель, А.С. Сальников

Автоматизированный синтез направленного ответвителя Ланге
с использованием суррогатной модели 73

Г.А. Жапова, А.А. Коколов, Е.А. Шутков

Экспериментальное исследование и построение малосигнальной модели
для 0,25 мкм GaAs pHEMT-транзистора 77

А.С. Мырзахметов, Д.М. Моховиков, А.А. Гуляева

Модовый анализ различных типов волноводов на основе ТНЛНИ Х-среза 81

Секция 4**АНТЕННЫ И МИКРОВОЛНОВЫЕ УСТРОЙСТВА**

Председатель – Сычев Александр Николаевич, проф. каф. КСУП, д.т.н.

В.Н. Давыдов, В.Н. Ключникова, Е.А. Орехова, В.С. Сафонова

Модификации профиля квантовых ям в светодиодных гетероструктурах из InGaN/GaN
для увеличения интенсивности излучения 87

Д.Л. Шиманович

Исследование микротвердости и износостойкости покрытий на основе анодного оксида алюминия
в зависимости от технологических условий электрохимического анодирования 91

А. Уразбеков, П.Е. Троян, Ю.В. Сахаров

Резистивное переключение в мемристорных структурах, изготовленных
магнетронным распылением составной мишени Ti-Cu 95

А.С. Кузьмин, С.П. Иваничко, Ю.С. Жидик, Д.М. Моховиков

Влияние парциального давления кислорода при осаждении плёнок ИТО
методом реактивного магнетронного распыления на их оптические свойства 97

Секция 5**НАНОТЕХНОЛОГИИ В ЭЛЕКТРОНИКЕ**

Председатель секции – Троян Павел Ефимович, зав. каф. ФЭ, д.т.н., проф.

Р.Ю. Бородулин, Д.А. Лянгузов

Способ определения поверхности излучения бортовых антенн 103

С.А. Ходенков, Н.А. Шепета, Д.О. Малышев, О.В. Дианова

Микрополосковый диплексер 105

Н.А. Федоров, Т.Н. Пушкарев, А.С. Шостак

Влияние фидера на результаты измерения импеданса линейной антенны
в задачах радиоволнового контроля материальных сред 107

В.В. Фисанов

Волны в плазменном метаматериале в геометрии Фойгта,
ограниченном плоским проводящим экраном 111

Б.А. Беляев, С.А. Ходенков

Микрополосковый многомодовый резонатор 115

Секция 6**ПРИБОРЫ И МЕТОДЫ КОНТРОЛЯ**

*Председатели – Лоцилов Антон Геннадьевич, проректор по НРиИ ТУСУРа, зав. каф. КУДР, к.т.н.;
Филатов Александр Владимирович, проф. каф. ТОР, д.т.н.*

Д.Г. Рыбаков, А.Н. Беликов

Моделирование тепловых процессов, протекающих в электронном модуле
системы мониторинга окружающей среды 121

Я.А. Петененко, Е.И. Тренкаль, В.С. Поздняков

Влияние инструментальной погрешности ВАЦ на точность расчета
диэлектрической проницаемости фазовыми методами 124

С.Н. Полесский, Р.М. Сетдинов, А.Л. Тув, И.Г. Тюрин Разработка спектрометра гамма-излучений	128
Д.Г. Рыбаков, А.Н. Беликов, В.Ф. Алексеев Применение метода конечных элементов при анализе физических процессов, протекающих в системе мониторинга окружающей среды в программе SolidWorks Simulation.....	132
А.Н. Беликов, Д.Г. Рыбаков, Г.А. Пискун Моделирование распределения тепловой энергии в печатной плате светового будильника в программной среде COMSOL Multiphysics	135
С.Г. Еханин, А.В. Кинах, А.С. Степанова, С.С. Сафонов Исследование фотоэлектрических откликов светодиодных гетероструктур на основе GaN	138
С.Г. Еханин, С.А. Санько, А.В. Кинах, А.С. Степанова Исследование фотоэлектрических характеристик светодиодных гетероструктур на основе GaN	141
А.И. Солдатов, Д.А. Лузгин Ультразвуковой прибор для исследования носовых пазух	144
А.А. Опекунова, В.И. Старостенко, А.Л. Тув, М.С. Акатов Разработка программно-аппаратного комплекса регистрации вибрации	146
Е.В. Санников Расчет параметров связанных полосковых линий с вертикальной диэлектрической подложкой при изменении ее диэлектрической проницаемости	150
А.А. Новикова, С.П. Караульных Привязной беспилотный летательный аппарат с системой термостатирования	153

Секция 7

НЕЛИНЕЙНАЯ ОПТИКА

Председатель – Шандаров Станислав Михайлович, проф. каф. ЭП, д.ф.-м.н.

В.А. Алтухов, И.В. Кузнецов, Д.В. Кузнецов, А.С. Перин Моделирование решеточного элемента связи на основе структуры $\text{SiO}_2/\text{Si}_3\text{N}_4/\text{SiO}_2/\text{Si}$ для ввода оптического излучения в гребенчатый волновод из тонкой пленки Si_3N_4	159
М.М. Михайлов, В.А. Горончко, С.А. Юрьев, А.Н. Лапин, Д.С. Федосов Влияние модифицирования наночастицами Gd_2O_3 на радиационную стойкость и оптические свойства микропорошка CaSiO_3	163
Д.В. Кузнецов, И.В. Кузнецов, В.А. Алтухов, А.С. Перин Численное моделирование кольцевого резонатора на основе тонких пленок нитрида кремния	166
И.В. Кузнецов, А.С. Перин Численное моделирование X-делителя на основе тонких пленок ниобата лития на изоляторе.....	170
В.Н. Навныко, Д.С. Блоцкая, С.М. Шандаров Анализ закономерностей встречного четырехволнового взаимодействия в фоторефрактивном полупроводнике GaAs среза (001)	173
М.С. Цехановская, А.А. Шейнбергер, К.В. Куценко, С.П. Иваничко Антиотражающие покрытия для полупроводниковых электрооптических устройств на основе InP	177
А.Д. Безпалый, А.Е. Мандель, В.И. Быков Исследование преобразования световых полей пространственно неоднородными структурами в поверхностно легированном кристалле ниобата лития	180

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, Д.С. Торгаева, В.Д. Семенов Обзор технических решений для реализации цифровой системы управления резервированным модульным источником питания	185
А.И. Бартенев, В.Д. Семенов Обзор и выбор схемотехнических решений для построения гальванически изолированного преобразователя на основе нормально закрытых GaN-транзисторов	189

М.М. Баёк, А.Д. Гончаров, А.В. Осипов Резонансный LCL-преобразователь в режиме согласования с индуктором.....	192
И.А. Чернецкий, П.А. Стрельников, В.Д. Семенов Одноключевой трехфазный корректор коэффициента мощности	194
А.В. Хворостова Устройство психоэмоциональной коррекции состояния человека методом аудиовизуальной стимуляции	197
К.Ж. Калжанов, В.Д. Семенов Исследование LC-фильтра в трехфазном ведомом сетью инверторе	200
А.П. Мизрахиль, А.А. Лысак, В.В. Рябцев, В.Н. Башкиров Схема управления насосной станцией системы водоснабжения сельскохозяйственных участков	203
А. Нурханов, Д.Е. Корчагин, А.В. Осипов Сравнительный анализ резонансных преобразователей LLC- и LCC-топологий	207
К.А. Редлих, В.Д. Семенов Однофазный активный корректор коэффициента мощности на основе параллельного повышающего преобразователя напряжения в режиме непрерывного тока дросселя	210
А.А. Савченко Реализация алгоритма переключения между основным и резервным питанием.....	214
В.М. Саюн, П.В. Шерстюк Автоматизация установки поверочной дозиметрической гамма-излучения.....	217
И.О. Суховерков, С.Г. Михальченко Специфика процесса запуска искробезопасного оборудования и методика его обеспечения	219

Секция 9

ПЛАЗМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель – Окс Ефим Михайлович, зав. каф. физики, проф., д.т.н.

М.И. Ажгихин, В.О. Оскирко, А.Н. Захаров Биполярный импульсный комбинированный режим магнетронного распыления углеродных покрытий	225
А.С. Климов, А.В. Долгова Моделирование тепловых полей при электронно-лучевом облучении ферритовых колец.....	228
С.В. Гавриш, А.О. Потапенко, С.Г. Шашковский Исследование импульсного управляемого разряда в ксеноне	231
Н.С. Кораблев, А.С. Климов Влияние электронно-лучевой обработки в форвакуумной области давлений на теплопроводность AlN-подложек.....	234
З.А. Зенкин, А.В. Казаков, Н.А. Панченко Исследование эмиссии электронов из плазмы дугового разряда в форвакуумном плазменном источнике импульсного электронного пучка	236
И.Ю. Бакеев, С.П. Миклин Электрическая прочность ускоряющего промежутка форвакуумного плазменного источника непрерывного электронного пучка	240
К.И. Карпов, Л.Ж. Нгон А Кики Реактивное электронно-лучевое осаждение пленок оксида алюминия	244
А.Е. Петров, А.С. Климов, А.А. Подкорытов Комбинированная технология прессования нанопорошка диоксида циркония	247
А.А. Андронов, А.В. Тюньков, А.Ю. Назаров, А.А. Тулина, А.М. Зарифуллина Синтез термобарьерных покрытий из диоксида циркония в форвакуумной области давлений	250
Ж.Э. Дагри, А.С. Климов, Т.В. Якобчук Исследование параметров плазмы в ленточном источнике электронов с двухступенчатой разрядной системой	253

Секция 11

ОРГАНИЧЕСКАЯ И НЕОРГАНИЧЕСКАЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВАЯ СВЕТОТЕХНИКА*Председатель – Туев Василий Иванович, зав. каф. РЭТЭМ, проф., д.т.н.***Р.С. Беркович**Зависимость коррелированной цветовой температуры и спектра
от концентрации люминофора в светодиода 259**Д.В. Былков, Д.А. Полторацкий, В.С. Солдаткин, А.О. Лазарева, А.В. Ильчук**Влияние длинноволновой составляющей спектра ФАР на вегетацию
и урожайность огурца сорта Мева F1 261**М.А. Афансьев, Р.Г. Герасимов, Е.В. Шнайдер, В.С. Солдаткин**Сравнение влияния температуры окружающей среды
на колориметрические характеристики светодиодных источников света 264**А.Д. Гончаров**Методика расчета класса энергетической эффективности осветительных
и облучательных приборов 267**В.А. Колесникова, Г.А. Хандогин, К.А. Шипеев,****А.А. Атамурзаева, В.М. Саклаков, С.Б. Туранов**

Влияние оптического излучения на рост перца в условиях светокультуры 270

Е.В. Шнайдер, Р.Г. Герасимов, М.Х. Фам, Л.Ш. Юлдашова

Информационное моделирование светильника светодиодного с ИК-обогревателем 273

В.С. Солдаткин

Энергия отказов светоизлучающих диодов 276

Д.А. ЖаворонковМногоосевая система позиционирования подложки для устройства аэрозольного нанесения
токопроводящих материалов 279**Н.О. Студенков, В.О. Касьянов**

Зарядная станция с накопителем для зарядки электротранспорта 281

Р.В. Идоленко, В.В. КупинАвтоматизация процессов в сельском хозяйстве путем введения микроконтроллеров,
гидропоники и периферийной аппаратуры 283

Секция 12

РОБОТОТЕХНИКА И МЕХАТРОНИКА*Председатели – Шурыгин Юрий Алексеевич, директор департамента управления
и стратегического развития ТУСУРа, зав. каф. КСУП, д.т.н., проф.;**Коцубинский Владислав Петрович, доцент каф. КСУП, к.т.н.***Д.А. Анисимов, Е.С. Шандаров**

RCJ Rescue Simulation – новая лига чемпионата по робототехнике «РобоКап–Россия» 287

П.А. Авад, А.А. Сидорова, Т.Е. Мамонтова

Пьезоэлектрическая платформа для рекуперации энергии нажатия при ходьбе 291

А.Д. Алябьева, С.В. Косаченко, А.В. Макаров, Е.С. ШандаровСоревнования по футболу человекоподобных роботов
для команд юниоров Junior Humanoid Soccer Entry 295**А.А. Новиков, А.В. Федотов, В.В. Хватов, В.С. Скурихина,****Г.А. Коваль, Ю.О. Лобода, Н.С. Бирюкова**

Возможности управления человекоподобным роботом с использованием биоданных 298

Научное издание

ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

XIX Международная научно-практическая конференция

15–17 ноября 2023 г.

Материалы докладов

В двух частях

Часть 1

Electronic Devices and Control Systems
XVIII International Scientific-practical Conference
November 15–17, 2023
Part 1

Верстка В.М. Бочкаревой
Корректор В.Г. Лихачева

Сдано на верстку 10.10.2023. Подписано к печати 20.11.2023.
Формат 60×84^{1/16}. Печать трафаретная. Печ. л. 19,1
Тираж 100 экз. Заказ 10.

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