

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

XV Международная научно-практическая конференция

# ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

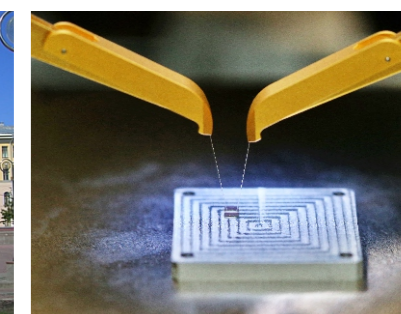
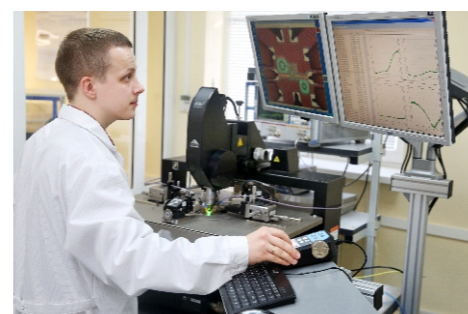
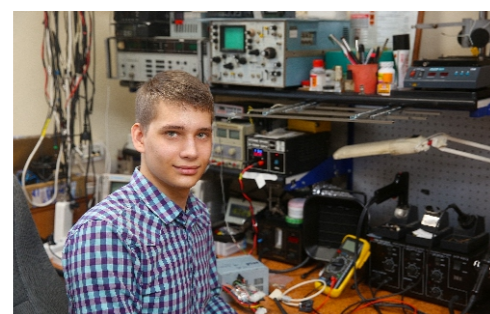
Материалы докладов

г. Томск

20–22 ноября 2019 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**

XV Международная научно-практическая конференция

**20–22 ноября 2019 г.**

**Материалы докладов**

**В двух частях**

**Часть 1**

В-Спектр  
Томск – 2019

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

Э 45 **Электронные средства и системы управления:** материалы докладов XV Международной научно-практической конференции (20–22 ноября 2019 г.): в 2 ч. – Ч. 12. – Томск: В-Спектр, 2019. – 222 с.

**Electronic Devices and Control Systems: XV International Scientific-practical Conference (November 20–22, 2019).** – Part 1. – Tomsk: V-Spektr, 2019. – 222 p.

ISBN 978-5-91191-426-4

ISBN 978-5-91191-427-1 (Ч. 1)

ISBN 978-5-91191-428-8 (Ч. 2)

Сборник содержит материалы докладов, представленных на XV Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления» (Томск, 20–22 ноября 2019 г.), по следующим направлениям: радиотехнические и телекоммуникационные системы; наноэлектроника СВЧ; нанотехнологии в электронике; антенны и микроволновые устройства СВЧ; нелинейная оптика; интеллектуальная силовая электроника и преобразовательная техника; плазменная электроника; оптоэлектроника и фотоника; органическая и неорганическая полупроводниковая светотехника; электромагнитная совместимость; автоматизация и оптимизация систем управления и обработка информации; информационная безопасность; информационные технологии в управлении и принятии решений; информационные технологии в обучении; видеоинформационные технологии и цифровое телевидение; математическое моделирование в естественных и технических науках; электронное государство: предпринимательство и административное управление; Results of Postgraduate and Master Students' Research in the Sphere of Electronics and Control Systems (секция на английском языке).

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

УДК 621.37/39 + 681.3

ББК (Ж/О) 32.84.85.965

**ISBN 978-5-91191-426-4**  
**ISBN 978-5-91191-427-1 (Ч. 1)**

© ТУСУР, 2019

© Коллектив авторов, 2019

## СПОНСОР КОНФЕРЕНЦИИ – ООО «KEYSIGHT TECHNOLOGIES»



ООО «Кейсайт Текнолоджиз»  
Россия, 115054, г. Москва,  
Космодамианская наб., 52, стр. 3.

Тел.: 495 797 39 00  
Факс: 495 797 39 02  
[www.keysight.ru](http://www.keysight.ru)

Keysight Technologies – мировой технологический лидер на рынке контрольно-измерительных решений для электронной, оборонной, аэрокосмической и телекоммуникационной промышленности.

19 сентября 2013 г. компания Agilent Technologies объявила о разделении на две независимые компании за счет выделения подразделения электронных измерений в самостоятельную компанию. Новая компания – Keysight Technologies – с 01 августа работала как дочернее предприятие Agilent, окончательное разделение завершилось в 2014 г. В свою очередь, как самостоятельная компания Agilent Technologies была образована в 1999 г. в результате стратегического разделения компании Hewlett-Packard на HP и Agilent Technologies. Первый измерительный прибор под маркой Hewlett-Packard был выпущен 80 лет назад.

2019 г. стал юбилейным в истории компании Keysight Technologies. В этом году Keysight отмечает сразу 3 важные даты: 80 лет с момента основания в 1939 г. Б. Хьюлеттом и Д. Паккардом направления электронных измерений, 50 лет непрерывного сотрудничества и инноваций в России, 5 лет работы под новым именем! Построенная на фундаменте прошлых достижений, компания подтверждает все свои обязательства перед заказчиками – как в области дальнейшего развития измерительных технологий и приверженности высочайшему качеству продукции, так и в области гарантийного и сервисного обслуживания.

В настоящий момент компания Keysight Technologies предоставляет самый широкий на рынке спектр контрольно-измерительных решений, в том числе оборудование для радиоизмерений (генераторы сигналов, анализаторы сигналов, анализаторы цепей), осциллографы и приборы общего назначения (мультиметры, генераторы импульсов, системы сбора данных, источники питания, логические анализаторы), решения для проектирования и моделирования (в том числе решения для автоматизации разработки электронных устройств, решения для проектирования высокочастотных/смешанных интегральных схем, решения для электромагнитного моделирования пассивных трехмерных структур произвольной формы, решения для моделирования антенн и пр.), решения для тестирования в области телекоммуникаций, электроэнергетики, автомобилестроения и отрасли Интернета вещей.

В России приборы Keysight Technologies, ранее производимые под маркой Hewlett-Packard/Agilent Technologies, используются уже более 50 лет и по праву считаются наиболее точным и надежным контрольно-измерительным оборудованием на рынке.

Российский офис компании Keysight Technologies предлагает своим клиентам локальную техническую и сервисную поддержку, техническую документацию на русском языке. Для серий малогабаритных осциллографов, генераторов сигналов и анализаторов спектра разработаны русскоязычные интерфейсы пользователя. На большинство приборов есть сертификаты об утверждении типа средств измерений. На постоянной основе ведется работа по включению в Госреестр новых приборов Keysight Technologies.

Среди крупнейших клиентов Keysight Technologies в России ведущие научно-исследовательские институты, конструкторские бюро, вузы, крупнейшие операторы связи.

Большое внимание Keysight Technologies уделяет работе с высшими учебными заведениями по всему миру. За время своего существования компания накопила большой опыт успешного сотрудничества с академическим сообществом и предлагает высокотехнологичные и доступные решения для учебных лабораторий, совместные научно-технические мероприятия, методические и учебные материалы и профессиональные стажировки для студентов и молодых специалистов.

Самое современное оборудование и инновационные образовательные инициативы Keysight Technologies позволяют готовить высококвалифицированных профессионалов. Возможность учиться и работать с использованием новейшего оборудования и программного обеспечения является серьезным мотивирующим фактором и стимулирует интерес студентов к инженерной работе и научным исследованиям.

В 2012 г. компания Keysight Technologies – это два дополнительных региональных офиса в России – в Приволжском и Сибирском федеральных округах. В 2013 г. дополнительный офис открыт в Ростове-на-Дону, в 2014 г. – в Санкт-Петербурге.

Информация о компании Keysight Technologies доступна в сети Интернет по адресу: [www.keysight.ru](http://www.keysight.ru)

*Генеральный директор ООО «Кейсайт Текнолоджиз» – Смирнова Галина Владимировна*

## СПОНСОР КОНФЕРЕНЦИИ – ООО «50ОМ ТЕХНОЛОДЖИЗ»

**50ohm Technologies**

ООО «50Ом ТЕХНОЛОДЖИЗ»  
info@50ohm.tech  
https://50ohm.tech/ru  
634031, г. Томск

+7-923-408-0408  
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 – обеспечить разработчиков СВЧ-устройств простыми и удобными инструментами, которые позволят реализовать их творческий потенциал.

Компания разрабатывает программные решения по направлениям:

- автоматизация процесса измерений;
- 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***

## СПОНСОР КОНФЕРЕНЦИИ – ГРУППА КОМПАНИЙ «НАУЧНОЕ ОБОРУДОВАНИЕ»



Группа компаний «Научное оборудование»  
630128, Россия, г. Новосибирск,  
ул. Инженерная, 4а, оф. 212

Тел.: 383 330 8295  
Тел.: 495 150 3295  
www.spegroup.ru

Группа компаний «Научное оборудование» была образована в 1999 г. Основное направление деятельности компании – снабжение высокотехнологичным оборудованием учебных, научно-исследовательских и промышленных предприятий Сибири и Дальнего Востока России.

Мы анализируем задачи заказчика, подбираем оборудование под каждый конкретный случай, осуществляем поставку оборудования, а также оказываем технологическую и методологическую поддержку, гарантийный и послегарантийный ремонт. Некоторые наши заказчики доверяют нам полное закрытие всех потребностей своих лабораторий и в оборудовании, и в расходных материалах.

В штате компании состоят высококвалифицированные технические специалисты с собственным опытом научной работы. Наши специалисты регулярно знакомятся с новинками оборудования, с новыми подходами в приборостроении, посещают международные выставки и обучающие семинары от производителей. Для каждой задачи заказчика мы можем предложить самое современное решение. Существующие рабочие связи со многими лабораториями СО РАН позволяют оперативно привлекать к решению задач заказчика профильных научных специалистов. Кроме того, мы сами организуем мастер-классы и семинары, на которых наши заказчики имеют уникальную возможность попробовать новейшее оборудование для решения своих задач.

У нас налажены партнерские отношения со многими ведущими мировыми производителями научного и технологического оборудования как в России, так и за рубежом. У компании есть свой инженерный департамент; в случае необходимости мы можем самостоятельно разработать решение непосредственно под задачу заказчика.

Нашими заказчиками являются все академические институты Сибирского отделения Российской академии наук, многие промышленные предприятия, технологические компании, учебные заведения высшего образования Сибирского и Дальневосточного регионов.

Кроме деятельности по поставке и разработке оборудования, мы участвуем в продвижении разработок институтов СО РАН на внешний рынок, организуем совместные проекты институтов СО РАН с разными организациями по разработке конкретных технологических и наукоёмких решений.

Компания «Научные приборы и системы» строго следует закону и считает недопустимыми какие-либо компромиссы в правовом аспекте. Вся деятельность компании основана на соблюдении требований как российского законодательства, так и законодательства стран деловых партнеров, и осуществляется в соответствии с положениями Соглашения об использовании комплекса исключительных прав от 01 октября 2016 г.

Мы видим своей целью построение долгосрочных взаимовыгодных отношений с каждым нашим заказчиком.

*Директор ООО «Научные приборы и системы» – Федоров Павел Леонидович*



## Секция 2

## РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Председатель секции – *Тисленко Владимир Ильич*, д-р техн. наук, профессор каф. РТС

УДК 621.396

В.С. Черный, А.Ю. Абраменко

## Алгоритм временной синхронизации квадратурного фазоманипулированного сигнала (QPSK)

Рассматриваются способы внесения временной задержки в сигнал, а также алгоритм компенсации временной ошибки между приёмником и передатчиком (временная синхронизация), построенный на принципе минимизации модуля векторной ошибки.

**Ключевые слова:** QPSK, временная синхронизация, интерполяция, интерполятор Лагранжа, фильтр Фарроу, EVM.

В настоящее время активно переходят от аналоговых к цифровым сигналам ввиду большого количества переносимой информации. При передаче цифровых сигналов требуется высокая точность синхронизации опорных генераторов (ОГ) передатчика и приёмника, достичь которую в большинстве случаев не представляется возможным. Поэтому требуется компенсировать возникающие ошибки, в том числе и временную задержку, при дальнейшей обработке принятого сигнала.

**Влияние временной задержки на сигнал**

Рассмотрим влияние временной ошибки на примере сигнала с QPSK-модуляцией [1–3]. Для визуализации и отслеживания возникших искажений удобно использовать диаграмму созвездия сигнала (рис. 1) [4].

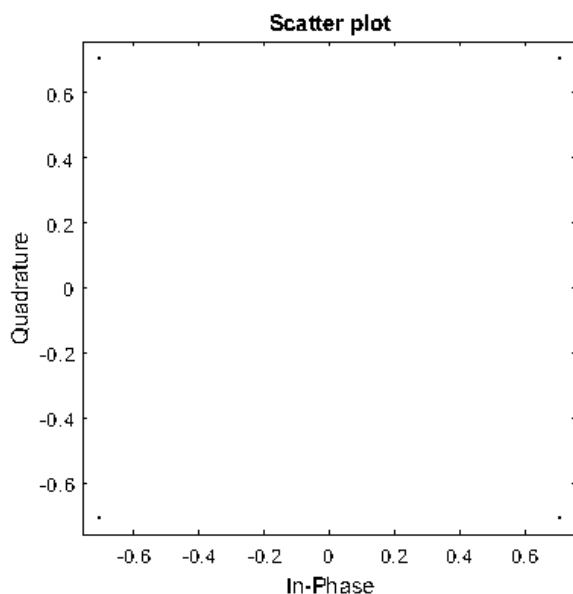


Рис. 1. Диаграмма созвездия сигнала без искажений

В результате наличия временной ошибки каждая точка сигнального созвездия разделяется на несколько точек, причём расстояния между точками пропорционально временной ошибке сигнала (рис. 2).

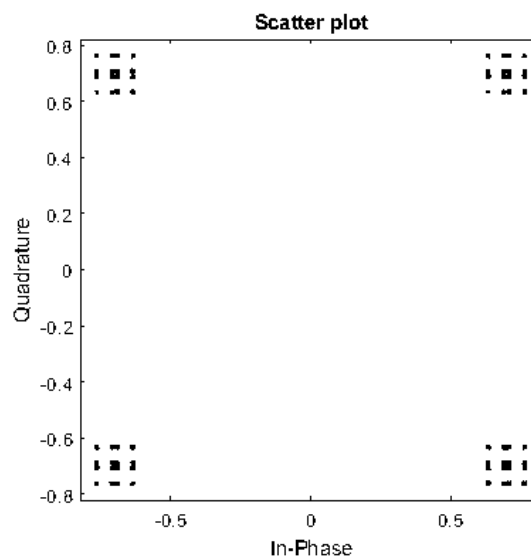


Рис. 2. Диаграмма созвездия сигнала с временной ошибкой в 0,3 отсчёта

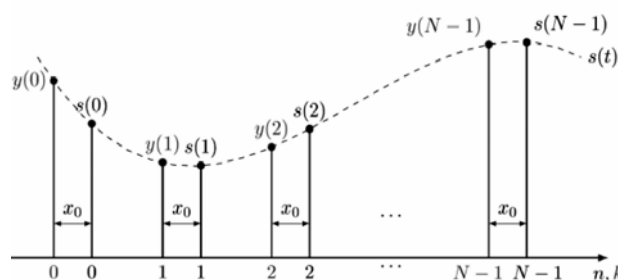


Рис. 3. Сдвиг сигнала на  $x_0$ :  $s(n)$  – истинный сигнал;  $y(k)$  – сдвинутый на  $x_0$  сигнал



Разделение точек происходит в результате того, что временные отсчёты огибающей берутся с некоторым временным сдвигом относительно истинного значения (рис. 3) [5, 6].

#### Анализ алгоритмов временного сдвига сигнала

В ходе работы были проанализированы различные варианты алгоритмов внесения дробной задержки в сигнал, а именно, рассмотрены интерполяторы, построенные по трём различным алгоритмам: 1) фильтр Фарроу, построенный на основе интерполяции Лагранжа 3-го порядка [7, 8]; 2) оптимальный интерполятор [9]; 3) интерполятор Лагранжа 5-го порядка [10–14]. В качестве способа оценки собственных шумов алгоритмов выберем следующий метод: на вход интерполятора подаётся сигнал с отношением сигнал/шум, равным 70 дБ, затем на выходе интерполятора измеряется относительная ошибка модуляции (Error Vector Magnitude (EVM)) [15]. Данный эксперимент проводился многократно, после чего полученные значения EVM для каждого вида интерполяторов усредняются, результаты измерений приведены в табл. 1. В ходе эксперимента было принято следующее условие: частота следования символов QPSK-сигнала в 4 раза меньше частоты дискретизации.

Таблица 1  
Уровень собственных шумов рассматриваемых алгоритмов интерполяции сигнала

Вид интерполятора	Лагранжа 3-го порядка	Оптимальный интерполятор	Лагранжа 5-го порядка
EVM на выходе, дБ	-43	-50	-57

В дальнейшем будем использовать интерполятор Лагранжа 5-го порядка, так как его уровень собственных шумов минимален.

#### Разработка алгоритма оценки временной ошибки

В предлагаемом алгоритме используется перебор временной ошибки в пределах от 0 до 4 отсчётов с шагом в 0,01 отсчёта. Выбор данных пределов временной задержки обусловлен выбором отношения частоты дискретизации к символьной скорости, равной 4. Отметим, что интерполятор Лагранжа 5-го порядка используется в диапазоне от -1 до 0. Алгоритм определения временной ошибки основан на поиске минимального значения EVM. Шаг в 0,01 отсчёта выбран на основании того, что EVM идеального сигнала с ошибкой в 0,01 отсчёта составляет -53,5 дБ, что является достаточным при использовании интерполятора на основе интерполяции Лагранжа 5-го порядка.

Разработанный алгоритм определения временной ошибки приведён на рис. 4.

В результате использования разработанного алгоритма удалось добиться погрешностей определения временной задержки, приведенных в табл. 2, для следующих параметров входного сигнала: 1) длина сигнала 4000 отсчётов; 2) отношение частоты дис-

кретизации к символьной скорости 4; 3) предварительно внесённая временная задержка 0,49 отсчёта.

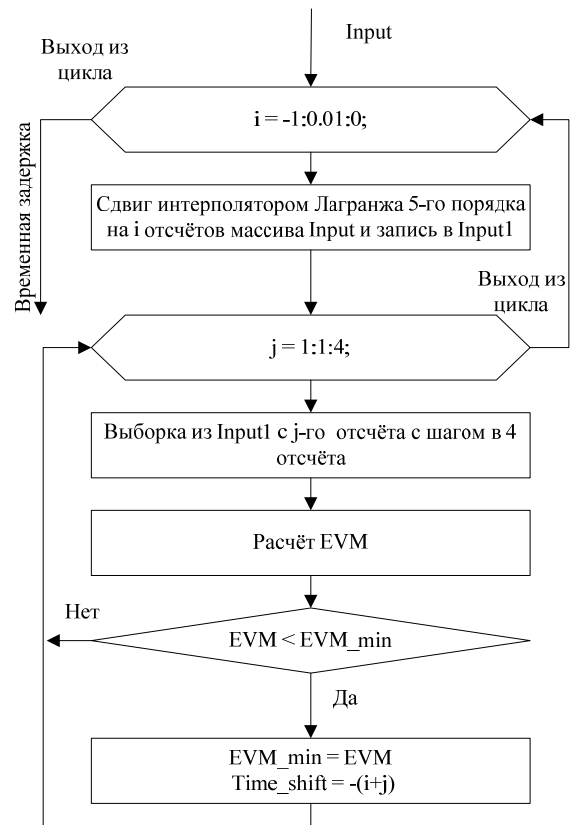


Рис. 4. Функциональная схема разработанного алгоритма

Таблица 2  
Погрешность определения временной задержки от отношения сигнал/шум входного сигнала

Отношение сигнал/шум входного сигнала, дБ	30	50	70
Погрешность определения временной задержки отсчётов	0,01	0,01	0
Полученное значение EVM, дБ	-31,2	-39,6	-57,1

В статье рассмотрены три способа внесения дробной временной задержки в сигнал. Благодаря использованию EVM в качестве параметра для минимизации ошибки и интерполяции Лагранжа 5-го порядка удалось достичь точности определения временной задержки в 0,01 отсчёта даже при отношении сигнал/шум в 30 дБ.

#### Литература

- Digital Phase Modulation: BPSK, QPSK, DQPSK [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.allaboutcircuits.com/textbook/radio-frequency-analysis-design/radio-frequency-modulation/digital-phase-modulation-bpsk-qpsk-dqpsk/>, свободный (дата обращения: 26.03.2019).
- Understanding Quadrature Phase Shift Keying (QPSK) Modulation [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/quadrature-phase-shift-keying-qpsk-modulation/>, свободный (дата обращения: 26.03.2019).
- Complex Numbers, Phasors and Phase Shift [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://eepower.com/>

textbook/vol-i-electrical-power-systems-design/chapter-2-analysis-ac-systems/complex-numbers-phasors, свободный (дата обращения: 26.03.2019).

4. Signal Constellations [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [https://www.inetdaemon.com/tutorials/basic\\_concepts/communication/signals/constellation.shtml](https://www.inetdaemon.com/tutorials/basic_concepts/communication/signals/constellation.shtml), свободный (дата обращения: 26.03.2019).

5. Цифровая передискретизация сигналов на основе полиномиальной интерполяции. Фильтр Фарроу [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://ru.dsplib.org/content/resampling\\_lagrange/resampling\\_lagrange.html](http://ru.dsplib.org/content/resampling_lagrange/resampling_lagrange.html), свободный (дата обращения: 26.08.2019).

6. Фильтры Фарроу (Farrow filters) на примере фильтра третьего порядка. Ресэмплинг (resampling) сигналов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://intellect.icu/filtry-farrow-farrow-filters-na-primere-filtra-tretego-poryadka-resempling-resampling-signalov-4869>, свободный (дата обращения: 26.03.2019).

7. Использование фильтра Фарроу на основе кусочно-кубической полиномиальной интерполяции для цифровой передискретизации сигналов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://ru.dsplib.org/content/resampling\\_lagrange\\_ex/resampling\\_lagrange\\_ex.html](http://ru.dsplib.org/content/resampling_lagrange_ex/resampling_lagrange_ex.html), свободный (дата обращения: 26.08.2019).

8. Polyphase filter / Farrows interpolation [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.dsprelated.com/showarticle/22.php>, свободный (дата обращения: 26.03.2019).

9. Polynomial Interpolators for High-Quality Resampling of Oversampled Audio [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://yehar.com/blog/wp-content/uploads/2009/08/deip.pdf>, свободный (дата обращения: 25.05.2019).

10. Lagrange polynomial interpolation [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.scilab.org/tutorials/lagrange-polynomial-interpolation>, свободный (дата обращения: 26.03.2019).

11. Lagrange Interpolating Polynomial [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://mathworld.wolfram.com/LagrangeInterpolatingPolynomial.html>, свободный (дата обращения: 26.03.2019).

LagrangeInterpolatingPolynomial.html, свободный (дата обращения: 26.03.2019).

12. Интерполяция полиномами Лагранжа и Ньютона [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.machinelearning.ru/wiki/index.php?title=%D0%98%D0%BD%D1%82%D0%B5%D1%80%D0%BF%D0%BE%D0%BB%D1%8F%D1%86%D0%B8%D1%8F\\_%D0%BF%D0%BE%D0%BB%D0%B8%D0%BD%D0%BE%D0%BC%D0%B0%D0%BC%D0%B8\\_%D0%9B%D0%B0%D0%B3%D1%80%D0%B0%D0%BD%D0%B6%D0%B0\\_%D0%B8\\_%D0%9D%D1%8C%D1%8E%D1%82%D0%BE%D0%BD%D0%B0](http://www.machinelearning.ru/wiki/index.php?title=%D0%98%D0%BD%D1%82%D0%B5%D1%80%D0%BF%D0%BE%D0%BB%D1%8F%D1%86%D0%B8%D1%8F_%D0%BF%D0%BE%D0%BB%D0%B8%D0%BD%D0%BE%D0%BC%D0%B0%D0%BC%D0%B8_%D0%9B%D0%B0%D0%B3%D1%80%D0%B0%D0%BD%D0%B6%D0%B0_%D0%B8_%D0%9D%D1%8C%D1%8E%D1%82%D0%BE%D0%BD%D0%B0), свободный (дата обращения: 26.03.2019).

13. Интерполяция, полином Лагранжа [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://studfiles.net/preview/6224121/page:5/>, свободный (дата обращения: 26.03.2019).

14. Интерполяционный многочлен на произвольных функциях [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://habr.com/ru/post/343356/>, свободный (дата обращения: 26.03.2019).

15. Дубов М.А. Методика неэталонной оценки отношения сигнал/шум и вероятности битовой ошибки для сигналов с квадратурной модуляцией / М.А. Дубов, А.Л. Приоров // Цифровая обработка сигналов. – 2012. – № 4 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.dspra.ru/articles/year2012/jour12\\_4/art12\\_4\\_8.pdf](http://www.dspra.ru/articles/year2012/jour12_4/art12_4_8.pdf) (дата обращения: 02.07.2019)

#### Черный Владимир Сергеевич

Студент каф. радиотехнических систем (РТС) ТУСУРа  
Эл. почта: vovachernyy7@gmail.com

#### Абраменко Александр Юрьевич

Канд. техн. наук, доцент каф. телекоммуникаций и основ радиотехники (ТОР) ТУСУРа  
ORCID 0000-0003-4200-3309  
Эл. почта: abramenkoay@gmail.com

УДК 621.396.41

## А. Алхадж Хасан

# Исследование искажающих методов снижения пикового фактора сигнала OFDM

Исследуются искажающие методы снижения пикового коэффициента сигнала OFDM, которые могут реально уменьшить отношение пиковой мощности сигнала к средней. Для этой цели MathCad использовался для исследования трех методов искажения. Показано, что использование любого из исследованных методов дает значительное уменьшение пика в два с половиной раза ниже, чем без ограничения пика.

**Ключевые слова:** модуляция, OFDM, пиковый коэффициент, LTE.

Стандарт LTE использует для повышения качества сигнала на приемной стороне иерархический способ модуляции совместно с OFDM, который можно рассматривать как средство разделения одного радиочастотного канала на два виртуальных, каждый из которых будет обладать своей скоростью передачи и помехоустойчивостью [1].

Широко известный недостаток систем с OFDM-модуляцией – это высокое отношение пиковой к средней мощности (PAPR) или высокий пик-фактор

[2]. Для определённых символов OFDM-фазы поднесущих могут сложиться, что даёт кратковременный пик излучаемой мощности. Высокое PAPR требует усилителей мощности (УМ) с широким линейным динамическим диапазоном. Кроме того, если всплески возникают достаточно часто, это приводит к ограничению сигнала, и, как следствие, появлению внутрисполосного и внеполосного излучения. Кроме того, возникают нелинейные искажения передаваемого сигнала, что ухудшает, а в некоторых случаях

делает невозможным демодуляцию сигнала на приёмной стороне. Структурная схема OFDM-передатчика представлена на рис. 1 [3].

На основании анализа литературных источников был сделан вывод, что информация, относящаяся к искажающим методам снижения отношения пиковой мощности к средней, практически отсутствует, поэтому дальнейшая работа будет направлена на исследование именно искажающих методов.

Основной задачей данной работы является исследование различных методов снижения отношения пиковой мощности к средней в сигналах с ортогональным частотным разделением каналов.

Для достижения необходимого уровня качества принимаемого сигнала осуществляют различные манипуляции с сигналом, основанные на примене-

нии сложных методов модуляции и канального кодирования [2]. В ходе исследования будет рассмотрено применение нелинейных преобразователей, так же называемых компандерами, с различными амплитудными характеристиками с целью выявления их преимуществ и недостатков относительно друг друга.

#### Параметры и результаты моделирования

Для проведения исследовательской работы по изучению искажающих методов снижения пик-фактора OFDM-сигнала необходимо разработать физическую модель канала связи для передачи тестового сообщения. Данная модель была разработана в среде программирования MathCad 15.0 [4]. Структурная схема канала связи представлена на рис. 2 [3].

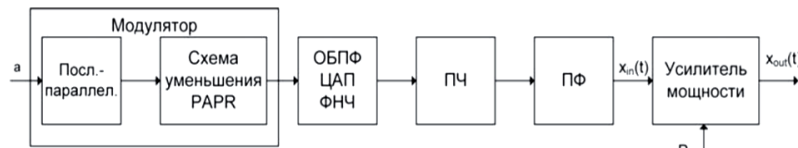


Рис. 1. Структурная схема OFDM-передатчика [3]

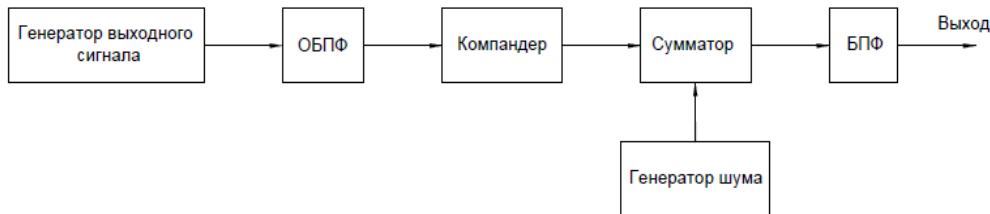


Рис. 2. Структурная схема модели канала связи [3]

Для начала определимся с сигнальным созвездием, которое будет применяться при передаче сообщения. В данной модели будет применяться комплексная группа 16QAM с углом наклона  $17^\circ$ , как показано на рис. 3.

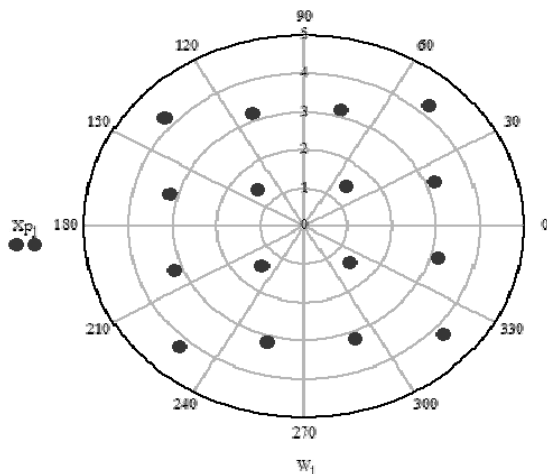


Рис. 3. Сигнальное созвездие 16QAM

Пример полученного фазового созвездия, наложенного на исходное, представлен на рис. 4. Разработанная модель позволила провести исследования, необходимые для полноценного сравнения искажающих методов снижения отношения пиковой мощности сигнала к средней. На рис. 5 представлен

исходный сигнал, передаваемый на выход. Данный сигнал передавался и во всех последующих исследованиях.

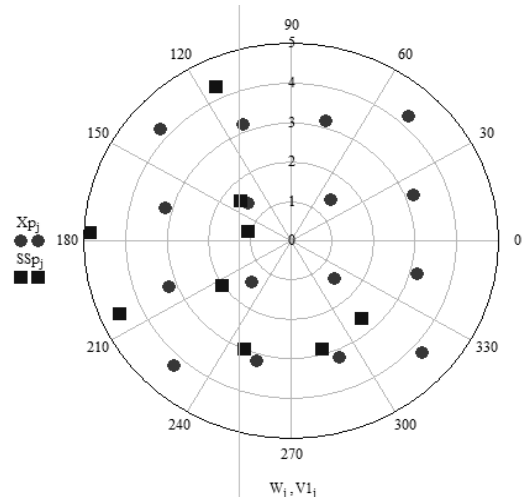


Рис. 4. Фазовые созвездия исходного и принятого сигнала:  $X_{pj}$  – исходный сигнал,  $SS_{pj}$  – принятый сигнал

После проведения всех преобразований и добавления имитации шумов реального канала связи получена картина принятого сигнала, которая представлена на рис. 6. Как видно из рис. 6, модели удалось идентифицировать лишь девять символов из 16 переданных. При этом многие символы находятся настолько близко друг к другу, что говорить об одно-

значно верной идентификации было бы как минимум неправильно. Расчетное значение пик-фактора для данного канала составляет  $P = 3,25$  дБ, что является достаточно критичным значением.

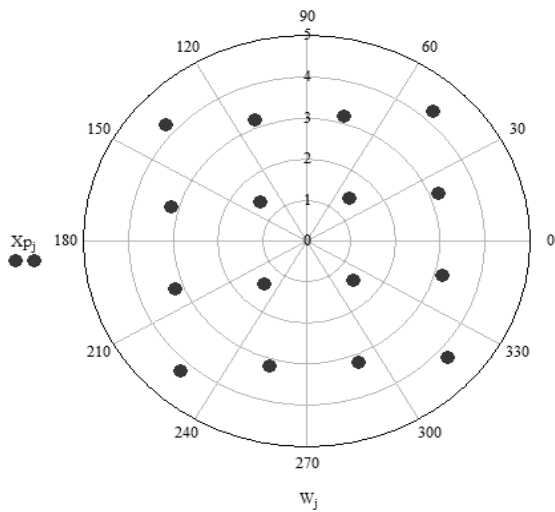


Рис. 5. Фазовое созвездие исходного сигнала

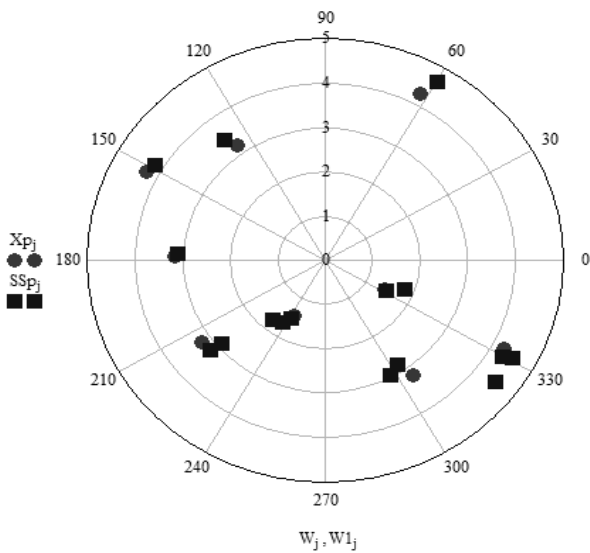


Рис. 6. Фазовое созвездие принятого сообщения без применения компандера: квадрат – принятое сообщение, круг – исходное

Далее был исследован компандер с логарифмической характеристикой, представленной на рис. 7. При передаче того же исходного сигнала в канале связи, применяющем для ограничения PAPR данный нелинейный преобразователь, было получено фазовое созвездие выходного сигнала (рис. 8).

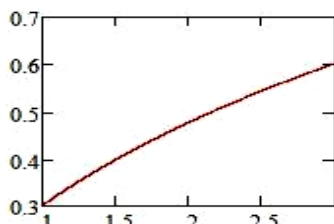


Рис. 7. Амплитудная характеристика компандера с Логарифмической характеристикой

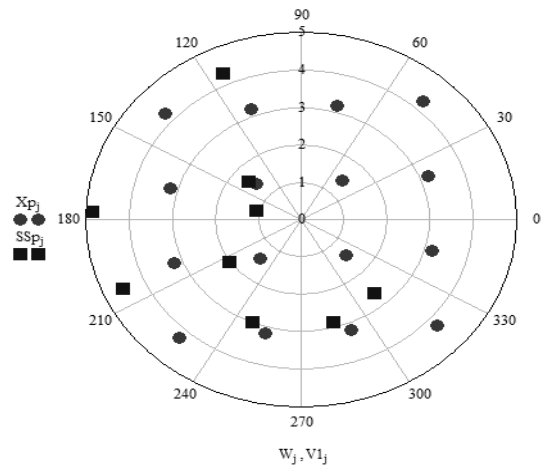


Рис. 8. Фазовое созвездие принятого сообщения при применении компандера с логарифмической характеристикой: квадрат – принятое сообщение, круг – исходное

Расчетное значение пик-фактора для данного канала составляет  $P = 1,516$  дБ, что в два раза ниже, чем без применения какого-либо компандера. Также немаловажным показателем преобразователя при его применении является критерий помехозащищенности. Для оценки данного критерия подсчитывается мера модуляционной ошибки. Для данного компандера она равна  $M = 2,313$ .

Далее был исследован компандер, осуществляющий ограничение пиков кусочно-линейной амплитудной характеристикой, представленной на рис. 9.

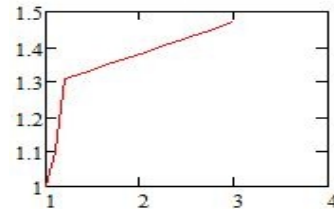


Рис. 9. Амплитудная характеристика компандера с кусочно-линейной аппроксимацией

Фазовое созвездие принятого сообщения при применении компандера с кусочно-линейной аппроксимацией представлено на рис. 10.

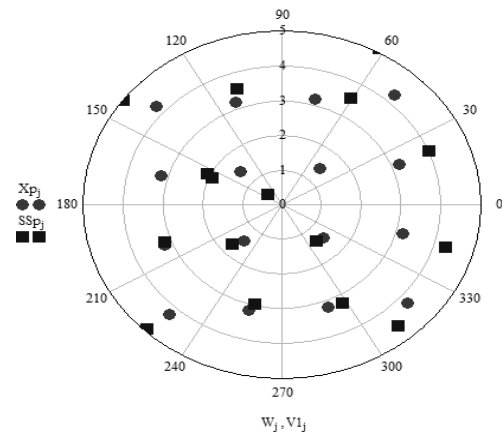


Рис. 10. Фазовое созвездие принятого сообщения при применении компандера с кусочно-линейной аппроксимацией: квадрат – принятое сообщение, круг – исходное

Применение компандера с кусочно-линейной аппроксимацией позволило снизить значение отношения пиковой мощности сигнала к средней до уровня  $P = 1,942$  дБ, что несколько уступает значению, полученному в предыдущем пункте. Однако значение меры модуляционной ошибки, равное  $M = 0,731$ , говорит о том, что данный компандер обладает большей помехозащищенностью. Далее был исследован компандер с кубической характеристикой, представленной на рис. 11, что позволило получить картину фазового созвездия выходного сигнала, показанную на рис. 12.

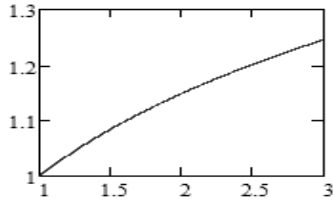


Рис. 11. Амплитудная характеристика компандера с кубической характеристикой

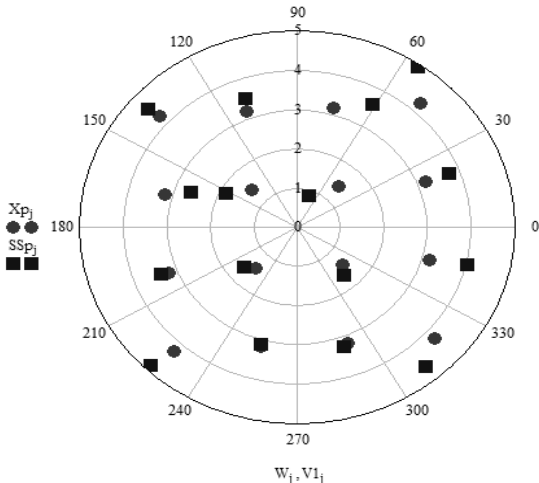


Рис. 12. Фазовое созвездие принятого сообщения при применении компандера с квадратичной характеристикой: квадрат – принятое сообщение, круг – исходное

Значение PAPR при применении данного метода достигло значения  $P = 1,303$  дБ, а помехозащищенность, определяемая мерой модуляционной ошибки, стала равна  $M = 0,509$ .

#### Резюме и обсуждение результатов

В ходе проведения исследования трёх искажающих методов снижения пик-фактора сигнала с ортогональным частотным распределением каналов на основе разработанной в программной среде MathCad математической модели канала связи были получены значения отношения пиковой мощности OFDM-сигнала к средней, а также помехозащищенности, характеризующейся мерой модуляционной ошибки, отличающиеся достаточно широким разбросом. Для наглядности все значения сведены в таблицу.

Исходя из результатов, можно сделать вывод, что применение любого из исследованных компандеров даёт значение пик-фактора гораздо ниже, чем без какого-либо ограничения пиков. Так, при моде-

лировании канала связи без ограничения пиков мощности каким-либо нелинейным преобразователем значение пик-фактора было зафиксировано на отметке 3,25 дБ, что более чем на 1 дБ уступает самому близкому из полученных результатов.

#### Результаты исследований для различных компандеров

Параметры	Логарифмической характеристикой	Кусочно-линейной аппроксимацией	Кубической характеристикой
PAPR, дБ	1,516	1,942	1,303
M	2,313	0,731	0,509

Как видно из таблицы, нелинейный преобразователь с логарифмической характеристикой показал значение пик-фактора на 0,426 дБ ниже, чем нелинейный преобразователь с кусочно-линейной аппроксимацией. Однако моделирование показало, что данный компандер оказался самым неустойчивым к помехам, чего нельзя сказать о том же преобразователе с кусочно-линейной аппроксимацией.

Самые лучшие показатели по результатам исследования имеет нелинейный преобразователь с кубической характеристикой. При физическом ограничении пиков мощности передаваемого сигнала в математической модели канала связи данным компандером было зафиксировано значение пик-фактора почти в два с половиной раза ниже, чем без проведения процедуры ограничения пиков каким-либо из методов.

Также данный нелинейный преобразователь показал себя, как наиболее помехозащищенный из всех моделируемых образцов. Данный факт говорит о том, что применение компандера с квадратичной характеристикой в сложных шумовых условиях приемопередачи даёт возможность с большей вероятностью принять сообщение без ошибок, чем все исследованные в данной работе аналоги.

#### Заключение

На основании проведенного исследования можно сделать вывод, что искажающие методы снижения пик-фактора OFDM-сигнала действительно способны снизить отношение пиковой мощности сигнала к средней. Результаты показывают, что наиболее удачным является компандер с кубической характеристикой, который превосходит все исследуемые образцы как по уровню снижения отношения пиковой мощности сигнала с ортогональным частотным распределением каналов к средней мощности, так и по уровню помехозащищенности. Что же касается преобразователей с кусочно-линейной аппроксимацией и с логарифмической характеристикой, то, выбирая один из них, следует учитывать условия эксплуатации.

Так, компандер с кусочно-линейной аппроксимацией обладает несколько худшими показателями снижения пик-фактора относительно нелинейного преобразователя с логарифмической характеристикой, однако его расчетная мера модуляционной ошибки в несколько раз меньше, что говорит о большей устойчивости к помехам. Весомым пре-

имуществом физического ограничения пиков мощности является простота схемной реализации, которая делает применение данного метода гораздо дешевле, чем снижение уровня PAPR посредством неискажающих методов. Однако есть нюанс, который может свести на нет все результаты работы данной системы. Дело в том, что при ограничении сигнала по порогу возможно возникновение как внутрисполосного, так и внеполосного шума. И при неверно определенных параметрах ограничения пиков мощности это излучение может достигнуть значений, при которых полезная информация полностью перестанет быть различимой на приемной стороне, что делает дальнейшее функционирование канала связи абсолютно невозможным.

Данный факт означает, что необходимо с особой тщательностью подходить к определению параметров нелинейного усилителя для каждой конкретной системы.

#### Благодарности

Автор выражает благодарность С. Данилову, д.т.н., профессору каф. радиотехники Тамбовского государственного технического университета, за помощь в ходе этого исследования. Автор также

безмерно благодарен Т.Р. Газизову, д.т.н. с каф. телевидения и управления Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники за комментарии к более ранней версии рукописи.

#### Литература

1. Гельгор А.Л. Технология LTE мобильной передачи данных: учеб. пособие / сост. А.Л. Гельгор, Е.А. Попов. – СПб.: Изд-во политехн. ун-та, 2011. – 204 с.
2. Коржихин Е.О. Методы борьбы с пик-фактора в системах наземного цифрового телевизионного вещания стандарта DVB-T2 / Е.О. Коржихин, И.В. Власюк. – М.: МТУСИ, 2012. – 3 с.
3. Вентао Цзян, Уильям М.Д. Райт. Беспроводная связь в помещении с использованием бортовых ультразвуковых методов и методов OFDM // IEEE. Международный ультразвуковой симпозиум (IUS). – 2016. – С. 1–4.
4. Шахнович И.В. Современные технологии беспроводной связи: учеб. пособие для вузов / И.В. Шахнович. – М.: Техносфера, 2006. – 288 с.

---

#### Аднан Алхадж Хасан

Аспирант каф. телевидения и управления (ТУ) ТУСУРа  
Эл. почта: adnan.alhaj.hasan.1@gmail.com

УДК 621.396.96

**А.В. Христенко, А.С. Аникин**

## Характеристики обнаружения малоразмерного БПЛА в наземном стационарном фоновом радиолокаторе сантиметрового диапазона

Представлен метод обнаружения малоразмерного БПЛА в фоновом радиолокаторе в условиях флуктуаций эффективной поверхности рассеяния фона, описываемых нормальным законом. Показано, что обнаружитель на основе согласованных фильтров обеспечивает обнаружение малоразмерного БПЛА в условиях мультипликативных помех при малых флуктуациях эффективной поверхности рассеяния фона (менее  $2 \text{ м}^2$ ).

**Ключевые слова:** фон, обнаружение, фоновый радиолокатор, малоразмерный беспилотный летательный аппарат, эффективная поверхность рассеяния.

Результатом прогресса в области материаловедения, микроэлектроники и авиаконструирования последнего десятилетия является беспилотный летательный аппарат (БПЛА). Миниатюризация бортовой аппаратуры за счёт внедрения нанотехнологий привела к значительному снижению массогабаритных характеристик и широкому распространению малоразмерных БПЛА первой или второй категории.

Известны следующие примеры использования малоразмерных БПЛА в гражданской сфере:

- при проведении видеосъёмки торжеств и мероприятий;
- при получении информации о пространственно-временном распределении поля метеопараметров в интересах Федеральной службы по гидрометеорологии и мониторингу окружающей среды;

- при решении логистических задач на нефтегазовых месторождениях;
- при обработке посевов пестицидами в сельском хозяйстве;
- при тренировке амурских тигров и т.д.

Особое применение малоразмерные БПЛА нашли в качестве носителя различных датчиков в области акустической, видео- или радиотехнической разведки.

Использование БПЛА в военных целях сказывается на экономической ситуации во всём мире, о чём свидетельствуют результаты атак с помощью дронов на объекты нефтедобычи Саудовской Аравии. Проблема контроля и мониторинга воздушного пространства в отношении малоразмерных БПЛА в настоящее время решена частично. В частности, зенитно-ракетные комплексы оснащаются система-

ми обнаружения БПЛА, использующими сигналы акустического, оптического, инфракрасного и электромагнитного излучения. Однако эффективность существующих средств становится недостаточной в отношении более совершенных по техническим характеристикам низколетящих малоразмерных БПЛА. Проблема обнаружения таких целей в радиодиапазоне усложняется из-за наличия пассивных помех в виде радиоволн большой мощности, отраженных от подстилающей поверхности. Интенсивное развитие систем обнаружения малоразмерных БПЛА в радиодиапазоне ведётся в направлении модернизации доплеровских методов селекции движущихся целей либо совершенствования обнаружителей применительно к методам фоновой радиолокации. Активные радиолокаторы, реализующие указанные методы, используются в системах охраны периметра.

Фоновая радиолокация является перспективным направлением развития радиолокационных средств обнаружения движущихся малоразмерных слабо-рассеивающих целей, наблюдаемых в условиях высокого уровня отраженных подстилающей поверхностью радиосигналов. Основой фоновой радиолокации является способ обнаружения подвижных объектов (зарегистрированный от 13.10.1983 г.) и научное открытие «Закономерность проявления подвижного объекта» академиком И.В. Прангишвили, доктора техн. наук А.Н. Ануашвили и доктора техн. наук В.В. Маклакова (постановление РАН от 18.02.1992 г.) Института проблем управления РАН [1]. Научное открытие состоит «в проявлении временных изменений параметров отражённых сигналов фона при взаимодействии находящегося перед ним движущегося объекта с когерентным излучением от неподвижного фона». Под фоном (рис. 1) понимают некоторый стационарный объект, формирующий отражённые радиоволны в направлении приёмника в результате облучения источником излучения.

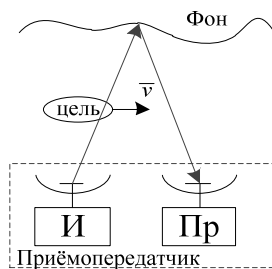


Рис. 1. Схема эксперимента к открытию временных изменений параметров отражённых сигналов

Фоном могут служить объекты естественного или искусственного происхождения, заранее выбранные на охраняемой территории в зоне системы обнаружения. Авторы открытия регистрировали временные изменения интенсивности принятого сигнала при движении цели в поперечном направлении к линии «приёмопередатчик–фон».

Первое применение научного открытия в радиотехнических системах отмечается в работах Ф.С. Алымова, В.Н. Саблина, В.В. Розевига и

В.В. Чапурского [2] и датируется ими 1984 г. В этой работе предложены модель выходного сигнала антенны, а также способ обработки такого сигнала для обнаружения движущихся целей. Выходной сигнал антенны образован суммой четырёх сигналов:

- первый сигнал образован распространением радиоволны от передатчика к фону и затем к приёмнику;
- второй сигнал образован распространением радиоволны от передатчика к цели, затем от цели к фону и далее от фона к приёмнику;
- третий сигнал образован распространением радиоволны от передатчика к фону, затем от фона к цели и далее от цели к приёмнику;
- четвёртый сигнал образован распространением радиоволны от передатчика к цели, затем от цели к фону, затем от фона к цели и далее к приёмнику.

Последний сигнал на 30–40 дБ меньше по уровню остальных сигналов и обычно не учитывается.

Первый сигнал именуют прямым сигналом, второй и третий являются одинаковыми сигналами и называются отражёнными.

Позднее, в 1991 г., фоновый способ радиолокации был предложен в Великобритании [3].

Фоновый метод радиолокации может быть реализован в однопозиционных, двухпозиционных и многопозиционных радиолокационных системах. При определённых условиях фоновый радиолокатор является разновидностью двухпозиционного радиолокатора «на просвет», в частности, когда цель рассеивает радиоволну диффузно. В фоновом методе радиолокации движущейся цели и неподвижному объекту, формирующему опорный радиосигнал, соответствуют разные стробы по дальности. Это отличает фоновый метод радиолокации от когерентно-импульсных методов.

В данной статье будем называть фоновым радиолокатором техническое средство извлечения информации о движущейся цели из модулированных ею отраженных сигналов объектами местности и относящихся к разным, в общем случае, элементам разрешения.

Работа обнаружителей движущихся целей в фоновых радиолокаторах обычно основана на различии спектров, отражённых от фона радиосигнала, при наличии и отсутствии цели или на сравнении с порогом различных способов усреднения выходного сигнала фазового детектора либо отсчётов спектра сигналов фазового детектора. Однако предложенные авторами методы являются эвристическими. В данной статье рассмотрим применение статистической теории проверки гипотез в задаче обнаружения малоразмерного БПЛА в фоновом радиолокаторе.

**Цель статьи** – исследование характеристик обнаружения малоразмерного БПЛА в фоновом радиолокаторе.

Под характеристиками обнаружения будем понимать вероятность правильного обнаружения и ложной тревоги.

**Метод обнаружения малоразмерного БПЛА**

Рассмотрим задачу бинарного обнаружения малоразмерных целей на фоне шума приёмного тракта активного радиолокатора. Будем считать, что малоразмерный БПЛА движется с постоянной скоростью под некоторым углом (ракурсом) к нормали, перпендикулярной к линии визирования «радиолокатор-фон». Параметры движения (ракурс, скорость, дальность) малоразмерного БПЛА по линейной траектории известны, а также имеется заранее выбранный объект, выступающий в качестве фона. Пусть обнаружение малоразмерного БПЛА ведётся путём обработки совокупности  $n$  амплитуд сигнала биений в ЛЧМ-радиолокаторе, определяемых по каждому зондирующему ЛЧМ-радиосигналу за некоторый интервал наблюдения  $t = [0; T]$ . Амплитуда  $i$ -го сигнала биения соответствует  $i$ -му зондирующему ЛЧМ-радиоимпульсу. Временная форма полезного сигнала при движении малоразмерного БПЛА описывается выражением

$$A_{\Sigma}(t) = A_{отр}(t) \sqrt{1 + k_A(t) + 2 \cdot k_A(t) \cdot \cos[\Delta\varphi(t)]}, \quad (1)$$

где  $t$  – момент времени, соответствующий приёму  $i$ -го сигнала биения;  $k_A(t)$  – коэффициент, равный отношению амплитуд огибающих прямого и отражённого целью сигналов в месте приёма;  $\Delta\varphi(t)$  – разность фаз между прямым и отражённым сигналами.

Представим наблюдаемый сигнал  $Y(t)$  в виде суммы полезного сигнала  $A_{\Sigma}(t)$  и шума приёмного тракта  $n(t)$ :

$$Y(t) = A_{\Sigma}(t) + n(t). \quad (2)$$

Амплитуда отражённого сигнала на интервале наблюдения полезного сигнала  $A_{\Sigma}(t)$  изменяется случайно (является случайным процессом), что вызвано, главным образом, временными флуктуациями эффективной поверхности рассеяния фона в элементе разрешения фонового радиолокатора. Эти флуктуации описываются нормальным законом распределения и представляют собой мультипликативную помеху по отношению к полезному сигналу (1). Определение условных плотностей распределения вероятностей мгновенных значений (2) при наличии и отсутствии движущейся цели для указанной мультипликативной помехи встречает серьёзные математические трудности. Поэтому рассмотрим классическую задачу обнаружения полезного сигнала (1) на фоне аддитивного нормального некоррелированного шума. Решением этой задачи является корреляционный метод обнаружения или равносильный ему метод обнаружения на основе согласованного фильтра.

Импульсная характеристика согласованного фильтра  $h(\tau)$  для полезного сигнала  $A(t)$  является его зеркальной копией, сдвинутой во времени на  $t_0$ . Структурная схема обнаружителя малоразмерного БПЛА при известных параметрах его движения с применением согласованных фильтров показана на рис. 2.

Опорный сигнал  $A(t)$  имеет случайную начальную фазу, вызванную отражением радиоволн от цели, подстилающей поверхности и фона. При отра-

жении радиоволн от этих объектов дополнительный набег фазы оказывается случайным. Для устранения зависимости опорного сигнала от влияния случайного набег фазы при отражении радиоволн используем структурную схему обнаружителя сигнала известной формы со случайной начальной фазой. В этой схеме обнаружитель содержит два генератора квадратур опорных сигналов  $A_0^c(t)$  и  $A_0^s(t)$ .

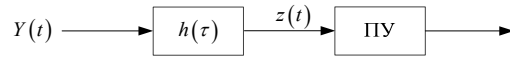


Рис. 2. Структурная схема обнаружителя малоразмерного БПЛА с использованием согласованного фильтра при известных параметрах его движения и начальной фазе

В этом случае обработка наблюдаемого сигнала в задаче обнаружения малоразмерной цели будет заключаться в сравнении с порогом следующей решающей статистики:

$$z(t) = \sqrt{\left[ \int_{-\infty}^{\infty} Y(t) A_0^c(t-\tau) d\tau \right]^2 + \left[ \int_{-\infty}^{\infty} Y(t) A_0^s(t-\tau) d\tau \right]^2}, \quad (3)$$

где  $Y(t)$  – наблюдаемая реализация сигнала на входе обнаружителя;  $A_0^c(t)$  – косинусная составляющая опорного сигнала для согласованного фильтра  $h_c(t)$ ;  $A_0^s(t)$  – синусная составляющая опорного сигнала для согласованного фильтра  $h_s(t)$ .

Структурная схема квадратурного обнаружителя малоразмерного БПЛА при известных параметрах его движения с применением согласованных фильтров показана на рис. 3.

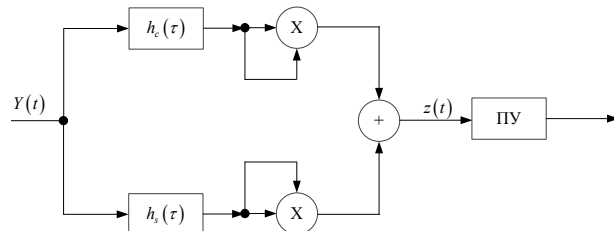


Рис. 3. Структурная схема квадратурного обнаружителя малоразмерного БПЛА при известных параметрах его движения

Таким образом, если параметры движения малоразмерного БПЛА известны, то при достаточно стабильных характеристиках отражения фона обнаружитель может быть представлен схемой на согласованных фильтрах.

На практике параметры движения малоразмерного БПЛА (траектория, ракурс и скорость движения) не известны. В этом случае обнаружитель следует строить по параллельной схеме: каждая ветвь будет содержать схему рис. 3. Ветви параллельной схемы будут различаться импульсными реакциями, «настроенными» на определённые параметры движения малоразмерного БПЛА.

**Характеристики обнаружения малоразмерного БПЛА**

Для проверки работоспособности алгоритма обнаружения малоразмерного БПЛА моделировали-



ем будут рассмотрены определённые сценарии. Порог обнаружения  $z_n$  выбирался по критерию Неймана–Пирсона исходя из заданной вероятности ложной тревоги  $F$  согласно известному выражению:

$$\int_{z_n}^{\infty} W(z/H_0) dz = F. \quad (4)$$

Результаты моделирования алгоритма обнаружения малоразмерного БПЛА в виде дистанционных зависимостей статистических оценок вероятностей правильного обнаружения  $D$  для некоторых сценариев представлены ниже. Каждая оценка вероятности правильного обнаружения получена по 600 итерациям. Во всех сценариях примем:

- ширину диаграммы направленности антенны передатчика в азимутальной плоскости равной 1 град по уровню половинной мощности;
- ширину диаграммы направленности антенны передатчика в азимутальной плоскости равной  $25^\circ$  по уровню половинной мощности;
- мощность излучения 1 мВт,
- среднее значение ЭПР цели  $m_{\sigma_{цл}} = 36 \text{ м}^2$ ;
- СКО флуктуаций ЭПР цели  $\sigma_{\sigma_{цл}} = 0,1 \text{ м}^2$ ;
- среднее значение ЭПР фона  $m_{\sigma_{ф}} = 300 \text{ м}^2$ ;
- отношение сигнал/шум при расположении цели у фона 30 дБ.

Пусть расстояние от радиолокатора до фона  $D_f$  примем равным 1100 м. Скорость движения малоразмерного БПЛА составляет 7 м/с, а его направление совпадает с перпендикуляром к линии «радиолокатор–фон».

Рассмотрим три сценария.

Для первого сценария примем СКО флуктуаций ЭПР фона  $\sigma_{\sigma_{ф}} = 1 \text{ м}^2$ , интервал временной корреляции флуктуаций ЭПР фона положим равным  $\tau_{\sigma_{ф}} = 0,01 \text{ с}$ .

Для второго сценария примем СКО флуктуаций ЭПР фона  $\sigma_{\sigma_{ф}} = 3 \text{ м}^2$ . Интервал временной корреляции флуктуаций ЭПР фона положим равным  $\tau_{\sigma_{ф}} = 0,1 \text{ с}$ .

Для третьего сценария примем СКО флуктуаций ЭПР фона  $\sigma_{\sigma_{ф}} = 6 \text{ м}^2$ . Интервал временной корреляции флуктуаций ЭПР фона положим равным  $\tau_{\sigma_{ф}} = 0,1 \text{ с}$ .

Ниже приведены графики зависимости вероятности правильного обнаружения для различных дальностей до цели  $D_c$  при разных вероятностях ложной тревоги (рис. 4–6).

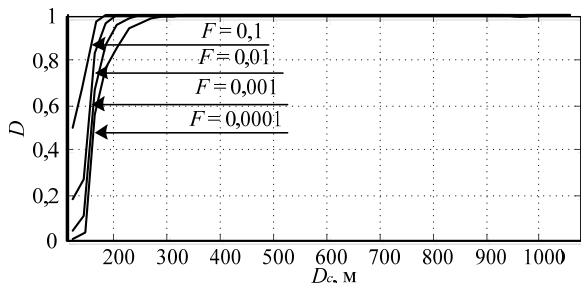


Рис. 4. Оценки вероятностей правильного обнаружения в зависимости от дальности до цели для сценария 1:  $D_f = 1100 \text{ м}$ ;  $v = 7 \text{ м/с}$ ;  $\sigma_{\sigma_{ф}} = 1 \text{ м}^2$ ;  $\tau_{\sigma_{ф}} = 0,01 \text{ с}$

Анализ представленных рисунков показывает, что вероятность правильного обнаружения малораз-

мерного БПЛА возрастает с приближением к фоновому объекту. Возрастание флуктуаций эффективной поверхности фоновых объектов приводит к снижению вероятности правильного обнаружения.

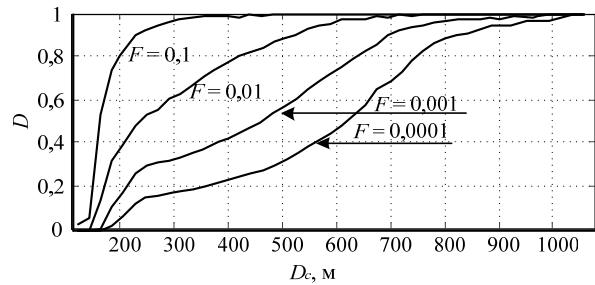


Рис. 5. Оценки вероятностей правильного обнаружения в зависимости от дальности до цели для сценария 2:  $D_f = 1100 \text{ м}$ ;  $v = 7 \text{ м/с}$ ;  $\sigma_{\sigma_{ф}} = 3 \text{ м}^2$ ;  $\tau_{\sigma_{ф}} = 0,1 \text{ с}$

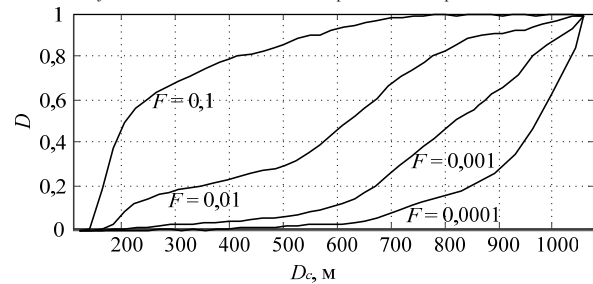


Рис. 6. Оценки вероятностей правильного обнаружения в зависимости от дальности до цели для сценария 3:  $D_f = 1100 \text{ м}$ ;  $v = 7 \text{ м/с}$ ;  $\sigma_{\sigma_{ф}} = 6 \text{ м}^2$ ;  $\tau_{\sigma_{ф}} = 0,1 \text{ с}$

### Заключение

Представленные материалы позволяют сделать следующие выводы.

1. Представленные в литературе подходы к обнаружению движущихся целей в фоновых радиолокаторах основаны на:

- различии спектров отражённых от фона радиосигнала при наличии и отсутствии цели;
- сравнении с порогом эвристических способов усреднения выходного сигнала фазового детектора;
- сравнении с порогом отсчётов спектра сигналов фазового детектора.

2. Представленный метод обнаружения малоразмерного БПЛА для флуктуирующего фона основан на статистической теории проверки гипотез и является квазиоптимальным.

3. Применение обнаружителя на основе согласованного фильтра обеспечивает приемлемые характеристики обнаружения малоразмерного БПЛА при малых уровнях флуктуаций эффективной поверхности рассеяния фона.

4. Возрастание среднеквадратических флуктуаций эффективной поверхности рассеяния фона приводит к снижению вероятности правильного обнаружения при прочих равных условиях.

Исследования показали, что приемлемые характеристики обнаружения малоразмерного БПЛА при флуктуирующем фоне обеспечиваются при её среднеквадратическом отклонении не выше  $2 \text{ м}^2$ .

Экспериментальные результаты получены с использованием оборудования ЦКП «Импульс» при

финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ по соглашению 075-15-2019-1644, идентификатор проекта RFMEFI62119X0029.

### Литература

1. Туров В.Е. Экспериментальные исследования выделения сигналов движущейся цели методом фоновой радиолокации // Вестник СибГУТИ. – 2016. – № 3. – С. 164–175.
2. Алымов Ф.С. Фоновая радиолокация как нетрадиционный метод обнаружения движущихся воздушных объектов / Ф.С. Алымов, В.В. Розевиг, В.Н. Саблин, В.В. Чапурский // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер.: Приборостроение. – 2004. – № 4. – С. 72–90.
3. Carlson B.D. Search radar detection and track with the Hough transform. System concept // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 30, 1 Jan., 1994. – Part I: PP. 102–108; Part II: PP. 109–115; Part III: PP. 116–124.

4. Соколов А.В. Вопросы перспективной радиолокации. – М.: Радиотехника, 2003. – 512 с.

5. Быстров Р.П. Метод обработки когерентных сигналов при обнаружении слабо рассеивающих наземных объектов / Р.П. Быстров, В.Л. Румянцев, А.В. Петров, Р.Р. Садыков // Научный вестник МГТУ ГА. – 2000. – № 24. – С. 112–125.

6. Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация. – М.: Радио и связь, 1993. – 416 с.

### Христенко Алексей Викторович

Инженер научно-исследовательского института систем электросвязи (НИИ СЭС) ТУСУРа  
Эл. почта: hristenko@main.tusur.ru

### Анкин Алексей Сергеевич

Канд. техн. наук, доцент каф. РТС ТУСУРа  
Эл. почта: grb86@inbox.ru.

УДК 621.396.41

**Д.А. Кондрашов, Е.В. Мищенко, Д.А. Покаместов, П.С. Сиренко**

## Исследование влияния кодовых книг на помехоустойчивость систем связи с SCMA

Описан процесс моделирования системы связи с SCMA в Matlab, а также представлены результаты исследования влияния двух кодовых книг на помехоустойчивость такой системы связи. Показано, что, несмотря на различное содержание, кодовые книги показывают схожие результаты помехоустойчивости.

**Ключевые слова:** SCMA, OFDM, множественный доступ, кодовые книги, помехоустойчивость.

Объем передаваемой информации по беспроводным сетям цифровой связи возрастает с каждым днем. Пропускная способность каналов не может быть расширена технологиями, используемыми на данный момент. Расширение пропускной способности требует новых подходов и технологий. На данный момент выпущен первый релиз стандарта сотовой связи пятого поколения 5G NR (5 Generation New Radio). Однако к данной системе предполагается применить ряд новых методов по увеличению пропускной способности. Часть подходов объединяет одна общая идея – неортогональное уплотнение сигналов пользователей [1–3]. Данная работа посвящена множественному доступу на основе разряженных кодов SCMA (Sparse Code Multiple Access, SCMA), который относится к неортогональным методам множественного доступа, а также исследованию влияния кодовых книг на помехоустойчивость таких систем. Цель данной работы – создание модели системы связи с SCMA и изучение влияния кодовых книг на помехоустойчивость такой системы связи.

### Создание модели системы связи SCMA в среде MATLAB

В качестве первой кодовой книги, на основе которой создавалась модель системы связи с SCMA, была взята кодовая книга, предложенная в [4]. Данная кодовая книга обладает следующими параметрами:

$F = 4$ ,  $V = 6$ ,  $dv = 2$ ,  $dk = 3$ , где  $F$  – количество ортогональных поднесущих,  $V$  – количество слоев,  $dv$  – количество поднесущих кодового слова,  $dk$  – количество кодовых слов на каждой поднесущей. Кодовая книга, используемая при создании модели, приведена ниже:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{CB}_1 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0,18-0,13i & -0,64-0,46i & 0,64+0,46i & 0,18+0,13i \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0,79 & -0,22 & 0,22 & -0,79 \end{bmatrix}; \\
 \mathbf{CB}_2 &= \begin{bmatrix} 0,79 & -0,22 & 0,22 & -0,79 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0,18-0,13i & -0,64-0,46i & 0,64+0,46i & 0,18+0,13i \end{bmatrix}; \\
 \mathbf{CB}_3 &= \begin{bmatrix} -0,64+0,46i & 0,18-0,13i & -0,18+0,13i & 0,64-0,46i \\ 0,14-0,18i & 0,49-0,62i & -0,49+0,62i & -0,14+0,18i \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \\
 \mathbf{CB}_4 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0,79 & -0,22 & 0,22 & -0,79 \\ -0,0055-0,22i & -0,019-0,78i & 0,0193+0,78i & 0,0055+0,22i \end{bmatrix}; \\
 \mathbf{CB}_5 &= \begin{bmatrix} -0,0055-0,22i & -0,0193-0,78i & 0,0193+0,78i & 0,0055+0,22i \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0,79 \\ -0,64+0,46i & 0,18-0,13i & -0,18+0,13i & 0,64-0,46i \end{bmatrix}; \\
 \mathbf{CB}_6 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0,79 & -0,2 & 0,22 & -0,79 \\ 0,14-0,18i & 0,49-0,62i & -0,49+0,62i & -0,14+0,18i \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.
 \end{aligned}$$

Также для исследования была взята другая кодовая книга. Отличием данной кодовой книги от предыдущей является увеличенная мощность и изменение порядка нулевых и ненулевых поднесущих

$$\begin{aligned}
 \mathbf{CB}_1 &= \begin{bmatrix} -1,3498 & -0,4818 & 0,4218 & 1,3498 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0,198-0,3724i & 0,6337+1,1918i & -0,6337-1,1918i & 0,198+0,3724i \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \\
 \mathbf{CB}_2 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0,198-0,3724i & 0,6337+1,1918i & -0,6337-1,1918i & 0,198+0,3724i \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1,3498 & -0,4818 & 0,4218 & 1,3498 \end{bmatrix}; \\
 \mathbf{CB}_3 &= \begin{bmatrix} -0,6337-1,1918i & -0,198-0,3724i & 0,198+0,3724i & 0,6337+1,1918i \\ 0,211-0,3653i & -0,6337+1,1918i & 0,6337-1,1918i & -0,211+0,3653i \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \\
 \mathbf{CB}_4 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1,3498 & -0,4818 & 0,4218 & 1,3498 \\ 0,211-0,3653i & -0,6337+1,1918i & 0,6337-1,1918i & -0,211+0,3653i \end{bmatrix}; \\
 \mathbf{CB}_5 &= \begin{bmatrix} 0,211-0,3653i & -0,6337+1,1918i & 0,6337-1,1918i & -0,211+0,3653i \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0,6337-1,1918i & -0,198-0,3724i & 0,198+0,3724i & 0,6337+1,1918i \end{bmatrix}; \\
 \mathbf{CB}_6 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1,3498 & -0,4818 & 0,4218 & 1,3498 \\ 0,211-0,3653i & -0,6337+1,1918i & 0,6337-1,1918i & -0,211+0,3653i \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.
 \end{aligned}$$

для кодовых книг слоев. Кодовая книга приведена ниже. Параметры модели, для генерации SCMA-символов и для их дальнейшей обработки приведены в таблице.

Параметры SCMA-модели

Значение	Величина
6	Количество слоев общей кодовой книги
4	Количество поднесущих
2	Кол-во ребер в графе Таннера, соединяющих вершины слоев с вершинами поднесущих
3	Кол-во ребер в графе Таннера, соединяющих вершины поднесущих с вершинами слоев
4	Количество кодовых слов
4	Минимально допустимые циклы в разряженной матрице
[0 30]	Диапазон ОСШ
8	Количество итераций MPA
$10 \cdot 10^6$	Полоса сигнала
30000	Количество OFDM-символов
12	Количество бит в одном SCMA-символе
360000	Общее количество бит
30000	Количество SCMA-символов

Первым этапом генерации SCMA-символов является формирование вектора передаваемых бит, сформированного из дебита абонентов. Дебит каждого абонента несет информацию о номере кодового слова. Далее начинается цикл формирования SCMA-сигналов. У нас имеется случайная последовательность бит, следующих друг за другом. Длина такой последовательности кратна 12. Кратность обуславливается тем, что в последовательности должно помещаться целое число векторов, сформированных из дебита абонентов. В нашем случае это 6 абонентов и для формирования одного SCMA-символа необходимо 12 бит.

После этого, зная, что в векторе дебиты абонентов идут по порядку, нужно определить номер кодового слова, передаваемого каждым абонентом в данном векторе. Номер кодового слова определяется по формуле (1):

$$M = \text{bin2 dec}(b_v) + 1, \quad (1)$$

где команда bin2 dec – перевод двоичного числа в десятичное.

Добавление единицы обуславливается тем, что при передаче абонентом дебита, состоящего из двух нулей, передавалось бы нулевое кодовое слово из кодовой книги слоя, что невозможно. Также из-за того, что в дебите не может быть передано значение, соответствующее значению 4-го кодового слова, т.к. дебит не может передать десятичное значение больше 3, что не позволит выбрать кодовое слово под номером 4 из кодовой книги слоя.

После того как были сформированы номера кодовых слов, передаваемых каждым абонентом, необходимо выбрать эти слова из кодовой книги каждого слоя соответствующего абонента для дальнейшего преобразования кодовых слов в вектор  $\mathbf{S}$ , являющихся одним SCMA-символом.

Когда мы получили выборку 6 кодовых слов, передаваемых абонентами, их необходимо объединить в вектор  $\mathbf{S}$ . Объединение кодовых слов осуществляется по формуле (2):

$$\mathbf{S} = \sum_{v=1}^6 CW_{vm}, \quad m \in [1, \dots, M]. \quad (2)$$

В созданной системе связи SCMA-символы передаются с использованием OFDM-модуляции.

Принцип такой передачи представлен на рис. 2.

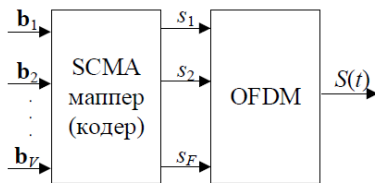


Рис. 2. Схема формирования SCMA-символов

В случае с использованием OFDM-модуляции SCMA-символы необходимо преобразовать из параллельного вида в последовательный, чтобы они следовали друг за другом.

Для того чтобы модулировать каждый SCMA-символ по отдельности, а не всех сразу, необходимо производить OFDM-модуляцию каждого символа для дальнейшего выполнения ОБПФ.

Далее в модели описывается прохождение сигнала через канал с АБГШ, что имитирует передачу сигнала в приближенных к реальным условиям и в дальнейшем позволит выполнить расчет вероятности битовой ошибки BER от отношения сигнал/шум.

После поступления сигнала из канала связи в приемник его необходимо демодулировать. Причем демодуляция должна осуществляться по тому же принципу, что и модуляция: демодулировать каждый SCMA-символ по отдельности, а не весь сигнал.

Таким образом, мы получаем демодулированный сигнал, имеющий вид последовательно идущих друг за другом SCMA-символов. Однако для того чтобы этот сигнал детектировать, SCMA-символы нужно привести в параллельный вид, так чтобы символы были расположены так же, как при их формировании.

После такого преобразования становится возможным декодировать биты, используя МРА (Message Passing Algorithm) [5].

Далее необходимо сравнить исходный вектор с полученным в результате декодирования для выявления битовых ошибок. Следующим шагом необходимо оценить количество ошибок и после получить зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум. После чего можно переходить к построению графиков для визуализации сигнальных созвездий и вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум.

Обобщенная блок-схема работы описанного алгоритма приведена на рис. 3.

**Результаты исследования**

После создания модели системы связи и анализа первой кодовой книги в результате которого была получена зависимость битовых ошибок от отношения сигнал/шум из [6], была подключена вторая кодовая книга для ее изучения.

Результатом исследования кодовых книг является график зависимости возникновения битовой ошибки от отношения сигнал/шум приведенный на рис. 4.

Исходя из полученного графика сравнения битовых ошибок от отношения сигнал/шум для двух кодовых книг, видно, в кодовой книге СВ1 допускается 2 ошибки на сто тысяч символов, а в ко-

довой книге СВ2 допускается 3. Такое отличие в количестве ошибок позволяет сделать вывод, что кодовые книги обладают схожей помехоустойчивостью и могут применяться в реальных системах связи.

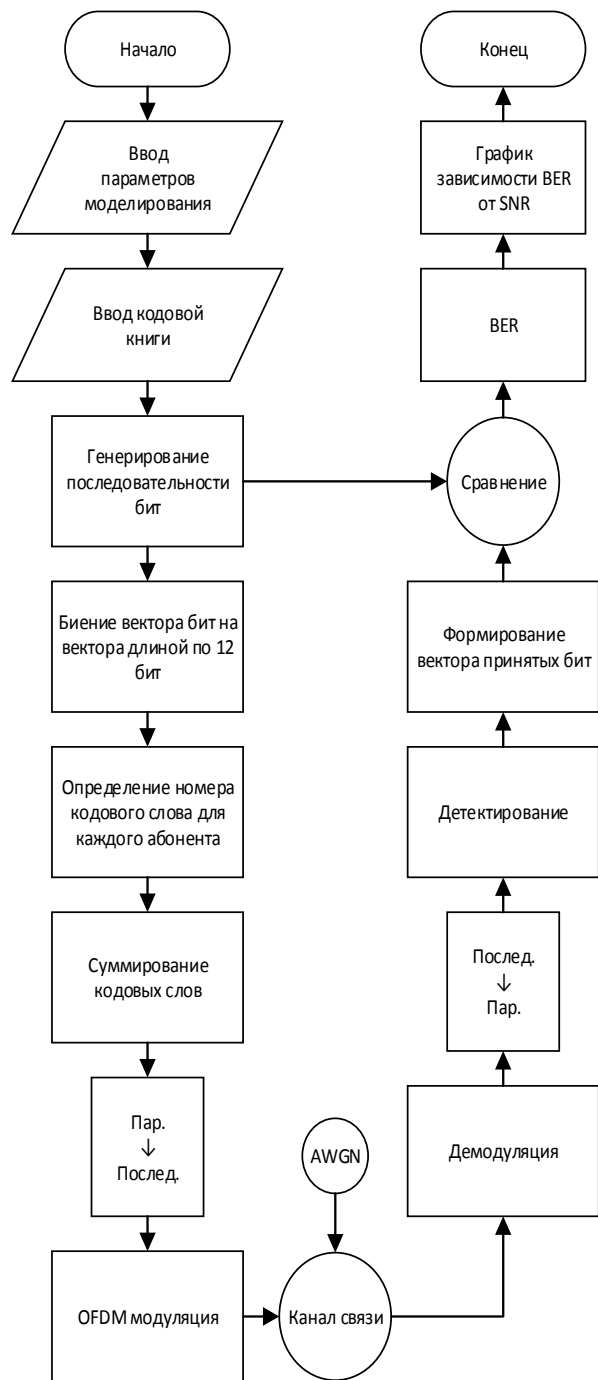


Рис. 3. Обобщенная блок-схема работы программы

В ходе работы была создана система связи с SCMA в Matlab, а также проведен сравнительный анализ возникновения битовых ошибок от отношения сигнал/шум для двух кодовых книг. Сделан вывод о том, что выбор кодовой книги напрямую влияет на помехозащищенность системы связи. Это обусловливается оптимальностью кодовых книг.

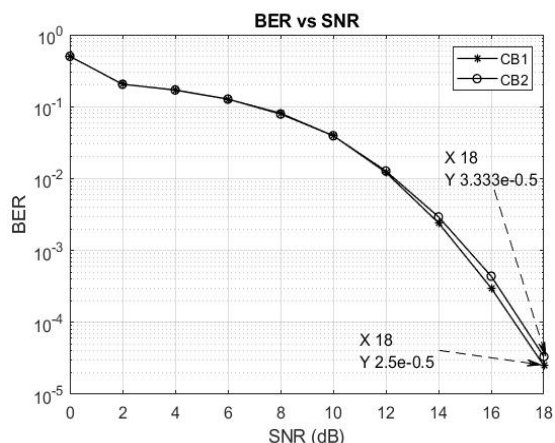


Рис. 4. Графики зависимости BER от SBR первой кодовой книги (CB1) и второй кодовой книги (CB2)

Работа выполнена при поддержке гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержки научных исследований молодых российских ученых. Грант МК-1126.2019.9.

#### Литература

1. Non-orthogonal multiple access for 5G: solutions, challenges, opportunities, and future research trends / L. Dai, B. Wang, Y. Yuan et al. // IEEE Communications Magazine. – 2015. – Vol. 53. – № 9. – P. 74–81.
2. Scenarios for 5G mobile and wireless communications: the vision of the METIS project / A. Osseiran, F. Boccardi, V. Braun et al. // IEEE Communications Magazine. – 2014. – Vol. 52. – № 5. – P. 26–35.
3. Покаместов Д.А. Концепция физического уровня систем связи пятого поколения / Д.А. Покаместов,

Я.В. Крюков, Е.В. Рогожников и др. // Изв. высш. учеб. завед. Радиоэлектроника. – 2017. – Т. 60, № 7. – С. 367–382.

4. Altera Innovate Asia. Presentation «1st 5G Algorithm Innovation Competition-ENV1.0-SCMA» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.innovateasia.com/5g/images/pdf/1st%205G%20Algorithm%20Innovation%20Competition-ENV1.0%20-%20SCMA.pdf> (дата обращения: 09.05.2019).

5. Покаместов Д.А. Формирование сигнальных конструкций для систем связи с множественным доступом на основе разряженных кодов: дис. ... канд. техн. наук. – Томск, 2017. – 158 с.

6. A Low Complexity Detection Algorithm for Fixed Up-Link SCMA System in Mission Critical Scenario/ Min Jia, Linfang Wang, Qing Guo, Xuemai Gu and Wei Xiang // IEEE Internet of things Journal [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/7752620> (дата обращения: 7.06.2019).

**Кондрашов Данила Александрович**  
Магистрант каф. ТОР РТФ ТУСУРа  
Эл. почта: kondrashoffgoto@yandex.ru

**Мищенко Евгений Владимирович**  
Магистрант каф. ТОР РТФ ТУСУРа  
Эл. почта: Mishchenko-evgeni@mail.ru

**Покаместов Дмитрий Алексеевич**  
Канд. техн. наук, доцент каф. ТОР РТФ ТУСУРа  
Эл. почта: dmaltomsk@mail.ru

**Сиренко Павел Станиславович**  
Институт неразрушающего контроля НИ ТПУ  
Эл. почта: paul.sirenko@yandex.ru

УДК 621.396.41

**М.Е. Ровкин**

## Разработка, исследование и испытание бортовой аппаратуры РЛС с синтезированной апертурой для дистанционного зондирования Земли L- и X-диапазонов

Определены требования к аппаратуре двухдиапазонной РСА L- и X-диапазонов, реализующей повышенное пространственное разрешение за счёт расширения спектра зондирующего сигнала. Описаны техническое решение основных составных частей бортовой аппаратуры, результаты стендовых испытаний макета такой малогабаритной РСА для дистанционного зондирования Земли, подготовленного к лётным испытаниям, и предварительные результаты этих испытаний.

**Ключевые слова:** шаблон, компонент, форматирование, стиль, оформление в определённом стиле.

Расширение участка X-диапазона длин волн (3-см диапазона), разрешенного для использования авиационными системами дистанционного зондирования с синтезированной апертурой с 600 до 1200 МГц, дало мощный импульс для модернизации и разработки новых РЛС с синтезированной апертурой (РСА), традиционно использующих этот частотный

диапазон, поскольку основным трендом в развитии таких систем является повышение их информативности, определяемой, в основном, их пространственным разрешением [1]. Примером движения в указанном направлении является дальнейшая реализация концепции авиационной РСА, развитой в последние годы в НИИ точных приборов (НИИ ТП,

г. Москва), являющемся в настоящее время одним из основных обладателей компетенций в технологии РСА в России, уже реализованной в экспериментальной многодиапазонной РСА «Компакт» [2]. Первый шаг в разработке новой системы делается в рамках университетского проекта, выполняемого Томским государственным университетом систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР, г. Томск) совместно с НИИ ТП как соисполнителем и АО «Научно-производственная фирма «Микран» как индустриальным партнером.

Главной целью проекта является последовательное создание двух прототипов 2-диапазонной РСА дистанционного зондирования и проведение для каждого из них последующих летных испытаний. Существенное расширение (приблизительно до 1000 МГц в X- и до 400 МГц в L-диапазоне) спектра зондирующего сигнала заставило разработать заново все основные элементы РСА обоих диапазонов: широкополосные антенные системы и СВЧ-тракты приёма и передачи, включая выходные усилители мощности передатчиков, многократно более мощные цифровые тракты формирования сигнала излучения и обработки РЛ-отклика. Кроме того, потребуется пропорциональное (двухкратное) увеличение пространственного разрешения в направлении синтезирования, что, в свою очередь, потребует двукратного расширения главного лепестка ДН по азимуту обеих антенн РСА. Для компенсации неизбежного снижения энергетического потенциала РЛС, вызванного снижением чувствительности ее приёмного тракта (из-за расширения их полосы пропускания) и снижения коэффициентов усиления антенн излучения-приёма (из-за расширения ширины их ДН), необходимо увеличить мощность сигнала излучения.

Наряду в расширением частотного спектра и увеличением мощности сигнала излучения РСА (характеризуемого типовым значением импульсной мощности излучения 250 Вт при скважности и длительности радиоимпульса 60 мкс) решалась противоречивая к вышеупомянутым задача снижения габаритов и массы бортовой аппаратуры. В статье рассмотрены основные технические решения узлов и их характеристики, достигнутые по результатам разработки первого макета РСА.

**Антенная система**

Антенная система РСА раздельная по диапазонам: для каждого диапазона используются свои антенны. Для первых летных испытаний были разработаны и изготовлены две антенны L-диапазона и одна антенна X-диапазона.

**Антенны L-диапазона**

Обе антенны этого диапазона имеют одинаковую конструкцию – это прямоугольные шестиэлементные антенные решётки, состоящие из двух рядов по 3 элемента в каждом. Их отличие заключается в поляризации, определяемой ориентацией антенных элементов ФАР. Конструкция антенн показана на рис. 1.

Тип антенного элемента в обеих антеннах – микрополосковая рамка, которая обеспечивает широкую относительную полосу рабочих частот (40% от центральной несущей частоты). Результаты измерений характеристик антенны (включая полученные в безэховой камере) сведены в табл. 1.

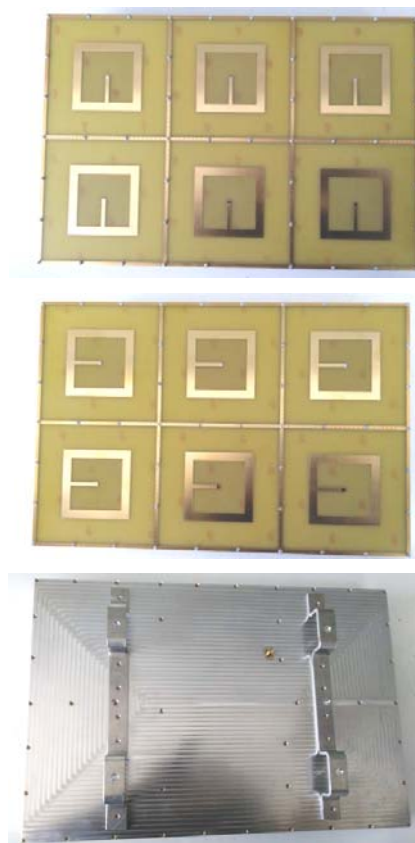


Рис. 1. Конструкция антенн L-диапазона: внешний вид (сверху вниз): апертура антенны вертикальной поляризации, апертура антенны горизонтальной поляризации, обратная сторона обеих антенн с элементами крепления

Таблица 1  
Измеренные в безэховой камере технические характеристики антенн L-диапазона

Параметр, единица измерения	Измеренное значение	
	Антенна вертикальной поляризации	Антенна горизонтальной поляризации
Диапазон рабочих частот, МГц	1010–1510	
КСВН	< 1,57	< 1,61
Ширина главного лепестка ДН в Е-плоскости (в Н-плоскости), °	24 – 32,7 (37,2 – 34,8)	34,9 – 49,6 (25,8 – 33,2)
Уровень боковых лепестков в Е-плоскости (Н-плоскости), дБ	< -11,7 (< -18)	< -11 (< -11,9)
Cross-polarization level, дБ	< -18,2	< -18,2
Усиление, дБ	> 11,9	> 11,4
Габаритные размеры, мм	400 × 270 × 70	400 × 270 × 70
Масса, кг	3	3

Основным разработчиком этих антенн был дипломированный инженер М.А. Плотников (НИИ систем электрической связи ТУСУРа).

#### Антенна X-диапазона

Разработанная и изготовленная зеркальная антенна X-диапазона имела горизонтальную поляризацию и массу 650 г (рис. 2). Результаты измерений характеристик антенны сведены в табл. 2. Основным разработчиком антенны X-диапазона также был М.А. Плотников.

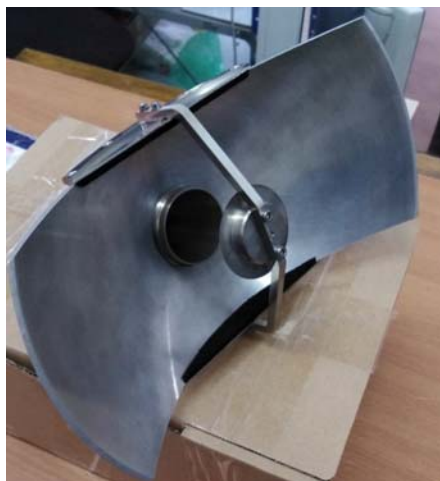


Рис. 2. Конструкция антенны X-диапазона: вид со стороны апертуры (вверху), вид с обратной стороны (внизу)

Таблица 2  
Измеренные значения достигнутых технических характеристик антенны X-диапазона

Параметр, ед. измерения	Измеренное значение
Диапазон рабочих частот, МГц	9300–10300
КСВН	< 1,35
Ширина главного лепестка ДН в Е-плоскости (в Н-плоскости), °	7,3 – 8 (14,4 – 15,3)
Уровень боковых лепестков в Е-плоскости (Н-плоскости), дБ	< –15,8 (< –13,4)
Уровень кроссполяризации, дБ	< –22,8
Усиление, дБ	>20
Габаритные размеры, мм	300 × 200 × 150
Масса, г	650

#### Усилители мощности

Построение мощного выходного усилителя для обоих диапазонов является сложной технической задачей. Эти узлы являются самыми критичными

для характеристик любой РЛС и определяют массогабаритные показатели приемопередатчиков обоих диапазонов РСА. Достижение целевых габаритов и массы при заданных характеристиках линейности стало возможным за счёт использования современных GaN-транзисторов.

Линейный усилитель X-диапазона имеет блочно-модульную конструкцию, подробно описанную в [3] (рис. 3).

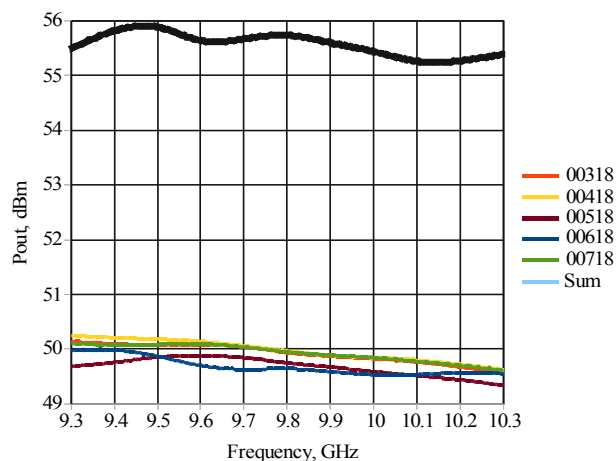


Рис. 3. Усилитель мощности X-диапазона: внешний вид с элементами волноводного фидерного тракта (вверху) и частотная зависимость выходной мощности submodule и всего усилителя в диапазоне рабочих частот (внизу)

Усилитель X-диапазона обеспечивает импульсную выходную мощность не менее 300 Вт в частотном диапазоне 1 ГГц при 3дБ-компрессии, что подтверждает частотная зависимость его выходной мощности, показанная на рис. 3 (внизу). На рис. 3 (вверху) показан внешний вид этого усилителя.

Усилитель был выполнен по классической ГИС-технологии с использованием мощных микросборок производства КНР. Основным разработчиком этого усилителя был дипломированный инженер А.В. Шабаш.

Выходной каскад передатчика L-диапазона был выполнен на одном мощном GaN-транзисторе, работающем в классе А и обеспечивал мощность 270 Вт в импульсе в диапазоне частот 400 МГц при общей неравномерности 1,5 дБ. На рис. 4 показаны особенности конструкции этого усилителя и частотная зависимость его выходной мощности в крайних точках термцикла (при температурах –50 и +50 °С).

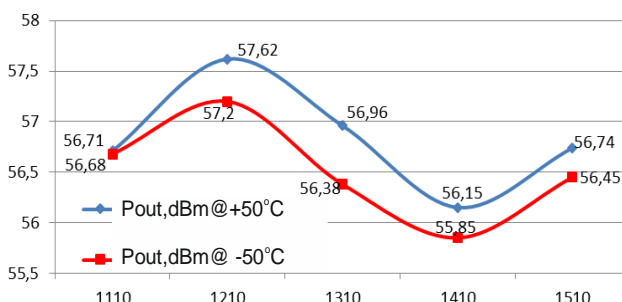
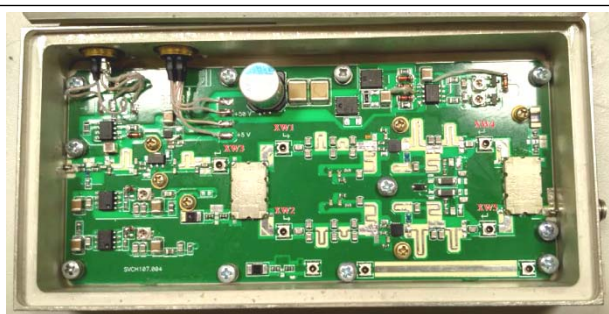


Рис. 4. Усилитель мощности L-диапазона (снизу вверх): внешний вид предварительных каскадов, выходной каскад и частотные характеристики выходной мощности при стандартном термцикле

Усилитель мощности L-диапазона был разработан группой инженеров под руководством ведущего инженера М.В. Дугина (НИИ СЭС ТУСУРа).

**Приёмно-передающие конверторы и общая компоновка приёмопередатчиков**

В приёмопередатчиках обоих диапазонов была использована одинаковая схема частотообразования с прямыми квадратурными модуляцией при формировании сигнала излучения и демодуляцией при приёме радиолокационного отклика непосредственно на СВЧ-несущей. Особенности конструкции приёмопередатчиков были описаны ранее в [4]. Полученный в обоих диапазонах сравнительно большой коэффициент шума приёмных трактов (5 дБ) был вызван потерями во входных защитных устройствах радиолокационных приёмников, работающих при высоких уровнях мощности сигнала утечки при работе РЛС на излучение, что, в свою очередь обусловлено характеристиками согласования приёмно-передающей антенны в расширенном диапазоне рабочих частот. Важной особенностью приёмных трактов является возможность регулировки коэффициента усиления в сторону увеличения относитель-

но оптимального (минимально возможного при заданном коэффициенте шума тракта) значения на величину до 30 дБ, что важно для дистанционного зондирования в широком диапазоне радиолокационной отражаемости естественных и антропогенных земных покровов.

Приемопередатчики были скомпонованы в стандартных 19-дюймовых корпусах высотой 2U (L-диапазон) и 3U (X-диапазон) (рис. 5).



Рис. 5. Внешний вид приёмопередатчика L-диапазона

Финальную (общую) компоновку конверторов обоих диапазонов сделал дипломированный инженер А.Ю. Рыжов (НИИ СЭС ТУСУР) при сопровождении главного специалиста А.Н. Гусева (АО «НПФ «Микран»). Общая компоновка приёмопередатчиков (пример показан на рис. 4) была выполнена ведущим инженером Д.Н. Мысыком (НИИ СЭС ТУСУРа).

Уже на первом макетном образце были достигнуты весовые показатели 10 кг (L-диапазон) и 14 кг (X-диапазон) соответственно, что суммарно соответствует ограничению (по 12 кг для каждого из приёмопередатчиков), заданному в головном ТЗ на проект.

**Цифровое формирование и обработка широкополосных сигналов в новой РСА**

Как уже упоминалось выше, ВЧ-тракт РСА был выполнен по схеме с прямым преобразованием частоты [4] с квадратурными модулятором в тракте передачи и демодулятором в тракте приема. Такая схема позволяет реализовать наиболее широкую полосу частот цифровой обработки при всегда ограниченной полосе обработки АЦП и ЦАП. При такой схеме построения сложные СВЧ-сигналы излучения и РЛ-отклика полностью характеризуются парами квадратурных компонент, сформированных ЦАП и АЦП соответственно. Цифровой радиотракт новой РСА, концепция которого была разработана специалистами НИИ ТП и описана ранее в [5], структурно и конструктивно объединен с бортовыми управляющими ЭВМ (рис. 6), построенными на базе высокоскоростных узлов цифровой обработки сигналов (ЦОС), разработанными изготовленными и запрограммированными специалистами АО «Инструментальные системы» (г. Москва) специально для нашего проекта (рис. 7). Реализованное техническое ре-



шение позволяет формировать и осуществлять когерентный согласованный прием радиосигналов со спектрами шириной 1 ГГц.



Рис. 6. Внешний вид бортовой ЭВМ с установленными модулями цифровой обработки сигналов

Частота квантования ЦА и АЦ преобразователей составляла 1400 МГц. Предварительная обработка была реализована на паре мощных FPGA Kintex7. Первая FPGA работала на передачу (совместно с ЦАП), вторая FPGA работала на приём (совместно с АЦП). Входной и выходной цифровые потоки, описывающие отсчёты квадратурных компонент комплексных ВЧ РЛ-сигналов линии интерфейса PCIeх через коммутатор PCIeх, поступали в цифровой конвольвер, реализованный на паре БИС восьмиядерных процессоров ЦОС TMS6768 производства Texas Instruments. Как FPGA, так и процессоры ЦОС были оснащены внешней памятью объемом 256 МБайт на каждый узел.



Рис. 7. Внешний вид модернизированных модулей цифровой обработки радиолокационных сигналов (вверху) и нового тыльного модуля (внизу), разработанных для новой РСА

Такая схема ЦОС позволила снизить объём хранимых данных дистанционного зондирования из-за того, что интервал дальностей радиолокационного отклика, обрабатываемый конвольвером, был заметно меньше максимальной однозначной дальности цикла излучения-приема. Длительность обрабатываемого отклика близка к длительности зондирующего радиоимпульса, а его скважность всегда не менее 20. Поэтому средняя скорость выходного цифрового потока снижается, что позволяет использовать для сохранения данных типовые твердотельные диски (старшие их модели).

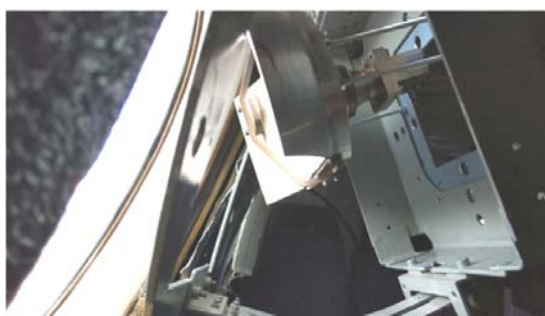


Рис. 8. Приемопередатчики и бортовые управляющие ЭВМ обоих диапазонов (вверху) и антенна X-диапазона (внизу) на борту летающей лаборатории



Рис. 9. Летающая лаборатория Ил-18Д б/н 75713 перед первым пробным вылетом. Утро 28 июня 2019. Аэродром г. Ухта

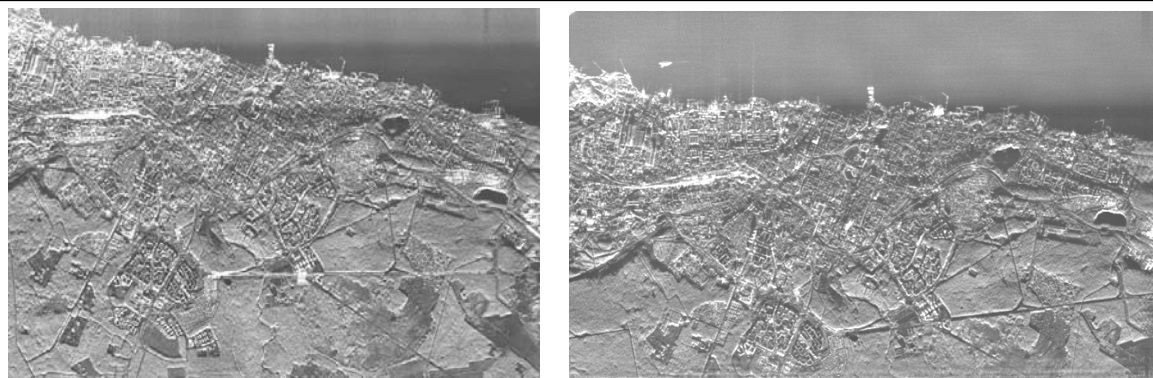


Рис. 10. Примеры радиолокационных изображений, построенных по сфокусированным радиоголограммам, построенным по результатам авиационного дистанционного зондирования в L- (верхнее фото) и X-диапазоне (нижнее фото) 01.07.2019 г. в окрестностях Петрозаводска с борта летающей лаборатории ИЛ-18Д б/н 75713 аппаратурой макета №1 РСА ДЗЗ

### Бортовая аппаратура в ходе первых летных испытаний

Предварительно многократно проверенная на наземных испытательных стендах бортовая аппаратура в конце июня 2019 г. была установлена (рис. 8) на борт летающей лаборатории Ил-18Д б/н 75713 (рис. 9).

В ходе первых летных испытаний было выполнено 3 полета общей продолжительностью около 9 летных часов. Полеты выполнялись в окрестностях г. Ухта, на трассе перелета Ухта – Петрозаводск и в окрестностях г. Петрозаводска.

С помощью макета РСА был получен обширный по объему, режимам полета и характеристикам зондируемых объектов экспериментальный материал.

На рис. 10 приведены примеры РЛ изображений г. Петрозаводска, построенные по сфокусированным радиоголограммам, сжатым из зарегистрированных в ходе третьего испытательного полета (1.07.2019 г.) данным дистанционного зондирования.

Испытания проводили специалисты НИИ ТП Р.В. Ермаков и М.Ю. Достовалов, из ТУСУРа – М.С. Самулеев и М.Е. Ровкин.

### Выводы

Первая половина пути, направленная на создание прототипа РСА высокого разрешения, выполнена. Получены первые результаты и можно сделать выводы:

1. Разработанная аппаратура была испытана в реальных условиях и реальном применении. Основные устройства подтвердили свою работоспособность.

2. Большинство ранее измеренных технических характеристик было подтверждено экспериментально в широком (но не полном) наборе режимов полета (высота полета и зондирования не превышала 3600 м). Основной результат в том, что полученное пространственное разрешение в испытанных режимах близко к расчетным значениям.

3. Выявлены особенности работы аппаратуры, которые следует учесть при разработке макета №2 двухдиапазонной РСА ДЗЗ.

4. Концепция разработанной РСА работоспособна и потенциально масштабируема в фокусе видимых трендов современных цифровых и СВЧ-технологий.

Автор благодарит специалистов НИИ ТП Т.Г. Мусянцянца и Р.В. Ермакова за полезные обсуждения.

Исследования и публикация были поддержаны Министерством образования и науки Российской Федерации в рамках соглашения 14.577.21.0279 от 26.09.2017, идентификатор RFMEFI57717X0279.

Экспериментальные результаты получены с использованием оборудования ЦКП «Импульс» при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ по соглашению 075-15-2019-1644, идентификатор проекта RFMEFI62119X0029.

### Литература

1. Vnotchenko S.L., Moussiniants T.G., Ermakov R.V., Rovkin M.E. Modern Tendencies in the Development of Airborne Synthesized Aperture Radars for Remote Sensing of the Earth: XIV Int. Sci.-Tech. Conf. on Act. Prob. of Electr. Instr. Eng. (APEIE). – 2018. – 1 pt. – 439 p. DOI: 10.1109/APEIE.2018.8545651

2. Vnotchenko S.L., Dostovalov M.Yu., Dyakov A.V. et al. Aviation four-band radar complex «COMPACT» – features, results and development prospects / Rad. Inv. of Nat. Env. St. P., 2013, Proc. of XXVIII Rus. Symp. – 2013. – 1 pt. – Vol. 34 (in Rus.).

3. Shabash A.V., Komendantenko A.V., Rovkin M.E. Modular Power Amplifier for Transmitter of X-band Aircraft High Resolution SAR for Earth Remote Sensing: 2019 U. Symp. on B. Eng., Re. and Inf. Tech. (USBREIT), Yekaterinburg, Russia 25–26 Apr. 2019. DOI: 10.1109/USBREIT.2019.8736590

4. Gusev A.N., Ryzhov A.V., Samuleev M.S., Rovkin M.E. Transmit-receive path with extended frequency bandwidth for high-resolution aviation SAR: Proc. of 28-th Int. Conf. MW and Telecom. Tech. (CriMiCo'2018). Sevastopol, 9–15 Sep. 2018. – Moscow, Minsk, Sevastopol. – С. 1749 (in Rus.).

5. Dyakov I.V., Ermakov R.V. Digital path of formation and processing of the signal for new generation SAR: Proc. of 28th Int. Conf. MW and Telecom. Tech. (CriMiCo'2018) Sevastopol, 9–15 Sep. 2018. – Moscow, Minsk, Sevastopol. – С. 1755 (in Rus.).

### Ровкин Михаил Евгеньевич

Канд. техн. наук, ст. науч. сотр.  
НИИ систем электросвязи (НИИ СЭС) ТУСУРа  
Эл. почта: mikhail.rovkin@tusur.ru

**С.М. Мухамадиев, Э.М. Дмитриев, Е.В. Рогожников, В.С. Милютин, К.В. Петровский**

## Обзор стандартов технологии PLC

Дан обзор некоторых существующих стандартов передачи данных по линии электропередачи. Обзор включает в себя область применения стандартов, ключевые особенности, а также сравнение основных характеристик.

**Ключевые слова:** стандарты, характеристики, сравнение, обзор, линия электропередачи.

Технология PLC (Power Line Communication) – современная телекоммуникационная технология, основанная на использовании силовых электросетей для высокоскоростного информационного обмена. Эксперименты по передаче данных по электросети велись достаточно давно, но низкая скорость передачи и слабая помехозащищенность были наиболее узким местом данной технологии. Но с появлением более мощных цифровых сигнальных процессоров стало возможным использовать более сложные способы модуляции сигнала, такие как OFDM-модуляция (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), что позволило существенно продвинуться вперед в реализации технологии PLC.

### G3 PLC

G3-PLC – это узкополосный низкоскоростной стандарт передачи данных, используемый в электросчетчиках, а также умных сетях электроснабжения [1]. Стандарт используется в полосе частот 35–91 кГц, в качестве модуляции применяется OFDM. Всего поднесущих 36, расставленных с интервалом 1562 Гц. В G3 используется два типа модуляции: DQPSK, DBPSK и три режима: нормальный, устойчивый и суперустойчивый. Максимальная скорость передачи, равная 33,4 кбит/с, достигается при использовании DQPSK-модуляции и помехоустойчивого кодирования, включающего в себя кодеры Рида–Соломона, сверточный кодер и перемежитель.

На рис. 1 приведена структура кадра стандарта G3.

Преамбула	Служебные данные	Информационные данные
-----------	------------------	-----------------------

Рис. 1. Структура кадра в стандарте G3

### Homeplug AV2

Данный стандарт является широкополосным и применяется для обеспечения связи в пределах локальной, домашней сети [2, 3]. Использует OFDM-технологии с применением QPSK-модуляции. Параметры OFDM представляют систему с 4096 несущими в полосе 100 МГц, но для связи поддерживаются только несущие от 1,8 до 86,13 МГц. HomePlug AV2 включает в себя технологию MIMO, поддерживающую конфигурацию до 2Tx (передающих) и 2Rx (принимающих) портов, что улучшает пропускную способность и покрытие. При невозможности использования MIMO-стандарт автоматически переключается в режим работы SISO. Служебные данные обрабатываются сверточным турбокодером, в то время как информационные данные проходят через скремблер, сверточный турбокодер и перемежитель.

Теоретически возможная скорость передачи достигает 2 Гб/с. На практике же значение скорости лежит в диапазоне от 100 до 200 Мб/с.

### PRIME

PRIME так же, как и G3, является узкополосным стандартом, использующим OFDM-технологии с такими видами модуляции, как D8PSK, DPSK и DQPSK. Диапазон частот расположен от 42 до 89 кГц, частота дискретизации составляет 250 кГц. В качестве помехоустойчивого кодирования применяются перемежение и сверточное кодирование [4].

Как и G3 используется в области средств учета электроэнергии.

В более новой версии PRIME-1.4 возможно использовать два «устойчивых режима» (R-DBPSK и R-DQPSK), которые добавляют избыточное кодирование после сверточного кодера.

В PRIME существует два формата кадра физического уровня. При выключенном устойчивом режиме используется тип А, если он включен, то используется тип В.

На рис. 2 и 3 приведена структура кадров типа А и В соответственно.

Преамбула	Служебные данные	Информационные данные
-----------	------------------	-----------------------

Рис. 2. Структура кадра типа А

PRIME 1.36	Преамбула и служебные данные	Информационные данные		
PRIME 1.4		Преамбула	Служебные данные	Информационные данные

Рис. 3. Структура кадра типа В

### X-10

Данный стандарт используется в системе «умный дом». В стандарте x-10 обмен информацией осуществляется с помощью передачи / приема синусоидальных высокочастотных колебаний в окнах, которые формируются после каждого пересечения напряжения в сети с нулем, т.е. в каждом полупериоде [5].

### LonWorks

Технология LonWorks обеспечивает доступ с многократным контролем несущей (CSMA). В LonWorks применяется узкополосная схема модуляции (120–140 кГц, BPSK), использующая многоуровневую корреляцию для сохранения данных при помехах. Так как эта технология использует достаточно узкую полосу, то передача сигналов допускается при значительно меньшем уровне искажений,

чем при широкополосной. Стандарт широко применяется для автоматизации различных процессов, используемых в системе «умный дом».

**KNX**

В стандарте KNX применяется FSK-модуляция с центральной частотой 132,5 кГц. Используемый кодер называется «Без возвращения в ноль» (NRZ), скорость передачи данных составляет 2400 бит/с. Применяется стандарт в системе «умный дом» [6].

**G.hn**

Физический уровень стандарта базируется на быстром преобразовании Фурье (FFT), ортогональном мультиплексировании с частотным разделением (OFDM) и кодером прямой коррекции ошибок (FEC), использующим код малой плотности проверки четности (LDPC) [7]. Также стандарт позволяет вырезать определенные полосы частот, чтобы избежать помех с любительскими радиочастотами и другим лицензированными частотами. В G.hn каждая поднесущая OFDM-символа модулируется с использованием QAM-модуляции. Максимально возможное созвездие QAM составляет 4096-QAM (12-рядное QAM). Используется спецификация для домашних сетей.

**IEEE 1901.1**

Стандарты семейства 1901 используют два разных типа физических уровней, один из которых основан на модуляции с ортогональным частотным разделением каналов (OFDM), а другой основан на вейвлет-модуляции OFDM. Быстрое преобразование Фурье (FFT) для физического уровня базируется на технологии HomePlug AV и включает в себя кодер прямого исправления ошибок (FEC), использующий сверточное турбокодирование [8]. Все вышеперечисленное используется для первого типа физического уровня. Второй тип включает в себя кодер исправления ошибок (FEC), основанный на каскадном коде Рида–Соломона (RS) и сверточном коде, а также есть возможность использовать код с низкой плотностью проверки на четность (LDPC).

На рис. 4 ниже приведена структура OFDM-символа данного стандарта



Рис. 4. Структура OFDM-символа IEEE 1901.1 стандарта

**Сравнение стандартов**

В таблице приведены значения основных характеристик описанных стандартов, такие как: диапазон частот, виды модуляции, кодирование и скорость передачи.

Среди стандартов, используемых в системе «умный дом», можно выделить LonWorks, так как он обладает более лучшими характеристиками в сравнении с KNX и особенно с уже устаревшим

стандартом X-10, поскольку в X-10 крайне низкая скорость передачи и отсутствует возможность передачи двух команд одновременно.

**Основные характеристики стандартов**

Стандарты	Диапазон частот	Модуляция	FEC	Скорость передачи
G3	35–91 кГц	OFDM (DQPSK, DBPSK)	RS, RC, CC	5,6–45 Кб/с
PRIME	42–89 кГц	OFDM (D8PSK, DPSK, DQPSK)	CC	21,4–128,6 Кб/с
Homeplug AV2	2–86 МГц	OFDM (QPSK)	Turbo CC	100–200 Мб/с
X-10	120 кГц	On Off Keying	–	24–120 б/с
LonWorks	120–140 кГц	BPSK/NRZ	–	3,6–5,4 Кб/с
KNX	125–140 кГц	S-FSK/NRZ	–	1200 б/с
G.hn	80–100 МГц	OFDM (1-4096 QAM)	CC, RS	1–56 Мб/с
IEEE 1901.1	2–12 МГц	OFDM	RS, turbo CC, LDPC	< 100 Мб/с

Следующий тип стандартов, широко применяется в умных сетях электроснабжения, где передача данных осуществляется на большие расстояния в крайне узкой полосе частот, с низкой скоростью передачи. В данной статье представлено два таких стандарта: G3 и PRIME. Оба имеют как значительные преимущества, так и недостатки. G3 обеспечивает более высокую помехоустойчивость, а соответственно и надежность в неблагоприятных условиях. PRIME обеспечивает высокие скорости передачи данных при благоприятных условиях, а также более прост в сравнении с G3. Как следствие, в зависимости от условий передачи может использоваться как G3, так и PRIME.

Последняя разновидность стандартов предназначена для использования в условиях домашней сети. Основными особенностями использования являются: широкий диапазон частот, малые расстояния передачи данных и высокая скорость передачи. Из вышеописанных стандартов к ним относятся Homeplug AV2, G.hn и IEEE1901.1. Из них особенно можно выделить Homeplug AV2 как стандарт, обладающий самым большим диапазоном частот, что позволяет существенно увеличить пропускную способность, в том числе при низких и средних процентах покрытия. Также Homeplug выдавал достаточно высокие скорости передачи данных при 20 подключенных к сети компьютерах, что делает его одним из самых лучших стандартов в своей области.

**Заключение**

В статье были рассмотрены несколько стандартов для следующих областей применения: система «умный дом»; узкополосная, низкоскоростная передача данных на большие расстояния и широкополосная, высокоскоростная передача данных на малых расстояниях.

*Литература*

1. Sadowski Z. Comparison of PLC-PRIME and PLC-G3 protocols // 2015 International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation (ISNCC). – IEEE, 2015. – P. 1–6.
2. Slacik J., Mlynek P., Fudjak R. Broadband Power-line Devices Comparison and HomePlug AV2 Experimental Measurement // 41st International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP). – IEEE, 2018. – P. 1–4.
3. HomePlug AV2. (2013). Homeplug AV and IEEE. – 1901. – P. 312–323.
4. Hoch M. Comparison of PLC G3 and PRIME // 2011 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications. – IEEE, 2011. – P. 165–169.
5. Yuejun Z., Mingguang W. Design of wireless remote module in X-10 intelligent home // 2005 IEEE International Conference on Industrial Technology. – IEEE, 2005. – P. 1349–1353.
6. Hallak G. et al. PLC for home and industry automation // Power Line Communications: Principles, Standards and Applications from Multimedia to Smart Grid. – 2016. – P. 449–472.
7. Mudriievskiy S., Lehnert R. Performance evaluation of the G. hn PLC PHY layer //18th IEEE International

Symposium on Power Line Communications and Its Applications. – IEEE, 2014. – P. 296–300.

8. IEEE Standard for Medium Frequency (less than 12 MHz) Power Line Communications for Smart Grid Applications (n.d.).

**Мухамадиев Семен Минисович**

Студент каф. ТОР ТУСУРа  
Эл. почта: sema.fandmc3@mail.ru

**Дмитриев Эдгар Михайлович**

Аспирант каф. ТОР ТУСУРа  
Эл. почта: edegor1993@mail.ru

**Рогожников Евгений Васильевич**

Канд. техн. наук. доцент каф. ТОР ТУСУРа  
Эл. почта: udzhon@mail.ru

**Милютин Владимир Сергеевич**

Магистрант каф. ТОР ТУСУРа

**Петровский Кирилл Викторович**

Магистрант каф. ТОР ТУСУРа

УДК 621.396.44

**А.А. Охрименко, Я.В. Крюков, Д.А. Покаместов**

## **Исследование влияния погрешности оценки канала передачи на расчет мощности при уплотнении пользовательских каналов методом PD-NOMA**

Приведены результаты исследования влияния погрешности оценки состояния канала передачи на расчет мощности при уплотнении каналов методом PD-NOMA. Реализована математическая модель работы метода PD-NOMA с расчетом мощности для двух абонентов. Код был реализован в среде программирования MATLAB R2017b.

**Ключевые слова:** PD-NOMA, QPSK, отношение сигнал/шум, расчет мощности, оценка канала передачи, дисперсия шума, вероятность битовой ошибки.

В настоящее время повышается число мобильных устройств, возникает потребность в увеличении пропускной способности мобильных систем связи. Планируется удовлетворить эту потребность пятым поколением беспроводных сетей 5G, которые должны поддерживать большое количество подключаемых устройств. По сравнению с существующим четвертым поколением 4G сотовой сети 5G, как ожидается, должен обеспечить следующие характеристики: до 100 раз увеличить скорость передачи данных, снизить задержки доступа к сети, в десятки раз большее число подключенных устройств в один момент времени, в 10 раз уменьшить потребление энергии и возможность объединения сетевой инфраструктуры.

Методы множественного доступа идеологически можно разделить на две категории – ОМА (Orthogonal Multiple Access – ортогональный метод множественного доступа) и NOMA (Non-Orthogonal Multiple Access – неортогональный метод множественного

доступа). Ортогональные методы множественного доступа основаны на принципе мультиплексирования каналов с исключением межканальной интерференции. В схемах ортогонального множественного доступа основным фактором является максимально возможное исключение межканальной интерференции, которая не позволяет достоверно демодулировать каналные символы. Однако в процессе прохождения сигнала через канал распространения радиоволн может возникать неконтролируемая межканальная интерференция, которая допустима до тех пор, пока сигналы одних каналов незначительно увеличивают вероятность появления ошибок в других. В отличие от ОМА, группа методов NOMA основана на идее использования контролируемой межканальной интерференции для получения выигрыша спектральной эффективности [1, 2].

На данный момент технологии NOMA делятся на два направления: мощностное PD-NOMA (Power Domain NOMA – разделение по мощности NOMA) и

кодирование CD-NOMA (Code Domain NOMA – кодирование по области кода NOMA).

В CD-NOMA применяется разделение каналов с помощью специальной квазиортогональной расширяющей кодовой последовательности (схоже с CDMA) [2].

Принцип метода PD-NOMA состоит в уплотнении каналов по мощности в едином частотно-временном ресурсе, при этом каждый пользователь является межканальной помехой для соседних. Но с помощью специальных алгоритмов компенсации возможно устранить межканальную помеху и произвести демодуляцию принятого сигнала.

#### Метод неортогонального множественного доступа с разделением каналов по мощности PD-NOMA

Метод неортогонального множественного доступа NOMA позволяет нескольким пользователям использовать единый частотно-временной ресурс без использования ортогональных функций. Это способствует увеличению спектральной эффективности и росту количества пользователей, одновременно находящихся в сети.

В 2013 г. впервые предложен метод PD-NOMA, основанный на использовании мощностного домена. Пользовательские каналы, имея отличную друг от друга мощность, располагаются в едином частотно-временном ресурсе. В основе PD-NOMA находится технология суперпозиционного кодирования SC (Superposition Coding) [3]. Так как разделение пользовательских каналов происходит по мощности, общий сигнал на выходе передатчика является суперпозицией сигналов всех пользователей с отличной друг от друга мощностью. В качестве примера приведён рис. 1, на котором изображено мультиплексирование 3 каналов методом PD-NOMA.

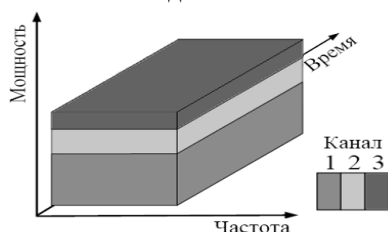


Рис. 1. Пример мультиплексирования 3 каналов

Отношения мощностей в мультиплексируемых каналах влияет на компенсацию межканальных помех: чем больше парциальная мощность в канале, тем легче его компенсировать. Применять PD-NOMA выгодно, когда абонентские каналы передачи сильно различаются по отношению сигнал/шум (ОСШ). Пользователю с простым каналом распространения радиоволн (РРВ) и высоким ОСШ возможно предоставить малую долю мощности относительно пользователя с сложным каналом РРВ и низким ОСШ. Выделенная мощность должна удовлетворять требуемую скорость передачи всех абонентов.

К одной узловой станции, в реальном времени, могут получать доступ несколько десятков и даже сотен абонентов. Каналы РРВ в значительной степени зависят от местоположения пользователя в зоне

радиодоступа. Это связано с прохождением сигнала различных трасс, которые зависят от застройки города.

Сигнал PD-NOMA является суперпозицией сигналов всех пользователей с различной мощностью в данном частотно-временном ресурсе. Для формирования общего транспортного сигнала  $S$ , содержащего в себе  $N$  пользовательских каналов воспользуемся формулой (1), где  $\mathbf{X}_N$  – вектор канальных символов  $N$ -го канала,  $\mathbf{p}_N$  – парциальная мощность  $N$ -го канала. Если канал с мощностью  $\mathbf{p} > \mathbf{p}_N$ , то это канал верхнего уровня относительно  $N$ -го канала, а каналы с  $\mathbf{p} < \mathbf{p}_N$  являются каналами нижнего уровня относительно  $N$ -го канала.  $S$  – общий транспортный сигнал [4–6].

$$S = \sum_{N=1}^N \sqrt{\mathbf{p}_N} \cdot \mathbf{X}_N. \quad (1)$$

При практической реализации метода PD-NOMA возникают проблемы, связанные с демодулированием. Для демодуляции применяется метод SIC (Success interference cancellation – успешное подавление помех) [7]. Метод SIC заключается в последовательной демодуляции и компенсации мощных сигналов для демодуляции менее мощных впоследствии. Если при демодуляции происходит ошибка, это увеличивает число ошибок последующих каналов. Таким образом, ошибка будет накапливаться.

После демодуляции и декодирования первого канала необходимо его вновь восстановить и компенсировать. В зависимости от типа используемой модуляции время на выполнение алгоритмов расчетов увеличивается. Чем больше каналов, тем дольше будет проходить демодуляция. В среднем время выполнения демодуляции и декодирования в десять раз дольше выполнения остальных операций.

PD-NOMA позволяет мультиплексировать до восьми каналов, но при этом на каждый канал должна быть рассчитана парциальная мощность. Метод расчета зависит от таких факторов, как состояние канала РРВ и пропускная способность канала. Следовательно, при большом количестве каналов расчет требуется проводить дольше по времени. За этот промежуток возможны изменения характеристик канала РРВ. Это скажется на неточности ОСШ, что повлечет увеличение вероятности ошибки, которая может накапливаться.

В методе SIC операции декодирования и кодирования не являются обязательными, но применяется помехоустойчивое кодирование из-за возможности исправить некоторое количество битовых ошибок и точнее восстановить канальные символы, такой метод называют CL-SIC (Code Level – SIC). Метод при неиспользовании помехоустойчивого кодирования/декодирования называется SL-SIC (Symbol Level – SIC)

#### Расчет мощности для 2 абонентов при уплотнении методом PD-NOMA

Расчет мощности производится, основываясь на следующих параметрах: вероятность возникнове-

ния ошибки, отношение сигнал/шум в каналах связи, дисперсия шума, среднее квадратическое отклонение.

Распределяемая мощность для 2 абонентов изначально задана. Зная отношение сигнал/шум в канале передачи, определяются уровень шумов и дисперсия шума. Далее рассчитывается среднее квадратическое отклонение. Через функцию вероятности попадания случайной величины на заданный участок определяется радиус зоны попадания. Из радиуса зоны попадания определяется мощность для первого канала. Значение мощности для второго канала находится через разность распределяемой мощности для двух каналов и мощности канала с наибольшим значением отношения сигнал/шум.

Точность определяемого отношения сигнал/шум влияет на правильность распределения мощности для абонентов. Рассмотрены два случая, когда ОСШ больше истинного и меньше.

Первый случай – если рассчитанная оценка ОСШ больше истинного значения, то области детектирования символов модуляции не будут накладываться друг на друга. Это не приведет к ошибкам у первого абонента, но влияет на распределение мощности другого канала, что в свою очередь может привести к ошибкам у других абонентов если количество абонентов больше 2 или 3.

Второй случай – если оценка ОСШ меньше истинного значения, области детектирования символов будут накладываться друг на друга, что приведет к ошибкам при демодуляции. Так как при демодуляции PD-NOMA сигнала используется метод SIC, то ошибки могут распространиться и на других абонентов. На рис. 2 изображен график зависимости отношения мощностей для 2 абонентов при неправильном определении отношения сигнал/шум, которое меньше истинного.

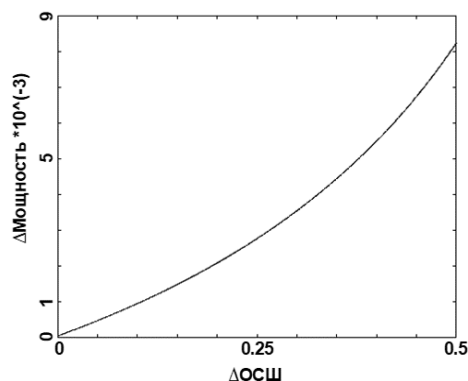


Рис. 2. Зависимость распределения мощности для двух абонентов при неправильном определении ОСШ

### Заключение

В результате выполнения работы было исследовано влияние погрешности оценки канала передачи на расчет мощности при уплотнении методом PD-NOMA. Анализируя рис. 2, можно сделать вывод: при количестве абонентов больше 3, погрешность в оценке канала связи увеличит количество возникших ошибок в канале с меньшей мощностью.

Полученные результаты можно использовать при мультиплексировании и распределении мощности в PD-NOMA. Работа будет продолжаться в направлении разработки алгоритма мощности, учитывающего погрешность оценки канала связи, для уменьшения ошибок.

Работа выполнена при поддержке гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержки научных исследований молодых российских ученых. Грант МК-1126.2019.9.

### Литература

1. Wang P., Xiao J. Comparison of orthogonal and non-orthogonal approaches to future wireless cellular systems // IEEE Veh. Technol. Mag. – 2006. – Vol. 1, № 3. – P. 1–4.
2. Крюков Я.В. Формирование и обработка сигналов многоканальных систем связи с разделением каналов по мощности: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.04. – Томск, 2017. – 127 с.
3. Panwar N., Sharma S., Singh A.K. A survey on 5G: The next generation of mobile communication // Physical Communication. – 2016. – Vol. 18. – P. 64–84.
4. Chen Z., Ding Z., Dai X., Zhang R. An optimization perspective of the superiority of NOMA compared to conventional OMA // IEEE Transactions on Signal Processing. – 2017. – Vol. 65. – P. 5191–5202.
5. Крюков Я.В. Метод неортогонального множественного доступа / Я.В. Крюков, А.Я. Демидов, Д.А. Покаместов // 26-я Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии»: матер. конф. – 2016. – Т. 4. – С. 658–665.
6. Покаместов Д.А. Концепция физического уровня систем связи пятого поколения / Д.А. Покаместов, Я.В. Крюков, Е.В. Рогожников, Р.Р. Абенев, А.Я. Демидов // Изв. высш. учеб. завед. Радиоэлектроника. – 2017. – Т. 60, № 7. – С. 367–382.
7. Timotheou S., Krikidis I. Fairness for non-orthogonal multiple access in 5G systems // IEEE Signal Processing Letters. – 2015. – Vol. 22. – P. 1647–1651.
8. Крюков Я.В. Алгоритм расчета мощности каналов при неортогональном множественном доступе NOMA / Я.В. Крюков, А.Я. Демидов, Д.А. Покаместов // Доклады ТУСУР. – 2016. – Т. 19, № 4. – С. 91–94.
9. Chen X. Evaluations of downlink non-orthogonal multiple access combined with su-mimo // Personal, Indoor, and Mobile Radio Communication (PIMRC) // IEEE 25th Annual International Symposium on. – 2014. – P. 1887–1891.
10. Yilmaz O.N., Wang Y.-P.E., Johansson N.A., Brahmhi N. Analysis of ultra-reliable and low-latency 5G communication for a factory automation use case // In 2015 IEEE international conference on communication workshop (ICCW). – P. 1190–1195.

**Охрименко Артем Аркадьевич**

Студент ТУСУРа

Эл. почта: okhrikkapp@gmail.com

**Крюков Яков Владимирович**

Доцент каф. ТОР ТУСУРа

Эл. почта: kryukov.tusur@gmail.com

**Покаместов Дмитрий Алексеевич**

Доцент каф. ТОР ТУСУРа

Эл. почта: dmaltomsk@mail.ru

УДК 519.246.25

А.И. Дёмко, О.Ю. Семенов

## Корреляционная обработка ультразвуковых сигналов в уровнеметрии

Для измерения уровня нефтепродуктов широко используются магнитострикционные уровнемеры, что определяет актуальность их исследования и усовершенствования. Целью статьи является исследование возможности применения корреляционной обработки сигналов для измерения временных интервалов в магнитострикционных уровнемерах. В статье рассмотрены задачи оптимизации алгоритмов цифровой обработки сигналов, обеспечивающих работу в режиме реального времени. Для решения этих задач используются методы численного моделирования и статистической обработки ультразвуковых сигналов. Рассматриваются алгоритмы цифровой обработки сигналов для вычисления временных интервалов на основе использования взаимно корреляционных функций. Проведена оптимизация опорного сигнала для уменьшения числа выполняемых операций. Приведённые результаты могут быть использованы в уровнеметрии.

**Ключевые слова:** магнитострикционный уровнемер, временной интервал, ошибка измерения, взаимно корреляционная функция.

В нефтегазовой отрасли используются устройства измерения параметров нефтепродуктов (уровня, температуры, плотности, объёма) системы распределённых на большой территории резервуаров и передачи информации об измеренных параметрах по радиоканалу [1]. Измерение уровня часто производится магнитострикционными уровнемерами, для которых информация об уровне содержится во временном интервале между импульсами на выходе пьезопреобразователя. В радиолокации, радионавигации и связи используется теория оптимальной обработки сигналов [2], позволяющая получить наилучший (по критерию отношения сигнал/шум) в классе линейных систем результат решения задач обнаружения, различения, оценки параметров, фильтрации, разрешения и распознавания сигналов. Целью статьи является исследование возможностей применения корреляционной обработки сигналов в уровнеметрии.

Магнитострикционный уровнемер [3] содержит модуль электроники и звукопровод, продетый через поплавки, находящийся на поверхности жидкости.

На рис. 1 изображена структурная схема магнитострикционного уровнемера. Сигнал на выходе пьезопреобразователя магнитострикционного уровнемера представляет собой периодически следующие пары импульсов, расстояния между началами которых однозначно связано с измеряемым уровнем.

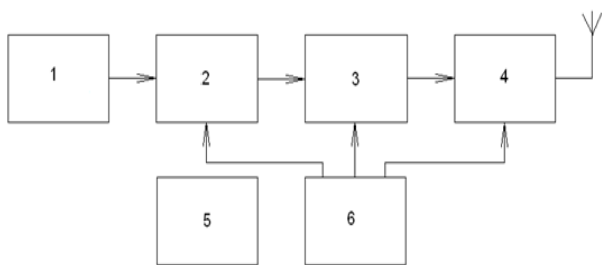


Рис. 1. Структурная схема магнитострикционного уровнемера: 1 – пьезоприёмник; 2 – компаратор; 3 – вычислитель; 4 – радиомодем; 5 – автономный модуль сенсоров; 6 – блок питания

На рис. 2 показаны сигналы в магнитострикционном уровнемере.

Рассмотрим возможность использования практически реализуемых цифровых методов оптимальной обработки сигналов для измерения временных интервалов в магнитострикционных уровнемерах.

Принятые пьезоприёмником ультразвуковые импульсы поступают на компаратор (см. рис. 1), прямоугольные импульсы с выхода которого используются для измерения временного интервала и вычисления уровня вычислителем. Вычисленные данные с помощью радиомодема передаются по радиоканалу на пункт сбора информации.

Предположим, что звукопровод акустически однороден, а температура жидкости одинакова по высоте резервуара, тогда измеренная величина задержки ультразвука при двойном прохождении через погружённую в жидкость  $L_1$  часть звукопровода

$$\tau_{\text{изм}} = 2 \cdot L_1 / V_1, \quad (1)$$

где  $V_1$  – скорость звука в находящемся в жидкости участке звукопровода.

Измеренная величина задержки ультразвука может быть пересчитана в значение уровня жидкости

$$L_1 = \frac{\tau_{\text{изм}}}{2} \cdot V_1. \quad (2)$$

Если нижний конец звукопровода не касается дна резервуара, то вычисленное значение уровня жидкости не будет соответствовать действительному. Однако существует метод [4], позволяющий вычислить действительное значение уровня.

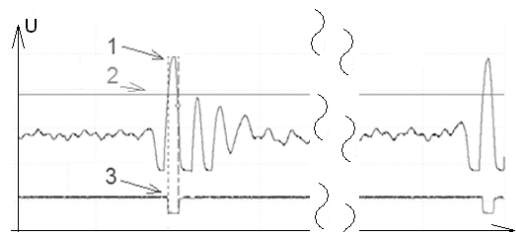


Рис. 2. Сигналы в магнитострикционном уровнемере: 1 – выходной сигнал пьезоприёмника; 2 – пороговый уровень компаратора; 3 – выходной сигнал компаратора



Как следует из принципа действия магнито-стрикционного уровнемера, выходные импульсы компаратора (см. рис. 2) являются основой для работы вычислителя, следовательно, определяют точностные характеристики уровнемера. На практике выявлено, что размах и форма выходного сигнала пьезоприёмника зависят от температуры, питающих напряжений и других неконтролируемых факторов, отчего возникают ошибки измерения временного интервала. Возможны также аварийные ситуации, когда один или оба измерительных импульса на выходе пьезоприёмника не достигают порога или наоборот, превышение порога происходит от помех.

Воспользуемся теорией оптимальной обработки сигналов, в соответствии с которой при воздействии на вход приёмника смеси  $x(t)$  полезного сигнала  $u(t)$  и помехи  $n(t)$  оптимальный приёмник вычисляет корреляционный интеграл, используемый для принятия решения. Если параметры сигнала полностью известны, а помеха является гауссовским случайным процессом с равномерной спектральной плотностью, то корреляционный интеграл имеет вид

$$z = \int_0^T x(t) \cdot u(t) dt, \quad (3)$$

где  $T$  – длительность сигнала.

Корреляционный интеграл вычисляется с помощью коррелятора или согласованного фильтра. Коррелятор содержит генератор опорного сигнала, перемножитель и интегратор. На перемножитель поступают входной  $x(t)$  и опорный  $u(t)$  сигналы. Их произведение интегрируется до момента окончания ожидаемого сигнала. Согласованный фильтр является пассивным фильтром с импульсной характеристикой, равной зеркально отображённому опорному сигналу. Общим между коррелятором и согласованным фильтром является равенство (с точностью до постоянного множителя) выходных напряжений в момент времени  $T$ , а также то, что согласованный фильтр и коррелятор максимизируют отношение сигнал/помеха на своём выходе. Различие заключается в том, что коррелятор является устройством с переменными во времени параметрами, а согласованный фильтр – устройством с постоянными параметрами, отчего согласованный фильтр инвариантен относительно задержки сигнала и его начальной фазы, а коррелятор не инвариантен.

Если сигнал имеет несколько измеряемых или неизменяемых параметров, то структура оптимального приёмника изменяется, но его основная часть также содержит коррелятор или согласованный фильтр.

Применительно к магнито-стрикционному уровнемеру оптимальную обработку можно реализовать корреляционной схемой с помощью микроконтроллера, предварительно записав  $N$  отсчётов опорного сигнала, взятых через интервал дискретизации  $T_d$  в память микроконтроллера ( $T = N \cdot T_d$ ). Операция интегрирования микроконтроллером реализуется путём суммирования

$$z(kT_d) = \sum_{n=1}^{64} x(nT_d) \cdot u_{\text{опл}}[(n-k)T_d]. \quad (4)$$

Для проверки возможности реализации этого алгоритма использовано сходство магнито-стрикционного сигнала (см. рис. 2) с функцией  $\sin(x)/x$ , для которой составлена программа моделирования суммы сигнала с шумом и вычисления корреляционного интеграла. Интервал дискретизации при моделировании был взят в 12 раз меньше ширины основного максимума функции, а выборка опорного сигнала состояла из 64 отсчётов (рис. 3).

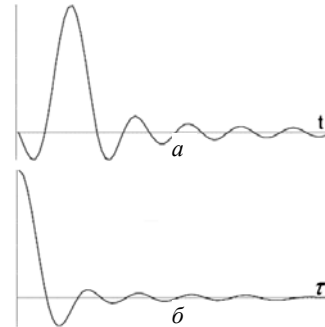


Рис. 3. Модель ультразвукового сигнала (а) и его корреляционная функция (б)

На рис. 4 приведена структура алгоритма расчёта уровня в соответствии с выражением (4).

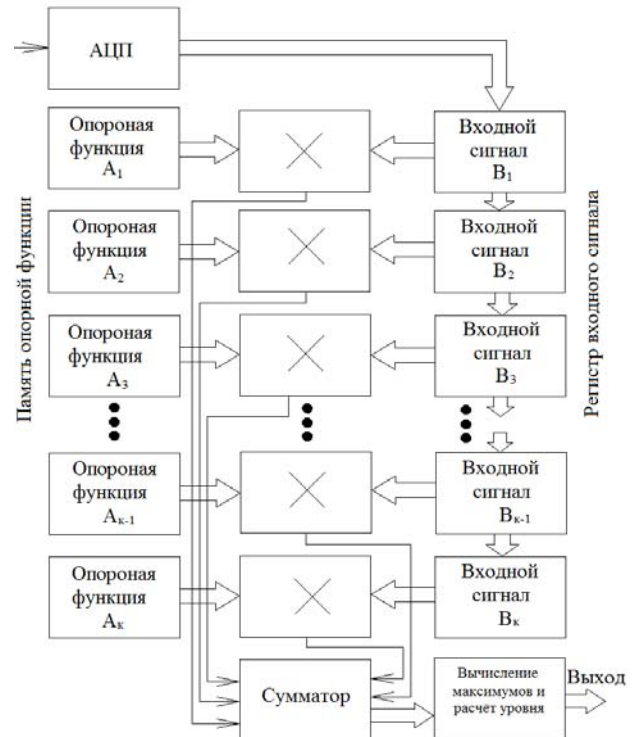


Рис. 4. Алгоритм измерения уровня

При расчёте корреляционной функции (4) требуется выполнение большого числа операций умножения и сложения, что предъявляет повышенные требования к вычислительному устройству и не всегда позволяет выполнять вычисления в режиме реального времени. Для уменьшения числа выполняе-

мых математических операций предложен вариант модифицированной опорной функции при вычислении корреляционного интеграла, который при этом становится уже взаимно корреляционным. Модификация (рис. 5) выражается в замене участков опорной функции между соседними точками перехода через ноль на постоянную величину, равную локальному экстремуму (максимуму или минимуму).

При переходе к модифицированной опорной функции число операций уменьшается в несколько раз за счёт группировки операций умножения:

$$z'(kT_d) = \sum_{m=1}^{10} u_{оп2}[(m-k)T_d] \cdot \sum_{n=1}^{N_m} x(nT_d), \quad (5)$$

где  $m$  – номер интервала модифицированной опорной функции;  $\sum_{n=1}^{N_m} x(nT_d)$  – сумма отсчётов анализируемой последовательности, попадающих в  $m$ -й интервал модифицированной опорной функции.

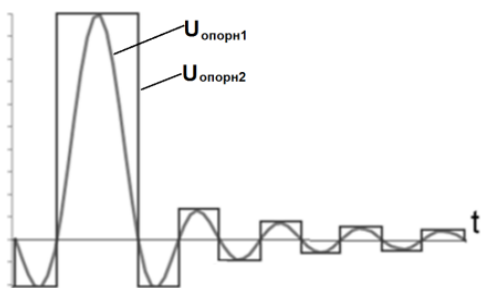


Рис. 5. Замена опорной функции  $U_{опорн1}$  на модифицированную  $U_{опорн2}$

На рис. 6 изображён ансамбль автокорреляционных функций исходной модели сигнала  $\sin x/x$  при малом отношении сигнал/шум.

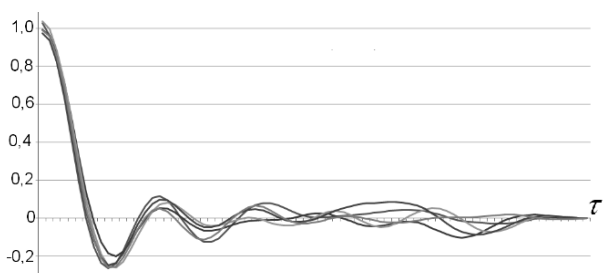


Рис. 6. Ансамбль автокорреляционных функций при отношении сигнал/шум  $q = 3$

На рис. 7 для сравнения приведены автокорреляционная функция исходной модели сигнала  $\sin x/x$  и взаимно корреляционная с модифицированным опорным сигналом. Структура взаимно корреляционной функции при модификации опорной функции (см. рис. 7) во многом схожа с исходной автокорреляционной функцией сигнала  $\sin x/x$ , за исключением увеличения уровня (на 31%) и ширины (на 15%) главного максимума.

Следующим шагом оптимизации числа математических операций была проверка характера изменения корреляционных свойств при квантовании отсчётов опорного сигнала: значения коэффициентов модифицированной опорной функции заменя-

лись ближайшими к ним значениями числа из ряда  $(2)^{-k}$ . Цель такого шага преобразований состоит в том, чтобы произведение текущего отсчёта сигнала на значение опорной функции заменить сдвигом разрядной сетки отсчёта сигнала. При таких преобразованиях каждая операция умножения текущего значения сигнала на масштабный коэффициент 0,5 заменяется сдвигом на один разряд разрядной сетки двоичного числа.

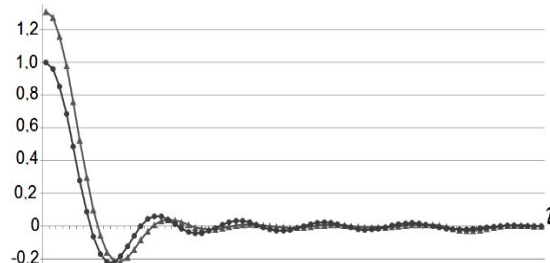


Рис. 7. Автокорреляционная (точки) и взаимно корреляционная (треугольники) функции

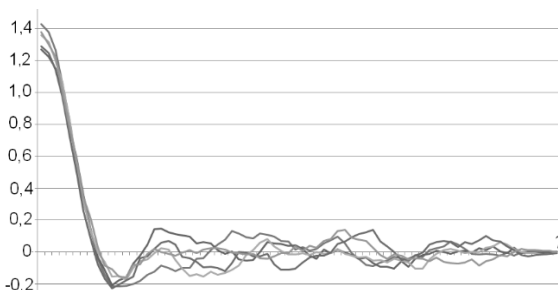


Рис. 8. Ансамбль модифицированных взаимно корреляционных функций с квантованными коэффициентами при отношении сигнал/шум  $q=3$

Умножение двоичного числа на 0,5 соответствует сдвигу двоичного числа на один разряд, умножение на 0,25 соответствует сдвигу на два разряда, умножение на  $(2)^{-k}$  соответствует сдвигу на  $k$  разрядов: умножение на 0,5 соответствует сдвигу двоичного числа на один разряд, умножение на 0,25 соответствует сдвигу на два разряда, умножение на 0,125 соответствует сдвигу на 3 разряда и т.д.

Структура взаимно корреляционной функции при квантовании коэффициентов опорного сигнала практически не изменилась за исключением незначительного изменения уровня главного максимума (на 0,87%) и первого бокового лепестка (на 2,2%).

Таким образом, предложен алгоритм измерения временного интервала между ультразвуковыми импульсами в уровнемере, устойчивый к изменению формы этих импульсов и уровню помех (рис. 9). Оцифрованные значения сигнала с выхода пьезоэлектрического преобразователя уровнемера подаются на сдвиговый регистр с отводами после каждого слова (задержкой на один интервал дискретизации). Группы соседних отсчётов суммируются, затем суммы должны умножаться на весовые коэффициенты, что реализуется поразрядным сдвигом числа, после чего производится повторное суммирование (часть значений с изменёнными относительно исходных знаками).

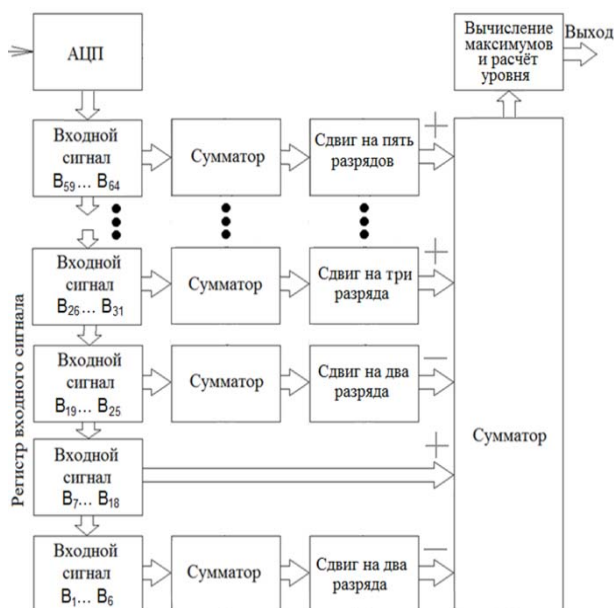


Рис. 9. Модифицированный алгоритм измерения уровня

На выходе сумматора образуются отсчёты взаимно корреляционных функций, находятся максимумы этих функций и вычисляется расстояние между максимумами, являющееся основой вычисления уровня (2).

Поскольку использование традиционных цифровых методов измерения временных интервалов в импульсных последовательностях вызывает рост погрешности измерения времени при уменьшении отношения сигнал/шум, уменьшении размаха импульсов и вариациях их формы (см. рис. 2), то применение методов корреляционной обработки сигналов позволяет в максимальной степени ослабить влияние шумов, помех и неконтролируемых параметров на точность измерения временных интервалов. Основной лепесток корреляционной функции определяет потенциальные достижимые точностные параметры (см. рис. 3, б), а уровень боковых лепестков определяет помехоустойчивость. Цифровые алгоритмы вычисления корреляционного интеграла обеспечивают универсальность и простую адаптацию к изменению параметров сигнала. Вместе с тем необходимость в выполнении большого числа операций (умножения и сложения) ограничивает возможности использования цифровых алгоритмов оптимальной обработки сигналов в режиме реального времени (см. рис. 4). Модификация цифровых алгоритмов вычисления корреляционного интеграла и переход к взаимно корреляционному интегралу (см. рис. 7) существенно уменьшают необходимое число операций (5) при сохранении основных метрологических характеристик (см. рис. 6 и 8).

#### Выводы

1. Погрешность измерения временных интервалов в магнитострикционных уровнемерах традиционными методами зависит от температуры, питающих напряжений и других неконтролируемых факторов, отчего возможны даже аварийные случаи невозможности измерений.

2. Применение корреляционной обработки акустических сигналов на основе микроконтроллера позволяет уменьшить погрешности измерения уровня нефтепродуктов и увеличить надёжность измерений.

3. Традиционные алгоритмы корреляционной обработки акустических сигналов требуют выполнения большого числа вычислений, что сложно реализовать в режиме реального времени и ведёт к увеличению мощности, потребляемой микроконтроллером.

4. Использование предложенной взаимно корреляционной обработки акустических сигналов на базе модифицированной квантованной опорной функции оптимизирует требования к числу операций при сохранении точностных параметров.

5. Приведённые результаты могут быть использованы в уровнемерии.

Работа выполнена при финансовой поддержке в рамках государственного задания, финансируемого Департаментом образования и молодёжной политики (приказ № 1281 от 25.08.2017) Ханты-Мансийского автономного округа – Югры.

#### Литература

1. Дёмко А.И., Радомский С.А. Сеть сбора метрологических данных системы дистанционного контроля параметров жидкости в резервуарах // Телекоммуникации и транспорт (T-Comm – Telecommunications and Transport\_magazine. – 2014. – Т. 8, №3. – С. 19–22.
2. Ван Трис. Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. – Т. 1: Теория обнаружения, оценок и линейной модуляции. – Нью-Йорк, 1968 / пер. с англ., под ред. В.И. Тихонова. – М.: Сов. радио, 1972. – 744 с.
3. Ганиев М.И., Дёмко А.И., Семенов О.Ю. Применение пьезоэлектрических преобразователей в магнитострикционных уровнемерах // Технологии будущего нефтегазодобывающих регионов: сб. ст. Первой Междунар. науч.-практ. конф. молодых ученых и специалистов Первого Междунар. молодежного науч.-практ. форума «Нефтяная столица». – Сургут: УНИИ СурГУ. – 2018. – С. 59–63.
4. Пат. 2518470. Российская Федерация, МПК<sup>7</sup> G01F 23/28. Способ измерения уровня и других параметров фракционированной жидкости и магнитострикционный уровнемер для его осуществления / Дёмко А.И., Коблов А.В., Напольский А.Н., Петров Б.А., Радомский С.А.; заявитель и патентообладатель: ООО «Средства автоматизации Радомского и Компании». – № 2012149494/28; заявл. 20.11.2012; опубл. 10.06.2014. Бюл. № 16. – 15 с.

#### Дёмко Анатолий Ильич

Канд. техн. наук, доцент каф. радиоэлектроники и электроэнергетики (РЭиЭ),  
вед. науч. сотр. научно-образовательного центра (НОЦ) политехнического института (ПИ)  
Сургутского государственного университета (СурГУ)  
ORCID 0000-0003-0747-0294  
Эл. почта: dai321@mail.ru

#### Семенов Олег Юрьевич

Канд. физ.-мат. наук, ст. преподаватель каф. РЭиЭ,  
вед. науч. сотр. НОЦ ПИ СурГУ  
ORCID 0000-0002-3553-7356  
Эл. почта: ous.tutor.phinma@mail.ru

УДК 621.396

К.А. Якименко

## Алгоритм построения гибридных синтезаторов частот на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза

Гибридные синтезаторы частот на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза обладают низким уровнем фазовых шумов, обеспечивают малый шаг и высокую скорость перестройки по частоте. В данной работе представлена обобщенная схема гибридного синтезатора частот, формирующего широкий диапазон выходных частот с малым шагом перестройки за счет применения цифрового вычислительного синтезатора (ЦВС). Разработан алгоритм построения гибридного синтезатора по заданным значениям опорной и выходных частот. Представленный алгоритм необходим для автоматизации структурного проектирования гибридных синтезаторов на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза частот и анализа их шумовых характеристик.

**Ключевые слова:** гибридный синтезатор, цифровой вычислительный синтезатор, ЦВС, фазовая автоподстройка частоты, ФАПЧ, формирование сигналов.

Синтезаторы частот активно используются в качестве формирователей сигналов практически во всех современных радиосистемах [1]. Тенденция построения синтезаторов по традиционным методам синтеза (прямому и косвенному) по отдельности в силу ряда недостатков и ограничений постепенно отходит на второй план, уступая место гибридному методу. В настоящее время получили широкое распространение гибридные синтезаторы на основе прямого цифрового (цифровые вычислительные синтезаторы – ЦВС) и косвенного (системы фазовой автоподстройки частоты – ФАПЧ) метода синтеза [2–4]. Такие синтезаторы обеспечивают широкий диапазон выходных частот с малым уровнем фазовых шумов и дискретных побочных составляющих спектра (ДПСС) за счет применения системы ФАПЧ. Использование ЦВС позволяет добиться высокого разрешения по частоте (до 1 Гц). Однако значительное время перестройки (недостаток, характерный для всех синтезаторов на основе ФАПЧ) накладывает ограничения на использование гибридных синтезаторов на основе прямого цифрового и косвенного методов синтеза в некоторых приложениях (например, в телекоммуникационных системах с псевдослучайной перестройкой частоты, современных радиолокационных системах и др.).

Второй тип гибридных синтезаторов – гибридные синтезаторы на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза [5, 6]. Основной принцип их построения – перенос малого шага перестройки частоты, обеспечиваемого ЦВС, на более высокий частотный диапазон путем смещения, умножения, деления с частотой сигнала, формируемого одним или несколькими генераторами опорной частоты (ГОЧ). Достоинства таких гибридных синтезаторов – низкий уровень фазовых шумов, малый шаг и высокая скорость перестройки по частоте. Однако при проектировании синтезатора возникает проблема, связанная с выбором оптимальной структуры из большого количества всевозможных вариантов построения синтезатора. Для разработчика лучше, если этот процесс будет автоматизирован. В связи с этим *целью* данной работы является разработка

алгоритма построения гибридных синтезаторов частот на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза.

### Обобщенная схема гибридного синтезатора на основе прямого цифрового и прямого аналогового методов синтеза

Известны три основных метода построения прямых аналоговых синтезаторов: метод прямого преобразования, метод гармоник, метод идентичных декад [7, 8]. Такие синтезаторы являются, как правило, одноопорными, т.е. опорный сигнал для них формируется одним генератором опорной частоты (ГОЧ), при этом обеспечивается когерентность фазы выходного сигнала синтезатора опорному сигналу. Недостатком таких синтезаторов является существенное усложнение архитектуры при необходимости формирования малого шага сетки частот. В гибридных синтезаторах малый шаг перестройки обеспечивается ЦВС, за счет этого существенно упрощается архитектура. Обобщенная структурная схема гибридного синтезатора на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза представлена на рис. 1.

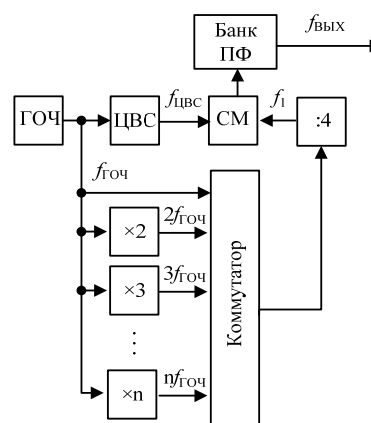


Рис. 1. Обобщенная структурная схема гибридного синтезатора на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза

Генератор опорной частоты формирует опорный сигнал с частотой  $f_{ГОЧ}$ . Данный сигнал является

тактовым для ЦВС, который, в свою очередь, формирует сигнал с частотой  $f_{\text{ЦВС}}$ . В соответствии с теоремой Котельникова частота ЦВС не может превышать половины тактовой частоты, однако на практике  $f_{\text{ЦВС}} < 0,4f_{\text{ГОЧ}}$ . Выходной сигнал ЦВС подается на смеситель частот. Сигнал ГОЧ подается на умножители частоты с коэффициентами умножения 1, 2, 3...  $n$ , далее сигналы с умноженной частотой поступают на управляемый коммутатор, частота выходного сигнала которого делится на 4 и подается на второй вход смесителя. Деление необходимо для формирования неразрывного диапазона частот. На выходе смесителя присутствует сигнал с суммарной частотой. Выходной сигнал гибридного синтезатора с требуемой частотой  $f_{\text{ВЫХ}}$  выделяется в переключаемом банке полосовых фильтров.

ЦВС формирует частоты в диапазоне практически от сотых долей герца до  $0,4f_{\text{ГОЧ}}$ . Таким образом, гибридный синтезатор способен формировать сигналы в диапазоне частот

$$\begin{cases} f_{\text{ГСmin}} = 0,25f_{\text{ГОЧ}}, \\ f_{\text{ГСmax}} = (0,25n+0,4)f_{\text{ГОЧ}} \end{cases} \quad (1)$$

с шагом, равным шагу перестройки ЦВС:

$$\Delta f = f_{\text{ГОЧ}} / 2^{N_{\text{нкф}}}, \quad (2)$$

где  $N_{\text{нкф}}$  – разрядность накопителя кода фазы. Диапазоны частот, формируемые гибридным синтезатором, представлены на рис. 2.

#### Алгоритм построения гибридного синтезатора частот

Для автоматизированного построения гибридного синтезатора частот разработчику необходимо задать исходные данные:

- частота сигнала генератора опорной частоты  $f_{\text{ГОЧ}}$ ;
- минимальная частота выходного сигнала гибридного синтезатора  $f_{\text{ГСmin}}$ ;
- максимальная частота выходного сигнала гибридного синтезатора  $f_{\text{ГСmax}}$ .

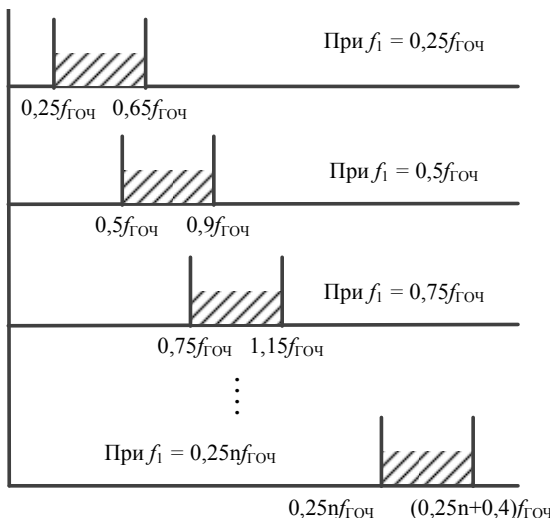


Рис. 2. Диапазоны частот, формируемые гибридным синтезатором

Алгоритм построения гибридного синтезатора будет составлять следующую последовательность действий:

Шаг 1. Задание исходных данных.

Шаг 2. *Определение требуемых коэффициентов умножения частоты опорного генератора.* На данном шаге происходит последовательное умножение  $f_{\text{ГОЧ}}$  на  $n = 1, 2, \dots$  и сравнение с  $f_{\text{ГСmin}}$  и  $f_{\text{ГСmax}}$ . В результате выполнения данного шага алгоритма получается набор значений коэффициентов умножения.

Шаг 3. *Расчет поддиапазонов, формируемых гибридным синтезатором,* при полученных коэффициентах умножения.

Шаг 4. *Расчет полосовых фильтров для выделения требуемых поддиапазонов.*

Шаг 5. *Определение шага перестройки частоты гибридного синтезатора по (2).*

Шаг 6. *Моделирование и анализ шумовых характеристик гибридного синтезатора частот.* На данном этапе по математическим моделям шумовых характеристик из [6] будет проведено моделирование спектральной плотности мощности фазовых шумов гибридного синтезатора и проведен анализ вкладов блоков синтезатора в результирующий уровень фазовых шумов.

*Конец алгоритма.*

Представленный алгоритм необходим для разработки специализированного программного обеспечения для структурного проектирования и частотного планирования гибридных синтезаторов частот на основе прямого цифрового и прямого аналогового методов синтеза.

Исследование выполнено при финансовой поддержке Совета по грантам Президента Российской Федерации, а также Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере в рамках проекта по конкурсу УМНИК-2018.

#### Литература

1. Рыжков А.В. Синтезаторы частот в технике радиосвязи / А.В. Рыжков, В.Н. Попов. – М.: Радио и связь, 1991. – 264 с.
2. Chenakin A. Frequency Synthesizers: From Concept to Product. – New York: Artech House, 2010. – 235 p.
3. Ромашов В.В. Моделирование шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот / В.В. Ромашов, Л.В. Ромашова, К.К. Храмов и др. // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2014. – № 1. – С. 5–20.
4. Ромашов В.В. Экспериментальное исследование шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот на основе прямого цифрового и косвенного методов синтеза / В.В. Ромашов, К.А. Якименко, А.Н. Докторов, Л.В. Ромашова // Вестник Поволж. гос. техн. ун-та. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2017. – № 1. – С. 6–17.
5. Кочемасов В. Цифровые вычислительные синтезаторы – применение в системах синтеза частот и сигналов / В. Кочемасов, А. Голубков, Н. Егоров, А. Черкашин, А. Чугуй // Электроника: Наука, технология, бизнес. – 2014. – № 8. – С. 171–178.
6. Якименко К.А. Исследование шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза // Ме-

тоды и устройства передачи и обработки информации. – 2017. – № 1. – С. 9–15.

7. Белов Л.А. Формирование стабильных частот и сигналов: учеб. пособие для студ. высш. учеб. завед. – М.: Академия, 2005. – 224 с.

8. Чистяков Н.И. Декадные синтезаторы частоты. – М.: Связь, 1969. – 80 с.

**Якименко Кирилл Александрович**

Канд. техн. наук, доцент каф. радиотехники

Муромского института (ф-ла)

ФГБОУ ВО «Владимирский гос. ун-т

им. А.Г. и Н.Г. Столетовых»

Эл. почта: yakimenko.kirill@yandex.ru

УДК 519.688

**А.В. Максимов, А.В. Тучин, А.К. Упит, Ю.А. Задираченко, А.Х. Юлдашева**

## Метод обнаружения предметов, меньших периодов интерферограмм

Описано продолжение работ, посвященных радиовидению. Предлагается метод обнаружения малых искажений поверхности по интерферограмме, снятой с поверхности.

**Ключевые слова:** интерференция, радиоволновое сканирование, малое искажение поверхности.

Для обнаружения посторонних предметов на поверхности объекта используется метод [1] восстановления поверхности объекта по его интерференционной картине.

Описанный в предыдущей работе [2] способ обнаружения посторонних предметов на поверхности объекта нельзя назвать универсальным, так как он отображает информацию о найденных предметах непосредственно на картине объекта. Это не позволяет локализовать малые искажения поверхности, сравнимые по своим размерам с периодом интерференционной картины. Описанный в данной статье метод основывается на уже полученных интерференционных картинах объекта, он позволяет обнаружить предметы, которые трудно обнаружить невооруженным глазом.

### Описание метода обнаружения малых предметов на поверхности объекта

Из рис. 1, полученного в работе [2], видно, что изменения в интерференционной картине, обуславливающиеся наличием искажения, сопровождаются резким изменением величины разности хода  $\Delta$  в окрестности нахождения искажения. Отсюда следует, что в области постороннего тела на поверхности объекта интерференционная картина изменяется скачкообразно.

Одним из способов отслеживания скачкообразных изменений интерференционной картины является получение производной и поиск выбросов её значений. Продифференцируем интерференционную картину для обнаружения искажений поверхности, а затем произведём двойное дифференцирование выбранного участка поверхности, содержащего искажение (рис. 2).

Из рис. 3 видно, что применение операции дифференцирования к строке интерферограммы позволяет обнаруживать нарушения гладкости исследуемой поверхности (искомые искажения), а это значит, что построчное дифференцирование интерферограммы позволит обнаруживать и локализовыв-

вать даже малые искажения поверхности, сравнимые с длиной волны облучающей антенной системы.

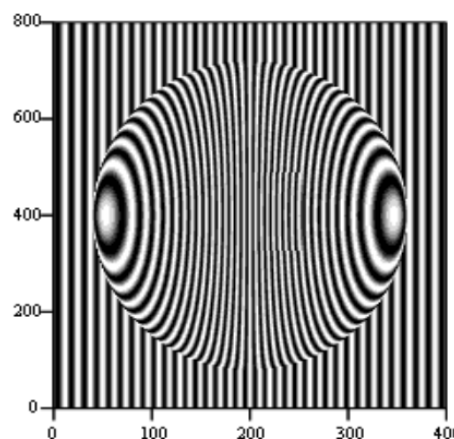


Рис. 1. Интерферограмма тела с посторонним предметом



Рис. 2. Участок поверхности, содержащий искажение

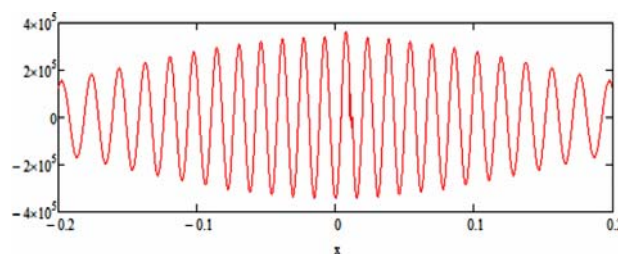


Рис. 3. Производная второго порядка заданного участка поверхности

Для подтверждения возможности применения такого способа увеличения точности производём сканирование участка поверхности, изображённого на рис. 2, двумя различными длинами волн –  $\lambda_1 = 5$  мм (см. рис. 4, а) и  $\lambda_2 = 6$  мм (см. рис. 4, б).

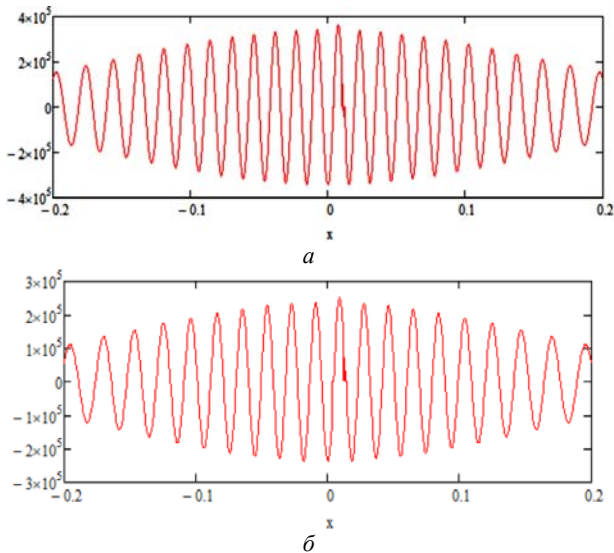


Рис. 4. Сканирование участка поверхности длиной волны 5 мм (а) и длиной волны 6 мм (б)

В этом случае на двух получившихся картинах выбросы, находящиеся в одних и тех же местах, однозначно определяются как искомые искажения поверхности. Все остальные выбросы исключаются как не подтвердившиеся, поскольку независимо от длины волны искажения на поверхности не изменяют своего местоположения и на обеих интерферограммах находятся в одних и тех же местах.

Сравнивая рис. 4, а и б, можно сделать вывод, что выбросы на обоих рисунках возникают в одном и том же месте поверхности, что соответствует области фактического расположения искажения на рис. 3. Таким образом, можно сделать вывод, что данный метод позволяет увеличить точность определения границ малых искажений, позволяя более точно локализовать их на гладкой поверхности.

Метод позволяет локализовать и обнаружить малое, по сравнению с периодом интерференционной картины, искажение поверхности при взятии второй производной и наглядно представлять его.

Для увеличения точности определения границ искажения предлагается производить сканирование тела дважды, что позволит избавиться от ошибок, возникающих как в процессе проведения математических вычислений, так и в результате влияния различных случайных факторов, возникающих при многократных отражениях радиоволн.

#### Литература

1. Заякин М.В., Зинченко М.В., Максимов А.В., Тихонов В.А. Восстановление контура по интерференционной картине // Электронные средства и системы управления: матер. докладов XII Междунар. науч.-практ. конф. (16–18 ноября 2016 г.): в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2016. – 236 с.
2. Максимов А.В., Тучин А.В., Упит А.К. Восстановление поверхности объекта по интерференционной картине: матер. докл. междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2017, Томск, 10–12 мая 2017 г. – Томск: В-Спектр, 2017. – Ч. 1. – С. 136–139.

**Максимов Анатолий Владимирович**  
Ст. преподаватель каф. РЗИ ТУСУРа  
Эл. почта: maksimovav@rzi.tusur.ru

**Тучин Александр Владимирович**  
Студент ТУСУРа  
Эл. почта: Ty4ka28@gmail.com

**Упит Алина Константиновна**  
Студентка ТУСУРа  
Эл. почта: alinochka.upit@mail.ru

**Задираченко Юлия Александровна**  
Студентка ТУСУРа  
Эл. почта: zadirachenko97@mail.ru

**Юлдашева Алина Хамидовна**  
Студентка ТУСУРа  
Эл. почта: alinyuldasheva97@gmail.com

УДК 621.371.3

**И. Канатбекулы, Д.А. Покаместов, Д.А. Кондрашов, Е.В. Мищенко**

## Оценка характеристик и компенсация влияния канала передачи для систем связи с OFDM

Получен результат эквалайзирования сигнала, прошедшего через канал передачи с быстрыми замираниями и аддитивным белым гауссовским шумом в системах с OFDM. Произведена оценка характеристик моделей канала. Исследована зависимость BER от SNR при разном шаге между пилотными поднесущими для трех моделей канала распространения.

**Ключевые слова:** OFDM-сигнал, пилот-сигнал, эквалайзирование, модель канала, оценка канала.

В современных беспроводных системах передачи данных широкое распространение получила технология OFDM (Orthogonal Frequency Division Multi-

plexing – ортогональное частотное разделение каналов). Она позволяет передавать данные с высокой скоростью и бороться с частотно-селективными за-

мированиями (ЧСЗ) и межсимвольной интерференцией (МСИ), возникающих в результате многолучевого распространения.

**Концепция OFDM**

Основная идея OFDM-модуляции заключается в следующем. Весь диапазон частот разделен между  $N$  ортогональными поднесущими, каждая из которых модулируется отдельно. Использование БПФ (быстрое преобразование Фурье) позволяет разделить высокоскоростной поток данных на множество низкоскоростных параллельных подпотоков, которые и модулируют поднесущие. За счет низкой символьной скорости становится возможным использование защитного интервала для борьбы с межсимвольной интерференцией. Защитный интервал является копией конца OFDM-символа, т.е. циклическим префиксом. Длительность защитного интервала выбирается большей, чем предполагаемая задержка копий сигнала.

Стоит отметить достоинства технологии OFDM: борьба с МСИ и ЧСЗ, эффективное использование частотного ресурса, адаптивное изменение скорости передачи за счет модуляции поднесущих раздельно. Но, как и у любых технологий, имеются и недостатки [1]: высокое значение пик-фактора, повышающее требования к линейности усилителей; высокий уровень внеполосного излучения; чувствительность к межчастотной интерференции.

На основе технологии OFDM разработаны новые методы, позволяющие обеспечить большую спектральную эффективность (NOMA-OFDMA, SCMA) и меньший уровень боковых лепестков в частотном спектре (FBMC) [1]. Принципы обработки сигналов, изложенные в этой работе, справедливы и для новых технологий, базирующихся на OFDM. С высокой долей вероятности некоторые из этих технологий будут применяться в системах связи пятого (будут упомянуты в следующих версиях стандарта) и следующих поколений.

**Оценка канала передачи**

При передаче сигналов возникает необходимость оценки передаточной характеристики (ПХ) канала распространения для последующего восстановления принятого сигнала методом эквалайзирования.

Для обеспечения синхронизации и оценки ПХ канала в OFDM-сигналах используются пилотные поднесущие, так называемые пилот-сигналы. Приемнику известны значения пилот-сигналов и их расположение в частотной сетке, что позволяет выделить их и оценить влияние канала на переданный сигнал.

Оценка ПХ канала осуществляется следующим образом. После удаления защитного интервала принятого сигнала и ОБПФ (обратное быстрое преобразование Фурье) производится выделение пилотных поднесущих, имеющих комплексное значение. Затем по ним различными методами интерполируется ПХ канала. В данной статье выбраны линейное расположение пилот-сигналов и метод интерполяции ку-

бическими сплайнами. Данный метод интерполяции является достаточно простым и относительно точным согласно [2, 3].

После оценки ПХ канала проводится операция эквалайзирования. Принятый сигнал делится на полученную оценку ПХ канала, тем самым частично компенсируется влияние канала передачи.

В соответствии с рекомендациями [4] были исследованы три модели канала:

- EPA – Extended Pedestrian A model – модель пешехода;
- EVA – Extended Vehicular A model – модель автомобиля;
- ETU – Extended Typical Urban model – модель города.

**Модель канала**

Для исследования влияния канала передачи была построена модель, имеющая следующие параметры:

- количество OFDM-символов – 40;
- частота дискретизации – 10 МГц;
- разнос частот между поднесущими – 9,76 кГц;
- число поднесущих – 1024;
- тип модуляции – 16-QAM;
- шаг сетки пилотных поднесущих – 40.

Получены оценки передаточных характеристик моделей канала для 16-QAM модуляции и шагом между пилот-сигналами, равным 40, представленных на рис. 1–3.

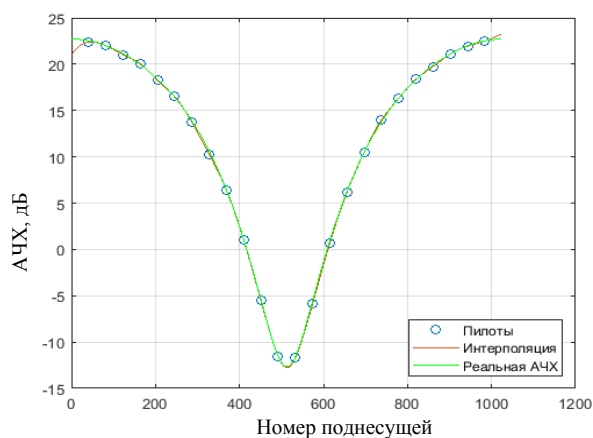


Рис. 1. Оценка ПХ канала EPA

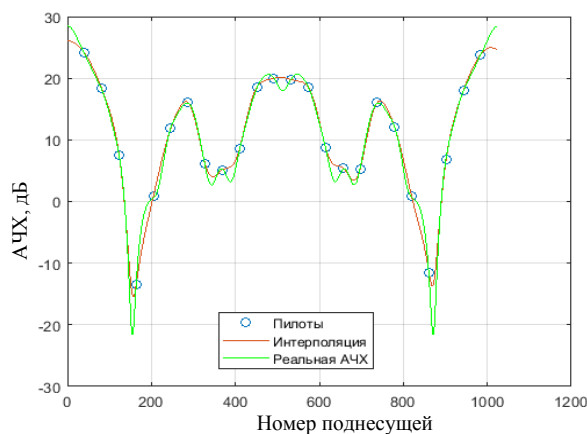


Рис. 2. Оценка ПХ канала EVA



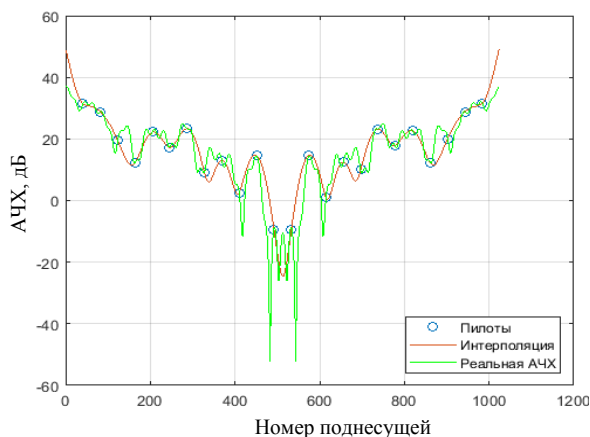


Рис. 3. Оценка ПХ канала EUTRA

Согласно рис. 3 модель канала EUTRA имеет достаточно частые, резкие и глубокие частотно-селективные провалы ПХ по сравнению с другими моделями. Вследствие этого при выбранном шаге между пилотами точность оценки канала недостаточна. Чтобы улучшить точность оценки, нужно увеличить число пилот-сигналов, следовательно, чем меньше шаг между пилотными поднесущими, тем больше точность оценки ПХ-канала.

Результатом работы являются графики зависимостей битовой вероятности ошибки (BER – bit error ratio) от отношения сигнал/шум (SNR – signal noise ratio) для разных значений шагов между пилот-сигналами  $h$  для каждой модели канала, представленные на рис. 4–6.

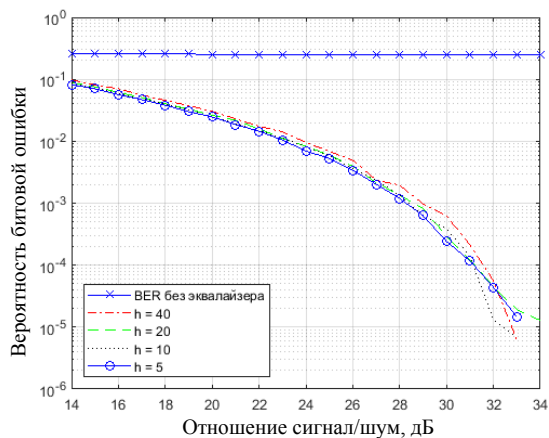


Рис. 4. Зависимость BER от SNR для канала EUTRA

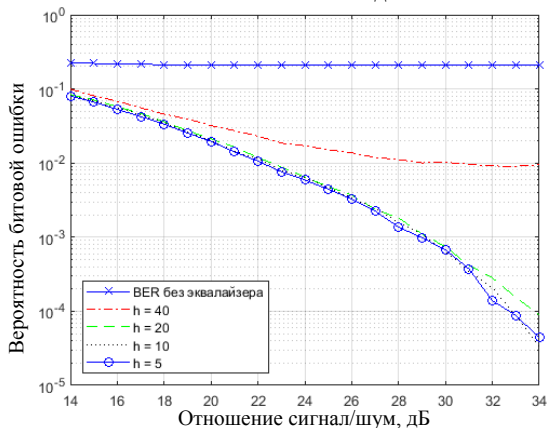


Рис. 5. Зависимость BER от SNR для канала EVA

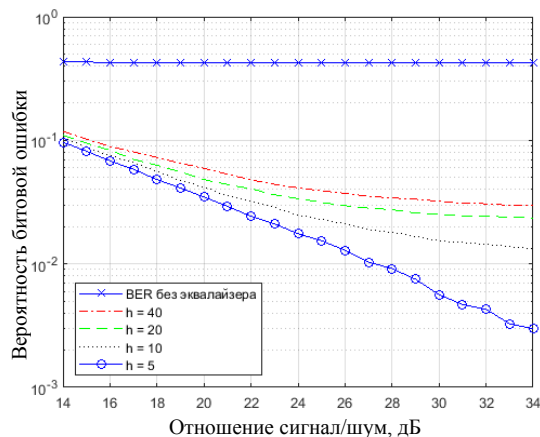


Рис. 6. Зависимость BER от SNR для канала EUTRA

Как видно из полученных зависимостей, эквалайзирование позволяет существенно снизить число ошибок, возникающих в результате многолучевого распространения. Количество пилотных поднесущих для моделей EVA и EUTRA имеет существенное значение для оценки характеристик канала и компенсации влияния канала. Для лучшей оценки ПХ указанных моделей необходимо частое расположение пилот-сигналов в спектре OFDM-сигнала. Так, в канале EVA пилот-сигналы необходимо располагать с шагом не менее 20. В канале EUTRA максимальный уровень помехоустойчивости достигается при шаге 5. Однако такое частое расположение служебных сигналов существенно снижает скорость передачи полезного сигнала.

В данной статье приведен результат оценки характеристики канала и эквалайзирования с линейным расположением пилотов и интерполяцией кубическими сплайнами. Для улучшения полученных результатов можно изменить способ расположения пилот-сигналов [5] и методы интерполяции, а также использовать дополнительные служебные сигналы.

Работа выполнена при поддержке гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержки научных исследований молодых российских ученых. Грант МК-1126.2019.9.

#### Литература

1. Покаместов Д.А. Формирование сигнальных конструкций для систем связи с множественным доступом на основе разреженных кодов: автореф. дис. ... канд. техн. наук. – Томск, 2017. – 158 с.
2. Крюков Я.В., Ушарова Д.Н., Вершинин А.С. Эквалайзирование канала данных системы LTE с частотно-селективными замираниями и аддитивным гауссовым шумом // Молодой ученый. – 2015. – № 10. – С. 244–247. – URL <https://moluch.ru/archive/90/18562/> (дата обращения: 04.10.2019).
3. Исследование методов эквалайзирования для систем связи с использованием OFDM-сигналов / Р.Р. Абенюв, А.С. Вершинин, Е.П. Ворошилин, Е.В. Рогожников // Вестник СибГУТИ. – 2013. – № 1 (21). – С. 50–56.
4. 3GPP TS 136.104, version 9.4.0, Release 9, Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA), Base station (BS) radio transmission and reception [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.etsi.org/deliver/>

etsi\_ts/136100\_136199/136104/09.04.00\_60/ts\_136104v090400r.pdf, свободный (дата обращения: 12.10.2019).

5. Ковалев В.В. Способы улучшения эквалайзирования в системах связи с OFDM / В.В. Ковалев, Д.А. Покаместов // Доклады ТУСУР. – 2018. – Т. 21, № 1. – С. 32–36.

---

**Канатбекулы Ислам**  
Студент ТУСУРа  
Эл. почта: islam-mabad@bk.ru

**Покаместов Дмитрий Алексеевич**  
Канд. техн. наук, доцент каф. ТОР ТУСУРа  
Эл. почта: dmaltomsk@mail.ru

**Кондрашов Данила Александрович**  
Студент ТУСУРа  
Эл. почта: kondrashoffgoto@yandex.ru

**Мищенко Евгений Владимирович**  
Студент ТУСУРа  
Эл. почта: mishchenko-evgeni@mail.ru

## Секция 3

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

*Председатели секции – Бабак Леонид Иванович, профессор каф. КСУП, д-р техн. наук;  
Черкашин Михаил Владимирович, декан ФВС, доцент каф. КСУП, канд. техн. наук*

УДК 621.375.4

А.А. Метель, И.М. Добуш, А.Е. Горяинов, Т.Н. Файль

### Анализ схемных решений и разработка СВЧ-интегрального усилителя с распределённым усилением на основе 0,15 мкм GaAs-pHEMT-технологии

Проведен обзор аналогов усилителя с распределённым усилением (УРУ) и используемых схемотехнических решений. Выполнена верификация традиционной методики проектирования УРУ и проведена оценка её эффективности. Разработана тестовая монолитная интегральная схема УРУ на основе технологии 0,15 мкм GaAs-pHEMT для диапазона частот 1–20 ГГц.

**Ключевые слова:** СВЧ-монолитная интегральная схема, малосигнальная модель, усилитель с распределённым усилением, GaAs-pHEMT.

Широкополосные усилители необходимы в системах высокоскоростной передачи данных и формирования изображений с высоким разрешением, оптоэлектронных и измерительных системах. Широкополосность усилителя определяет способность всей системы передавать информацию с высокой скоростью. Разработка широкополосных усилителей всегда являлась сложной задачей, а постоянно возрастающие требования к усилителям лишь усложняют процесс проектирования. Усилители с распределённым усилением (УРУ), иначе известные как усилители бегущей волны, являются одними из наиболее популярных типов широкополосных усилителей. Широкополосность УРУ достигается за счет того, что паразитные емкости транзистора образуют искусственную линию передачи.

В табл. 1 рассмотрим основные характеристики некоторых из существующих на данный момент УРУ, реализованных на различных технологических процессах. Анализируя используемые схемотехнические решения, стоит отметить, что в преобладающем большинстве используется каскод, что позволяет уменьшить коэффициенты отражения и расширить частотную полосу УРУ за счет уменьшения паразитной емкости затвор-сток [1]. Количество секций варьируется от 4 до 8. По уровню выходной мощности, при сжатии коэффициента усиления на 1 дБ, достаточно сильное преимущество у GaN-технологии за счет гораздо больших пробивных напряжений, по сравнению с GaAs и Si. Однако не у

всех фабрик уже имеется стабильная GaN-технология и в связи с этим подавляющее большинство коммерческих разработок УРУ изготавливается на GaAs. Стоит отметить, что коммерческие УРУ имеют менее широкую полосу в отличии от представленных в публикациях.

Таблица 1

Характеристики имеющихся УРУ

Ис-точ-ник	$\Delta f$ , ГГц	$G_{\pm \Delta G}$ , дБ	$NF$ , дБ	$P_{\text{вых}}$ 1дБ, дБм	$U_{\text{пит}}$ , В $I_{\text{потр}}$ , мА	Технология
[2]	DC-135	7±2	5...7	3	3,3 30	SiGe-BiCMOS
[3]	5–45	16±1	2...2,7	9,5	2 55	GaAs-pHEMT
[4]	8–42	6±1	–	23	15 300	GaN-HEMT
[5]	0,1–45	14±5	1,6...8	27	20 260	GaN-HEMT
[6]	75–100	16±0,5	–	30	13 1550	GaN-HEMT
[7]	16–40	24±1	–	38,5...42	10 –	GaN-HEMT
[8]	0,5–80	9±1	5	29,5	15 500	GaAs-pHEMT
[9]	DC-54	14±1	2...5	–	5 100	GaAs-pHEMT

#### Методика проектирования УРУ

Первые задачи, с которыми сталкивается проектировщик при разработке УРУ, – это выбор оптимального количества секций в требуемом частотном

диапазоне и оценка максимально возможного усиления. В результате анализа работ была выделена наиболее распространенная методика, описанная в [10], имеющая широкое применение на протяжении нескольких лет [11–13].

Расчет оптимального количества секций (1) непосредственно связан с расчетом потерь в передающих линиях затвора (2) и стока (3) и верхней граничной частотой работы УРУ:

$$N_{\text{ОПТ}} = \frac{\ln(\alpha_g l_g / \alpha_d l_d)}{\alpha_g l_g - \alpha_d l_d}, \quad (1)$$

где

$$\alpha_g l_g = \frac{\omega^2 \cdot R_i \cdot C_{gs}^2 \cdot Z_0}{2}, \quad (2)$$

$$\alpha_d l_d = \frac{Z_0}{2 \cdot R_{ds}}, \quad (3)$$

$\alpha_g l_g$ ,  $\alpha_d l_d$  – потери в передающих линиях затвора и стока соответственно.

Далее необходимо оценить максимально возможное усиление (4) для рассчитанного ранее количества секций.

$$G = \frac{g_m^2 \cdot Z_d \cdot Z_g}{4} \cdot \frac{(e^{-N \cdot \alpha_g l_g} - e^{-N \cdot \alpha_d l_d})^2}{(e^{-\alpha_g l_g} - e^{-\alpha_d l_d})^2}, \quad (4)$$

где  $g_m$  – крутизна транзистора;  $Z_g$ ,  $Z_d$  – балластные сопротивления затвора и стока, как правило, принимаются равными 50 Ом.

Представленная методика находит продолжение в оценке устойчивости усилителя [13], оценке минимального коэффициента шума [14–16], также параметры межсекционных входных и выходных линий могут варьироваться и влиять на основные характеристики УРУ [17].

**Малосигнальная шумовая модель используемого транзистора**

В настоящей работе при дальнейшей верификации методики и проектировании тестовой МИС УРУ использовался 0,15 мкм GaAs-pHEMT-транзистор, изображенный на рис. 1, с общей шириной затвора 4×40 мкм, изготовленный в АО «НИИПП».

С помощью визарда «50ohm Tech Smart HEMT Modeling» [18], предназначенного для автоматического построения малосигнальных моделей транзисторов GaAs-pHEMT непосредственно в САПР NI AWR Design Environment, была построена линейная шумовая модель используемого транзистора в рабочей точке  $U_{\text{СИ}} = 3 \text{ В}$ ,  $I_C = 20 \text{ мА}$  [19] и определены внутренние и внешние параметры эквивалентной схемы (ЭС). На рис. 2 и в табл. 2 приведены структура ЭС и значения её параметров соответственно. На рис. 3 приведено сравнение S-параметров построенной модели и результатов измерений, а на рис. 4 представлено сравнение коэффициента шума в тракте 50 Ом шумовой модели с исходными и обработанными данными измерений. Из полученных результатов видно, что построенная модель доста-

точно точно описывает результаты измерений в диапазоне частот 0,1–50 ГГц.

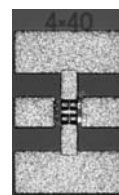


Рис. 1. Фотография используемого GaAs-pHEMT-транзистора

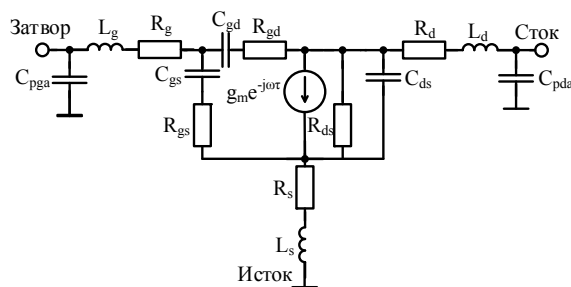


Рис. 2. Малосигнальная ЭС GaAs-pHEMT-транзистора

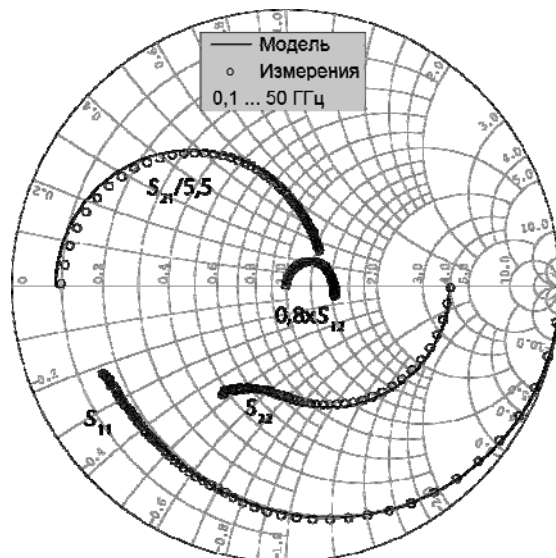


Рис. 3. Сравнение результатов измерений и моделирования S-параметров в рабочей точке  $U_{\text{СИ}} = 3 \text{ В}$ ,  $I_C = 20 \text{ мА}$

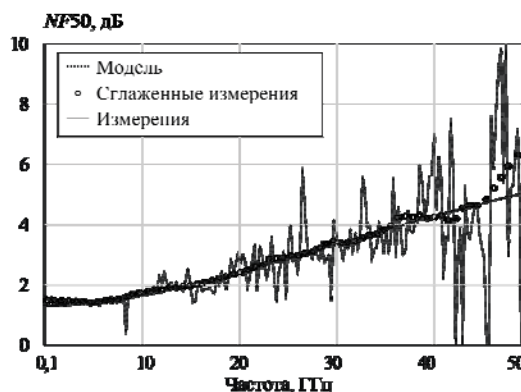


Рис. 4. Сравнение результатов измерений и моделирования коэффициента шума в рабочей точке  $U_{\text{СИ}} = 3 \text{ В}$ ,  $I_C = 20 \text{ мА}$

Таблица 2  
Внутренние и внешние параметры ЭС используемого транзистора в рабочей точке  $U_{СН} = 3 \text{ В}$ ,  $I_C = 20 \text{ мА}$

Параметр	$C_{pgs}$ , пФ	$L_g$ , пГн	$R_g$ , Ом	$C_{gds}$ , пФ	$R_{gd}$ , Ом	$R_{ds}$ , Ом	$L_d$ , пГн	$C_{pda}$ , пФ
Значение	0,042	3,426	0,317	0,041	17,501	2,858	3,385	0,018
Параметр	$C_{gs}$ , пФ	$R_{gs}$ , Ом	$R_{ds}$ , Ом	$C_{ds}$ , пФ	$G_m$ , мС	$\tau$ , пс	$R_s$ , Ом	$L_s$ , пГн
Значение	0,135	3,658	109,25	0,04	0,112	0,872	4,632	0,085

### Верификация традиционной методики проектирования УРУ

В настоящем разделе проведена верификация традиционной методики проектирования УРУ в диапазоне частот 1–20 ГГц, т.е. проведена оценка пригодности методики в качестве первого приближения при проектировании УРУ. В данной методике ЭС транзистора, представленная на рис. 5, приводится в значительно упрощенном виде, вследствие чего транзистор изначально является абсолютно устойчивым во всем диапазоне частот.

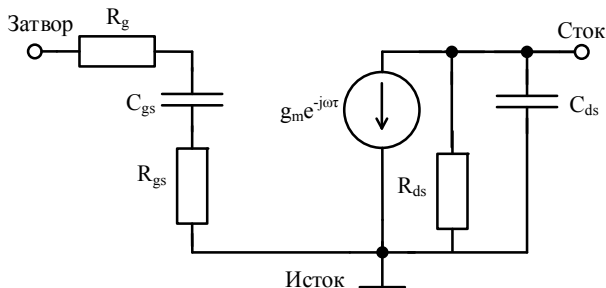


Рис. 5. ЭС транзистора, рассматриваемая в методике

Согласно исследуемому алгоритму, оптимальное количество секций равно 8 и максимально возможное усиление составляет 18,7 дБ. Для верификации использовалась представленная на рис. 6 базовая структура УРУ, входная и выходная линии были спроектированы так, чтобы обеспечивалась минимальная неравномерность коэффициента усиления. На рис. 7 представлены результаты моделирования коэффициента усиления.

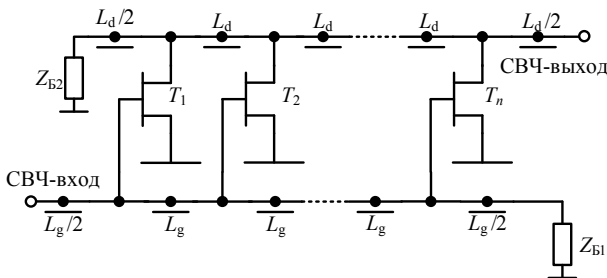


Рис. 6. Базовая структура УРУ

Из представленных характеристик видно, что коэффициент усиления составил 15,8 дБ с малой неравномерностью, что достаточно близко к расчетному значению. Однако ЭС реального транзистора значительно сложнее, в связи с чем при использовании реальной ЭС транзистора в схеме УРУ его СВЧ-характеристики значительно ухудшаются. Из рис. 7 видно, что коэффициент усиления УРУ на основе

реальной ЭС имеет недопустимый уровень пульсаций, кроме того, инвариантный коэффициент устойчивости становится меньше 1.

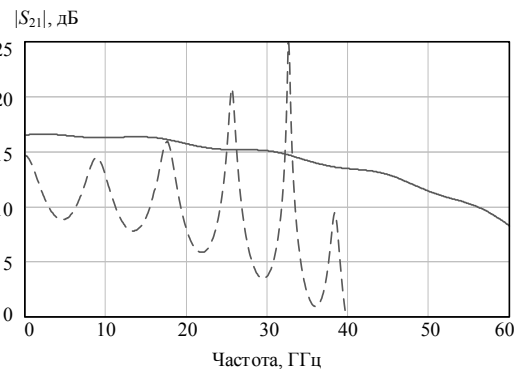


Рис. 7. Результаты моделирования коэффициентов усиления УРУ: сплошная линия – упрощенная ЭС; пунктирная линия – реальная ЭС

Согласно представленным в настоящем разделе результатам исследуемая методика малоприменна даже в качестве первого приближения и требует существенной доработки математического аппарата для учета большего количества проявляющихся эффектов в транзисторе.

### Разработка тестовой МИС УРУ

Разработана тестовая МИС 4-секционного УРУ для диапазона частот 1–20 ГГц. Вычислительный эксперимент показал, что схематехническое решение с использованием 4 секций является оптимальным, с точки зрения меньшей неравномерности коэффициента усиления, уменьшения коэффициентов отражения, шума и обеспечения устойчивости усилителя. В качестве активного элемента использовался представленный ранее GaAs-pHEMT-транзистор с периферией затвора  $4 \times 40$ . Ток потребления 4-секционного УРУ составил 80 мА при напряжении питания 3 В. Результаты моделирования СВЧ-характеристик УРУ представлены на рис. 8. В данный момент разработанная МИС УРУ находится на стадии изготовления.

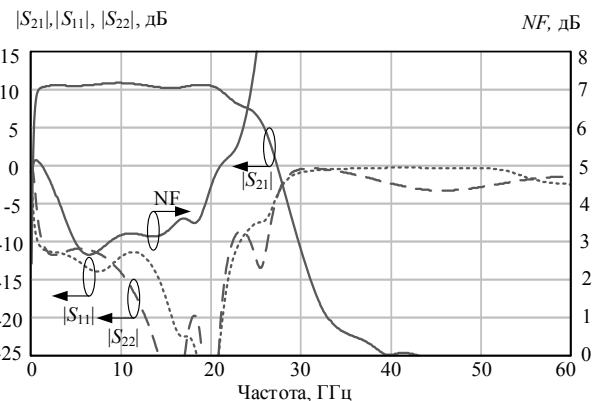


Рис. 8. Результаты моделирования СВЧ-характеристик УРУ диапазона частот 1–20 ГГц

### Заключение

Выполнены обзор и анализ используемых схематехнических решений. Рассмотрен традиционный алгоритм проектирования УРУ. Выявлено, что дан-

ная методика верна для упрощенных ЭС-транзисторов, однако имеет существенное расхождение при использовании реальных ЭС-транзисторов, вследствие чего малоприменяема для полноценного проектирования УРУ. Разработана тестовая МИС 4-секционного УРУ диапазона частот 1–20 ГГц, напряжение питания схемы 3 В, ток потребления 80 мА. Коэффициент усиления составил  $10,5 \pm 0,5$  дБ, коэффициенты отражения – не более –10 дБ, коэффициент шума не более 5 дБ.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-37-00138.

#### Литература

- Lin Y.-S. Bandwidth enhancement of cascode distributed amplifiers using inductive peaking technique and modified m-derived network / Y.-s. Liu, S.-H. Weng, H.-Y. Chang // Asia-Pacific Microwave Conference. – 2011. – P. 13–16.
- Hoffman J. 55-nm SiGe BiCMOS distributed amplifier topologies for time-interleaved 120-Gb/s fiber-optic receivers and transmitters / J. Hoffman, S. Shopov, P. Chevalier, A. Cathelin, P. Schvan, S. P. Voinigescu // IEEE J. Solid State Circuits. – 2016. – Vol. 51, No. 9. – P. 2040–2053.
- Nikandish G. A 40 GHz bandwidth tapered distributed LNA / G. Nikandish, A. Medi // IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs. – 2018. – Vol. 65, No. 11. – P. 1614–1618.
- Dennler P. 8–42 GHz GaN non-uniform distributed power amplifier MMICs in microstrip technology / P. Dennler, D. Schwantuschke, R. Quay, O. Ambacher // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. – 2012. – P. 1–4.
- Kobayashi K.W. A novel 100 MHz – 45 GHz input-termination-less distributed amplifier design with low-frequency low-noise and high linearity implemented with a 6 inch 0.15 um GaN-SiC wafer process technology / K. W. Kobayashi, D. Denninghoff, D. Miller // IEEE J. Solid-State Circuits. – 2016. – Vol. 51, No. 9. – P. 2017–2026.
- Schellenberg J.M. A 2-W W-band GaN traveling-wave amplifier with 25-GHz bandwidth // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2015. – Vol. 63, No. 9. – P. 2833–2840.
- Campbell C.F. Design and performance of 16–40GHz GaN distributed power amplifier MMICs utilizing an advanced 0.15 um GaN process / C.F. Campbell, S. Nayak, M.-Y. Kao, S. Chem // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. – 2016. – P. 1–4.
- Analog devices HMC-AUH312 Datasheet [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc-auh312.pdf> свободный (дата обращения: 11.08.2019).
- OMMIC CGY2144UH/C2 Datasheet [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.ommic.fr/download/CGY2144UH\\_C2\\_190410.pdf](http://www.ommic.fr/download/CGY2144UH_C2_190410.pdf) свободный (дата обращения: 11.08.2019).
- Pozar D.M. Microwave Engineering, 4th Edition. – Hoboken, NJ: Wiley, 2011. – 752 p.
- Alizadeh A. Design of a 2–12-GHz Bidirectional Distributed Amplifier in a 0.18-um CMOS Technology / A. Alizadeh, M. Meghdadi, M. Yaghoobi, A. Medi // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2019. – Vol. 67, No. 2. – P. 754–764.
- Chien J.-C. 40-Gb/s High-Gain Distributed Amplifiers With Cascaded Gain Stages in 0.18-um CMOS / J.-C. Chien, L.-H. Lu // IEEE J. Solid-State Circuits – 2016. – Vol. 42, No. 12. – P. 2715–2725.
- Nikandish G. Unilateralization of MMIC distributed amplifiers / G. Nikandish, A. Medi // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2014. – Vol. 62, No. 12. P. 3041–3052.
- Ghadiri A. Gain-enhanced distributed amplifier using negative capacitance / A. Ghadiri, K. Moez // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 2010. – Vol. 57, No. 11. P. 2834–2843.
- Moez K. A Low-Noise CMOS Distributed Amplifier for Ultra-Wide-Band Applications / K. Moez, M.I. Elmasry // IEEE Trans. Circuits and syst. II, express briefs. – 2008. – Vol. 55, No. 2. P. 126–130.
- Hamidi E. Improvements in the noise theory of the mmic distributed amplifiers / E. Hamidi, M. Mohammad-Taheri, G. Moradi // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 2008. – Vol. 56, No. 8. P. 1797–1806.
- Lin Y.-S. Analysis and Design of CMOS Distributed Amplifier Using Inductively Peaking Cascaded Gain Cell for UWB Systems // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 2011. – Vol. 59, No. 10. P. 2513–2524.
- 50ohm Technologies Smart HEMT Modeling [Электронный ресурс]. – Режим доступа свободный: <https://50ohm.tech/smarthemtmodeling> (дата обращения: 11.08.2019).
- Popov A.A. Small-signal and noise GaAs pHEMT modeling for low noise amplifier design / A.A. Popov, D.V. Bilevich, A.A. Metel et al. // 2019 Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines, Dynamics. – 2020. Принята в печать.

#### Метель Александр Андреевич

Студент каф. ФЭ ТУСУРа  
ORCID 0000-0002-2228-357X  
Эл. почта: [aleksandr.metel@50ohm.tech](mailto:aleksandr.metel@50ohm.tech)

#### Добуш Игорь Мирославович

Канд. техн. наук, доцент каф. КСУП ТУСУРа  
ORCID 0000-0002-3626-1419  
Эл. почта: [igor.dobush@50ohm.tech](mailto:igor.dobush@50ohm.tech)

#### Горяинов Александр Евгеньевич

Канд. техн. наук, доцент каф. КСУП ТУСУРа  
ORCID 0000-0003-3363-407X  
Эл. почта: [aleksandr.goryainov@50ohm.tech](mailto:aleksandr.goryainov@50ohm.tech)

#### Файль Тимур Николаевич

Магистрант каф. КСУП ТУСУРа  
ORCID 0000-0003-2773-5149  
Эл. почта: [timur.fail@50ohm.tech](mailto:timur.fail@50ohm.tech)

К.В. Черкасов, С.А. Мешков, В.Д. Шашурин, Ю.А. Иванов

## Программный комплекс для моделирования кинетики электрических характеристик резонансно-туннельных диодов под действием дестабилизирующих факторов

Объектом исследования является резонансно-туннельный диод на основе многослойных AlGaAs-гетероструктур (РТД). Целью работы является исследование кинетики ВАХ РТД под влиянием дестабилизирующих факторов, а именно, повышенной температуры и гамма-излучения. Разработаны математические модели, описывающие деградацию ВАХ РТД под действием температурного фактора и гамма-излучения. На основе разработанных моделей создан программный комплекс для моделирования кинетики ВАХ РТД под действием перечисленных факторов. Результаты моделирования кинетики ВАХ РТД нескольких типов посредством разработанного программного комплекса прошли верификацию путем сравнения с экспериментальными данными.

**Ключевые слова:** резонансно-туннельный диод, кинетика вольт-амперной характеристики, компьютерное моделирование, AlAs/GaAs резонансно-туннельные гетероструктуры.

Резонансно-туннельный диод (РТД) на основе многослойных полупроводниковых наноразмерных AlAs/GaAs-гетероструктур является перспективным элементом СВЧ- и КВЧ-электроники. Применение РТД в качестве нелинейного элемента позволяет добиться улучшения показателей назначения преобразователей частоты (ПЧ) радиосигналов путём подбора оптимальной формы вольт-амперной характеристики (ВАХ) за счет варьирования толщин и химического состава слоев резонансно-туннельной структуры (РТС) диода. Кроме того, рабочий диапазон частот РТД простирается вплоть до ТГц, а производство данного типа диодов возможно в рамках отработанных технологий микроэлектроники.

Исследованиям перспектив применения РТД в ПЧ радиосигналов посвящена обширная библиография. В работах [1–6] рассмотрены перспективы использования РТД в качестве нелинейного элемента диодных смесителей радиосигналов различных типов [3], приведены сравнительные характеристики показателей назначения смесителей на диодах с барьером Шоттки и РТД [2–6]. В [4] описана методика выбора оптимальной ВАХ РТД, показана конфликтность показателей назначения смесителя. Установлено, что применение РТД в качестве нелинейного элемента смесителей радиосигналов позволяет расширить их динамический диапазон.

При проектировании ПЧ-радиосигналов помимо обеспечения заданных показателей назначения приоритетной является задача обеспечения надежности в заданных условиях эксплуатации. По сравнению с исследованиями перспектив применения РТД вопросам обеспечения надежности устройств на основе данного типа диодов уделено существенно меньше внимания в научной литературе. Как показали предварительные исследования [6–8], надежность ПЧ-радиосигналов на основе РТД определяется надежностью диода, а исследования в данном направлении целесообразно вести с использованием модели надежности по постепенным отказам, основанной на анализе закономерностей дрейфа показателей назначения ПЧ-радиосигналов в результате

деградации под действием факторов эксплуатации вплоть до выхода за пределы установленных разработчиком ограничений, в результате которого фиксируется параметрический отказ прибора. Решение задачи анализа надежности по постепенным отказам предполагает построение кинетики показателей назначения ПЧ в процессе эксплуатации.

Таким образом, представляется перспективной разработка программного комплекса для моделирования кинетики показателей назначения ПЧ-радиосигналов на основе РТД, который может быть использован в задачах анализа и обеспечения надежности ПЧ в заданных условиях эксплуатации, а именно, под воздействием повышенной температуры и дозы ИИ.

Целью настоящей работы является создание математических моделей воздействия повышенной температуры и гамма-излучения на ВАХ РТД с разработкой на их основе соответствующего программного обеспечения для получения кинетики ВАХ РТД под действием повышенной температуры и дозы ИИ с возможностью последующего использования в задачах анализа и обеспечения надежности ПЧ-радиосигналов на базе РТД.

### Теория

Задачу моделирования кинетики ВАХ РТД можно разделить на три основных этапа: моделирование ВАХ диода до воздействия дестабилизирующего фактора, моделирование воздействия данного фактора на электрофизические характеристики материалов и параметры конструкции РТД и моделирование ВАХ диода после воздействия.

В разработанном алгоритме в качестве математической модели, используемой для расчета ВАХ диода, используется формула Цу–Есаки [9]. Для расчета туннельной прозрачности РТС диода применяется метод матрицы переноса [10]. На основе данных методов выполняется моделирование ВАХ резонансно-туннельной структуры (РТС) диода по вводимым параметрам структуры: толщинам слоев спейсеров, барьеров и ямы, а также доле замещения Al в этих слоях.

Для получения ВАХ РТД необходимо учесть влияние на ВАХ омических контактов (ОК) и приконтактных областей (легированных участков гетероструктуры между ОК и РТС диода) (рис. 1). Данные элементы РТД формируют последовательное сопротивление  $R_s$  потерь, в то время как РТС диода ответственна за N-образную форму ВАХ с отрицательным участком дифференциального сопротивления. Входными параметрами для расчета ВАХ РТД на этапе учета влияния последовательного сопротивления являются смоделированная ранее ВАХ РТС, а также удельное сопротивление, площадь ОК диода, данные о степени легирования, толщине и площади ПКО. Сопротивление ОК диода рассчитывается на основе их площади и удельного сопротивления, сопротивление ПКО – как сопротивление объемного легированного полупроводника.

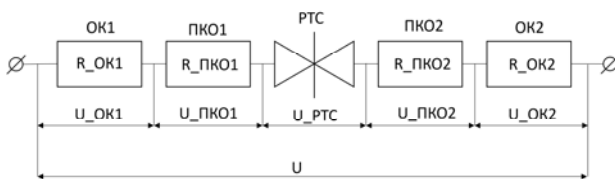


Рис. 1. Эквивалентная электрическая схема РТД:  
ОК1, ОК2 – верхний и нижний омические контакты,  
ПКО1, ПКО2 – приконтактные области,  
РТС – резонансно-туннельная структура диода

Для моделирования кинетики ВАХ РТД под действием дестабилизирующих факторов необходимо иметь математическую модель, описывающую изменение параметров диода под действием исследуемого фактора. На основе анализа литературных данных и результатов экспериментальных исследований воздействия высокой температуры [11–16] и дозы ИИ [17–25] на электрические характеристики полупроводниковых устройств нами предложены математические модели для описания воздействия указанных факторов на ВАХ диода.

В модели, описывающей воздействие повышенной температуры на РТД, учитываются два процесса: межслойная диффузия в гетероструктуре, изменяющая условия токопереноса в области резонансного туннелирования электронов и ПКО? и диффузионная деградация ОК диода, изменяющая контактное сопротивление РТД.

Моделирование диффузии в гетероструктуре производится численно методом конечных элементов с шагом в 1 монослой исходя из коэффициентов диффузии (энергия активации диффузии 3,5 эВ для диффузии Si в GaAs).

Уравнение (1) [8] описывает термическую деградацию ОК:

$$\Delta\rho(T) = \chi e^{-\frac{E_{акт}}{2k_B T}} \sqrt{t}, \quad (1)$$

где  $t$  – время воздействия, с;  $E_{акт}$  – энергия активации диффузии в ОК (1 эВ для AuGeNi [27, 28]);  $\chi$  – коэффициент, зависящий от конструкции и технологии изготовления ОК (Ом·см<sup>2</sup>) / с<sup>1/2</sup>.

Предложенная модель позволяет прогнозировать диффузионные изменения РТС и последовательного сопротивления диода как на стадии эксплуатации, так и на этапе изготовления. Межслойная диффузия в РТС оказывает заметное влияние на ВАХ диода только при температурах, характерных для некоторых технологических операций изготовления РТД. На этапе эксплуатации доминирующим процессом, обуславливающим кинетику ВАХ РТД, является деградация его ОК (1).

Воздействие ИИ приводит к изменению электрических свойств полупроводникового материала, таких, как концентрация, время жизни и подвижность носителей заряда [22–25], и, как следствие, к изменению ВАХ РТД. При небольших флюенсах изменение концентрации носителей заряда выражается зависимостью [24]

$$n = n_0(1 - a_n\Phi), \quad (2)$$

где  $\Phi$  – флюенс;  $n_0$  – исходная концентрация носителей заряда;  $a_n$  – коэффициент, характеризующий скорость удаления носителей заряда под действием ИИ. Аналогичным образом изменение подвижности  $\mu$  может быть выражено следующей формулой [24]:

$$\frac{1}{\mu} = \frac{1}{\mu_0}(1 + b_\mu\Phi), \quad (3)$$

где  $\mu_0$  – исходная подвижность;  $b_\mu$  – коэффициент, характеризующий изменение подвижности под воздействием излучения. Коэффициенты  $a_n$  и  $b_\mu$  определяются исходя из степени легирования как для объемных, так и для эпитаксиальных слоистых образцов [25].

Воздействие ИИ на ВАХ РТД выражается в изменении положения уровня Ферми источника электронов и увеличении удельного сопротивления ПКО. Для описания первого эффекта в методику расчета ВАХ диода добавлено соотношение, определяющее зависимость уровня Ферми  $E_F$  от концентрации носителей заряда (4):

$$E_F(n) = E_g - kT \ln(N_c/n), \quad (4)$$

где  $E_F$  – уровень Ферми;  $E_g$  – ширина запрещенной зоны в GaAs;  $N_c$  – эффективная плотность состояний в зоне проводимости (5);  $n$  – концентрация электронов после облучения (до воздействия ИИ  $n = n_0$ ).

$$N_c(T) = 2 \times (2\pi m_e^* kT / h^2)^{3/2}, \quad (5)$$

где  $m_e^*$  – эффективная масса электрона;  $h$  – постоянная Планка. Описываемое (4) и (5) изменение положения уровня Ферми источника электронов оказывает непосредственное влияние на эффект резонансного туннелирования в РТС диода и, как следствие, форму его ВАХ.

Сопротивление участка ПКО РТД определяется как сопротивление объемного полупроводника, обратно пропорциональное концентрации и подвижности носителей заряда в объеме полупроводника. Эта зависимость связывает изменение концентрации и подвижности носителей заряда в ПКО с изменением сопротивления ПКО.



Помимо деградации AlAs/GaAs-полупроводниковой гетероструктуры, в РТД под воздействием ИИ происходит деградация ОК. На основе анализа результатов исследования [23] для описания дозовой зависимости сопротивления ОК под действием ИИ нами предлагается следующее соотношение:

$$\Delta R / R_0 = \alpha \sqrt{D}, \quad (6)$$

где  $\Delta R$  – увеличение контактного сопротивления в результате воздействия ИИ;  $R_0$  – контактное сопротивление до воздействия ИИ;  $D$  – поглощенная доза ИИ, рад;  $\alpha$  – коэффициент восприимчивости ОК к воздействию ИИ (расчет по представленным в [23] данным даёт  $\alpha = 2,05 \cdot 10^{-5} \text{ рад}^{-2}$ ). Аналогично (1) результат расчета по (6) используется на этапе моделирования ВАХ РТД после воздействия ИИ, отражая влияние изменения контактного сопротивления на кинетику ВАХ РТД.

### Обсуждение результатов

На основе представленных математических моделей разработан программный комплекс RTSVAC [26], позволяющий производить расчет начального участка ВАХ РТД и моделирование ее кинетики под действием описанных дестабилизирующих факторов. Точность моделирования оценивается по величине максимального расхождения по току между смоделированной и экспериментальной ВАХ до и после воздействия дестабилизирующих факторов для двух типов РТД – РТД1 и РТД2. Для оценки точности моделирования для обоих типов РТД произведено сравнение результатов расчета ВАХ РТД с результатами измерений ВАХ партии из 14 диодов (рис. 2), структуры диодов приведены в табл. 1.

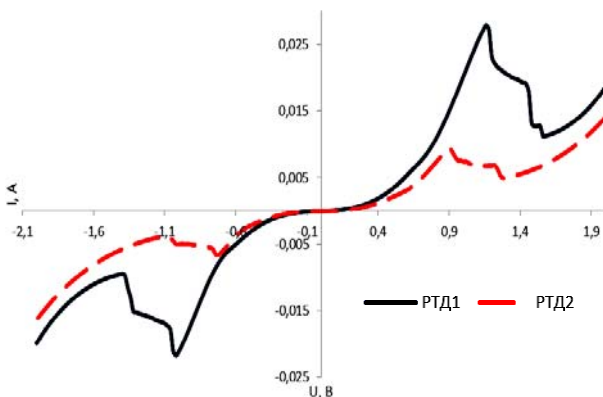


Рис. 2. Осредненные экспериментальные ВАХ РТД

Для измерения ВАХ макетов РТД используется микрозондовый стенд, состоящий из микрозондового устройства SIGNATON S-1160 PROBE STATION, источника питания Agilent E3641A и персонального компьютера. Данный стенд позволяет проводить измерения ВАХ РТД в диапазоне напряжений от 0 до 36 В с точностью  $\Delta U = \pm 1 \text{ мВ}$  и токов от 0 до 1 А с точностью  $\Delta I = \pm 10 \text{ мкА}$ . Поскольку технологический разброс измеренных ВАХ обеих партий макетов диодов находится в пределах погрешности измерений, для дальнейшего сравнения с расчетными данными используются осредненные ВАХ каждой партии (см. рис. 2).

Таблица 1

Название слоя	Структуры РТД			
	Химический состав	Тип проводимости	Параметры слоя	
			Толщина, Å	
Тип РТД1	Тип РТД2			
Спейсер	GaAs	I	63	63
Барьер	AlAs	I	29	29
Яма	GaAs	I	49	49
Барьер	AlAs	I	29	29
Спейсер	GaAs	I	63	21

Моделирование и оценка точности выполняются на начальном участке ВАХ от нуля до падающего участка. Оценка точности результатов моделирования проводилась для трех случаев: до воздействия дестабилизирующих факторов, после воздействия температуры 300 С в течение 4 ч и после поглощения дозы 108 рад гамма-излучения. Максимальные расхождения по току расчетных и экспериментальных ВАХ сведены в табл. 2.

Таблица 2

### Максимальные расхождения по току смоделированных и экспериментальных ВАХ макетов РТД

Рассматриваемый случай	Максимальное расхождение по току, %	
	РТД1	РТД2
Без воздействия дестабилизирующих факторов	3,37	4,65
Воздействие температуры 300 С в течение 4 ч	4,42	5,12
Воздействие поглощенной дозы $10^8$ рад гамма-излучения	5,06	5,64

### Выводы

Разработанный программный комплекс позволяет производить моделирование начального участка ВАХ РТД с погрешностью не более 3–5% при моделировании ВАХ без учета воздействий дестабилизирующих факторов и не более 4–6% при моделировании ВАХ после воздействия ионизирующего излучения или повышенной температуры.

Таким образом, в настоящей работе предложены математические модели и создан программный инструмент для моделирования кинетики ВАХ РТД под действием дестабилизирующих факторов эксплуатации. На его основе предполагается построить программный комплекс для моделирования кинетики показателей назначения ПЧ-радиосигналов, что позволит решить задачи анализа показателей их надежности и обеспечения требуемых показателей надежности по постепенным отказам в заданных условиях эксплуатации.

### Литература

1. Nagatsuma T., Fujita M., Kaku A. et al. Terahertz Wireless Communications Using Resonant Tunneling Diodes as Transmitters and Receivers / Proceedings of International Conference on Telecommunications and Remote Sensing. Luxembourg. – 2014. – Vol. 1. – P. 41.
2. Srivastava A. Microfabricated Terahertz Vacuum Electron Devices: Technology, Capabilities and Performance

Overview // European Journal of Advances in Engineering and Technology. – 2015. – Vol. 2. – P. 54.

3. Иванов Ю.А., Мешков С.А., Шашурин В.Д. и др. Субгармонический смеситель с улучшенными интермодуляционными характеристиками на базе резонансно-туннельного диода // Радиотехника и электроника. – 2010. – Т. 55, № 8. – С. 982–988.

4. Федоренко И.А., Федоркова Н.В., Шашурин В.Д., Иванов Ю.А. Спектральные характеристики субгармонического смесителя радиосигналов на основе резонансно-туннельного диода // Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2011, 12–16 сентября 2011 г., Севастополь, Украина): Тезисы докладов. – С. 181–182.

5. Иванов Ю.А., Гудков А.Г., Мешков С.А. и др. Применение резонансно-туннельных нанодиодов для повышения эффективности преобразователя электромагнитной энергии инвазивных биосенсорных систем на базе технологии радиочастотной идентификации // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2014. – Т. 19, № 4. – С. 60–65.

6. Иванов Ю.А., Агасиева С.В., Гудков А.Г. и др. Применение технологии радиочастотной идентификации с пассивными метками в инвазивной биосенсорике // Машиностроитель. – 2014. – № 5. – С. 12–20.

7. Макеев М.О., Иванов Ю.А., Мешков С.А. Исследование деградационных явлений в наноразмерных AlAs/GaAs-гетероструктурах методом ИК-спектроскопии // Нанотехнологии. – 2011. – № 4. – С. 44–48.

8. Макеев М.О. Разработка конструкторско-технологических методов и средств повышения надежности смесителей радиосигналов на основе резонансно-туннельных диодов: дис. ... канд. техн. наук. – М., 2014. – 241 с.

9. Esaki L., Tsu R. Superlattice and Negative Differential Conductivity in Semiconductors // IBM Journal of Research and Development. – 1970. – Vol. 14, Is. 1. – P. 61–65.

10. Pérez-Álvarez R., Garcia-Molliner F. Transfer Matrix, Green Function and Related Techniques: Tools for the Study of Multilayer Heterostructures. – Castelló de la Plana, Publicacions de la Universitat Jaume I, 2004. – 285 p.

11. Баранов И.А., Дудинов К.В., Елифанцев А.А. и др. Характеристики деградации монолитно-интегральных схем на GaAs-гетероструктурах при высоких температурах канала pHEMT // Электронная техника. – Сер. 1: СВЧ-техника. – 2010. – Вып. 1 (504). – С. 44–53.

12. Ерофеев Е.В., Казимиров А.И., Кагадей В.А. Исследование термостабильности параметров бездрагметалльного GaAs-pHEMT-транзистора с металлизацией на основе CuGe-соединений // Доклады ТУСУР. – 2011. – № 2 (24), ч. 2. – С. 41–46.

13. Agykov V.A., Anichenko E.V., Erofeev E.V., Kaga-dei V.A. 150 nm Copper Metalized GaAs pHEMT with Cu/Ge Ohmic Contacts // Proceedings of the 5th European Microwave Integrated Circuits Conference. – Paris, France, 2010. – P. 166–169.

14. Karbownik P., Barańska A., Szerling A. et al. Low resistance ohmic contacts to n-GaAs for application in GaAs/AlGaAs quantum cascade lasers // Optica Applicata. – 2009. – Vol. XXXIX, № 4. – P. 655–661.

15. Stock J., Malindretos J., Indlekofer K.M. et al. A vertical resonant tunneling transistor for application in digital logic circuits // IEEE Transactions on Electron Devices. – 2001. – Vol. 48(6). – P. 1028–1032.

16. Murakai M. Development of refractory ohmic contact materials for gallium arsenide compound semiconductors // Science and Technology of Advanced Materials. – 2002. – Vol. 3(1). – P. 1–27.

17. Полевич С.А., Богданов Ю.М., Громов Д.В. и др. Результаты экспериментального исследования радиационной стойкости GaN-СВЧ-переключателя // Тезисы 26-й Междунар. конф. «Микроволновые и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016), 2016. – Севастополь, Россия. – С. 1765–1771.

18. Таперо К.И. Развитие методов расчётно-экспериментального моделирования радиационных эффектов при проектировании и испытаниях радиационно-стойких изделий электронной техники космического применения. дис. ... д-ра техн. наук / АО «Научно-исследовательский институт приборов», Лыткарино, 2017.

19. Саркисов С.Ю., Кособуцкий А.В., Брудный В.Н., Каргин Н.Я. Генерация терагерцового излучения от поверхностей узко- и широкозонных полупроводников, модифицированных путем радиационного облучения // Изв. высш. учеб. завед. Физика. – 2013. – Т. 56, №8/3. – С. 201–203.

20. Венедитов М.М., Оболенская Е.С., Киселев В.К., Оболенский С.В. Оценка воздействия ионизирующих излучений на электронные компоненты по результатам испытаний ограниченных выборок // Журнал радиоэлектроники. – 2017. – № 1.

21. Тарасова Е.А. Моделирование радиационной стойкости НЕМТ (обзор) // Вестник ННГУ. – 2014. – № 1(2). – С. 100–115.

22. Назарова Г.Н., Елесин В.В., Никифоров А.Ю. и др. Составные функциональные блоки для создания радиационно стойких приемопередающих КМОП КНИ БИС // Микроэлектроника. – 2016. – Т. 46, №1. – С. 72–80.

23. Бобыль А.В., Конников С.Г., Устинов В.М. и др. Радиационно-стимулированная деградация поверхности GaAs и транзисторных структур с высокой подвижностью электронов // Физика и техника полупроводников. – 2012. – Т. 46, вып. 6. – С. 833–844.

24. El-Basit W.A. et al. Computer Modeling, Characterization, and Applications of Gallium Arsenide Gunn Diodes in Radiation Environments // Nuclear Engineering and Technology. – 2016. – Vol. 48. – P. 1219–1229.

25. Thim H.W. Computer study of bulk GaAs devices with random one-dimensional doping fluctuations // J. Appl. Phys. – 1968. – Vol. 39. – P. 3897–3904.

26. Макеев М.О., Черкасов К.В., Иванов Ю.А., Мешков С.А. Программный комплекс расчета начального участка вольт-амперных характеристик GaAs/AlGaAs резонансно-туннельных диодов с возможностью проведения машинного статистического эксперимента: св-во о гос. регистрации программы для ЭВМ № 2018661051, 2018.

27. Vashchenko V.A., Sinkevich V.S. Physical limitations of semiconductor devices. – Springer, 2008. – 330 p.

28. Irvin J.C. The reliability of GaAs FETs in: GaAs FET Principle and Technology: eds. J.W. Dilorrenzo, D.D. Khan-delwal. MA: Artech House, chapter 6, 1982.

#### **Черкасов Кирилл Вячеславович**

Аспирант каф. радиоэлектронных устройств и систем Московского гос. техн. университета им. Н.Э. Баумана (МГТУ им. Н.Э. Баумана)  
ORCID <http://orcid.org/0000-0002-9198-1590>  
Эл. почта: kvche@mail.ru

#### **Мешков Сергей Анатольевич**

Канд. техн. наук, доцент каф. технологий приборостроения МГТУ им. Н.Э. Баумана  
ORCID <http://orcid.org/0000-0002-5931-6021>  
Эл. почта: sb27641@mail.ru

**Шашурин Василий Дмитриевич**

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. технологий приборостроения МГТУ им. Н.Э. Баумана  
ORCID <http://orcid.org/0000-0003-4395-136X>  
Эл. почта: schashurin@bmstu.ru

**Иванов Юрий Александрович**

Д-р техн. наук, профессор, каф. технологий приборостроения МГТУ им. Н.Э. Баумана  
ORCID <http://orcid.org/0000-0002-2388-6022>  
Эл. почта: y-a-ivanov@mail.ru

УДК 004.414.23

**А.А. Кулакова, Е.Б. Лукьяненко**

## Элементы памяти в цифровых интегральных схемах и их применение

Рассмотрены элементы памяти, состоящие из инверторных запоминающих элементов, симметричных схем на n-МОП-транзисторах и синтезированные по картам Карно. Показано, что элементы, синтезированные на транзисторном уровне, не имеют неопределенного состояния. В результате схемотехнического моделирования (вычислительного эксперимента) произведено сравнение элементов памяти по энергоэффективности. Выявлены схемы элементов памяти, имеющие максимальную энергоэффективность среди исследуемых аналогов.

**Ключевые слова:** рассеиваемая мощность, быстродействие схемы, энерготопологический критерий, стандартный логический элемент, синхронная схема, триггер, С-элемент, карта Карно.

В настоящей работе рассматриваются элементы памяти и схемы на их основе, синтезированные на транзисторном уровне. Исследуемые элементы памяти сравниваются по энергоэффективности, вычисляемой благодаря измерению следующих параметров: быстродействие, количество используемых транзисторов, рассеиваемая мощность. Цель проводимого исследования – выявить наиболее перспективный из представленных элементов памяти по энерготопологическому критерию [1].

В последовательностных интегральных схемах фундаментальным узлом является элемент памяти. Его реализация на стандартных логических элементах ИЛИ–НЕ и И–НЕ полностью рассмотрена в [2]. Там же отмечается, что задачей проектировщика является правильное использование готовых триггеров, содержащихся в библиотеках САПР, а не их разработка и синтез. Важное значение отведено не деталям внутреннего устройства триггеров, а их классификации, характеристикам и особенностям функционирования.

Однако тщательно продуманное внутреннее устройство схемы на транзисторном уровне способно убрать транзисторную избыточность, дать ей преимущества в энергоэффективности среди аналогичных схем. Поэтому важно совершенствовать элементную базу последовательностных схем в сторону снижения транзисторов в исходных структурах при одновременном увеличении энергоэффективности разрабатываемых узлов.

### Бистабильная ячейка

В качестве элемента памяти схема представляется парой элементов И–НЕ, связанных друг с другом накрест [2].

В схеме бистабильной ячейки на стандартных логических элементах комбинация входных сигналов  $S = R = 1$  является запрещенной, так как приводит к неопределенному выходному сигналу (таблица).

**Таблица истинности RS-триггера на стандартных логических элементах**

$S$	$R$	$Q^{n+1}$
0	0	$Q$
0	1	0
1	0	1
1	1	н/о

Наличие неопределенного состояния (н/о) показывает, что не разрешается одновременная подача напряжения высокого уровня на оба входа RS-триггера. Это условие относится к недостаткам схемы на стандартных логических элементах.

Далее рассмотрим триггеры, синтезированные на транзисторном уровне в виде симметричных схем на n-МОП транзисторах, схем с инверторной запоминающей ячейкой и схем, синтезированных по картам Карно.

### R-триггер

В [3] приведен элемент памяти с запоминающей ячейкой (ЗЯ), состоящей из двух инверторов, связанных положительной обратной связью. В основе метода синтеза схем на транзисторном уровне с инверторной запоминающей ячейкой лежит наличие управляющей схемы и ЗЯ. Элемент памяти в работах [4–6] входит в состав С-элемента (элемент Миллера), который служит для выполнения логических операций умножения и сложения с запоминанием результата. В [7, 8] предложено использовать такую защелку для реализации триггерных устройств.

В работе [9] продемонстрирован метод синтеза схем на картах Карно.

Метод синтеза запоминающих элементов в виде симметричных схем на n-МОП-транзисторах показан в [10] на примере асинхронного компаратора.

Продemonстрируем применение представленных выше методов синтеза триггерных схем на транзисторном уровне на примере R-триггера. На рис. 1 приведены схемы R-триггера, синтезированные

ные на транзисторном уровне, схема на стандартных элементах приведена в [2].

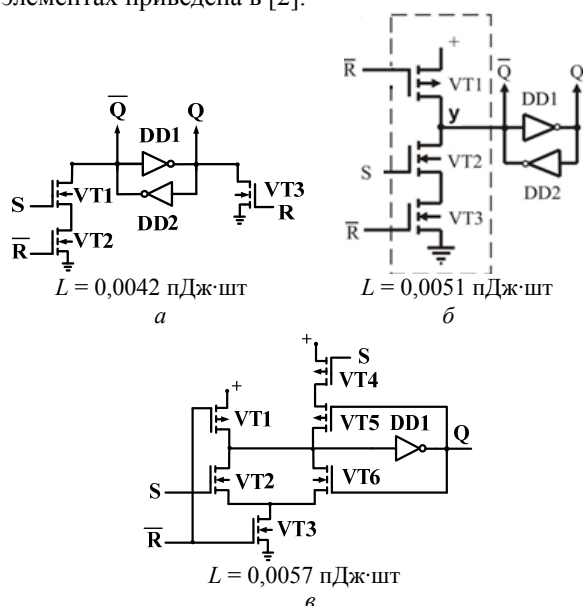


Рис. 1. На картах Карно: схема R-триггера – а; на n-МОП-транзисторах – б; с инверторной ЗЯ – в

На рис. 1, а представлена схема R-триггера, синтезированная на n-МОП-транзисторах (VT1, VT2 и VT3). Использование только лишь n-МОП-транзисторов в схеме дает ей преимущество в быстродействии по сравнению со схемами, содержащими p-МОП-транзисторы, поскольку электроны перемещаются по кристаллической решетке быстрее, чем дырки. При  $S = R = 1$  транзистор VT3 открыт и R-триггер с инверторной ЗЯ переключается в логический «0», таким образом, в работе схемы нет неопределенного выходного сигнала.

Управляющая схема R-триггера на инверторной ЗЯ, выделенная пунктирной линией (см. рис. 1, б), состоит из транзисторов VT1–VT3. В режиме хранения входные сигналы принимают значения  $R = 0$ ,  $S = 0$ . При этом транзисторы VT1, VT2 закрыты, поэтому выход у цепочки транзисторов VT1–VT3 находится в высокоомном состоянии (Z-состоянии) и не влияет на состояние ЗЯ.

Возможность управления ЗЯ достигается за счет того, что выход у имеет сильный ноль и сильную единицу, а выход инвертора DD2 – слабый ноль и слабую единицу. Для этого токи насыщения транзисторов VT1–VT3 и инвертора DD1 выбраны равными 1 мА, а токи инвертора D2 – 0,3 мА.

В схеме R-триггера (см. рис. 1, в) элемент памяти организован за счет положительной обратной связи, возникающей по цепям DD1, VT5 и DD1, VT6 при открытых транзисторах VT3, VT4. Схема синтезирована по картам Карно и не имеет в своей работе неопределенного состояния в отличие от схемы на стандартных логических элементах.

**Результаты схемотехнического моделирования**

Измерение параметров триггеров и схем на их основе производилось в САПР OrCAD с моделями

КМОП-транзисторов четвертого поколения BSIM4, что позволило снимать характеристики при напряжении питания, равном 3,3 В при использовании технологии 0,18 мкм. Длительность состояний и период повторения тактовых импульсов приняты равными 10 нс. Подробные сведения о моделях МОП-транзисторов приведены в [11]. Периметр и площадь областей стока и истока рассчитаны по методике, приведенной в [12].

Элементы памяти сравнивались по коэффициенту энергоэффективности, равному [1]:

$$L = t_{3,p} \cdot P_{cp} \cdot N = A \cdot N, \text{ пДж} \cdot \text{шт.},$$

где  $t_{3,p}$  – средняя задержка распространения сигнала;  $P_{cp}$  – средняя рассеиваемая мощность;  $N$  – количество транзисторов в схеме;  $A$  – работа переключения.

Средняя мощность определялась путем усреднения мгновенной мощности и измерялась в конце промежутка времени 2 мкс. Время задержки измерялось как среднее значение на выходах триггера при разных уровнях выходного сигнала.

Из предложенных элементов памяти наилучшей энергоэффективностью обладает схема с инверторной ЗЯ, синтезированная на n-МОП-транзисторах (см. рис. 1, а). Рассмотрим применение последней при синтезе синхронных одноступенчатых триггеров.

**Синхронные триггеры, синтезированные на n-МОП-транзисторах**

На рис. 2 показаны схемы синхронных триггеров, синтезированные на стандартных логических элементах и на n-МОП-транзисторах.

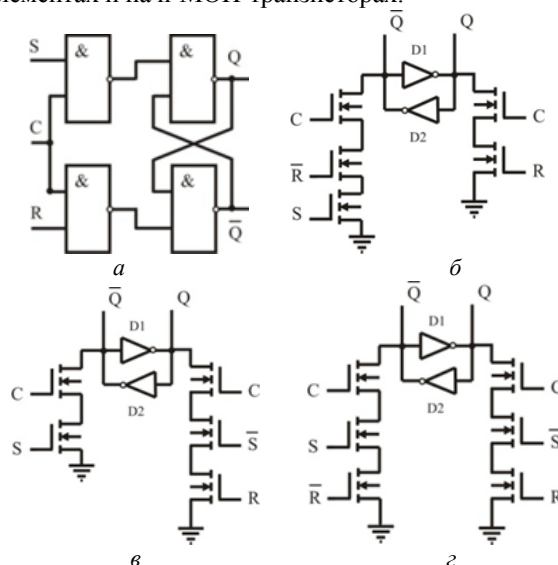


Рис. 2. Схемы одноступенчатых синхронных триггеров: на логических элементах – а; R-триггер – б; S-триггер – в; E-триггер – г

На рис. 2, б–г схемы симметричны и представлены двумя группами n-МОП-транзисторов. Левая группа n-МОП-транзисторов относится к формирователям единиц на выходе Q, правая группа – к формирователям нулей. Между собой они соединяются двумя инверторами встречно-параллельно, т.е. защелкой. Режим хранения наступает при значении входных сигналов  $R = 0$ ,  $S = 0$ . В работе таких синте-

зированных схем нет неопределенного выходного сигнала.

Результаты схемотехнического моделирования схем, продемонстрированных на рис. 2, показаны на рис. 3.

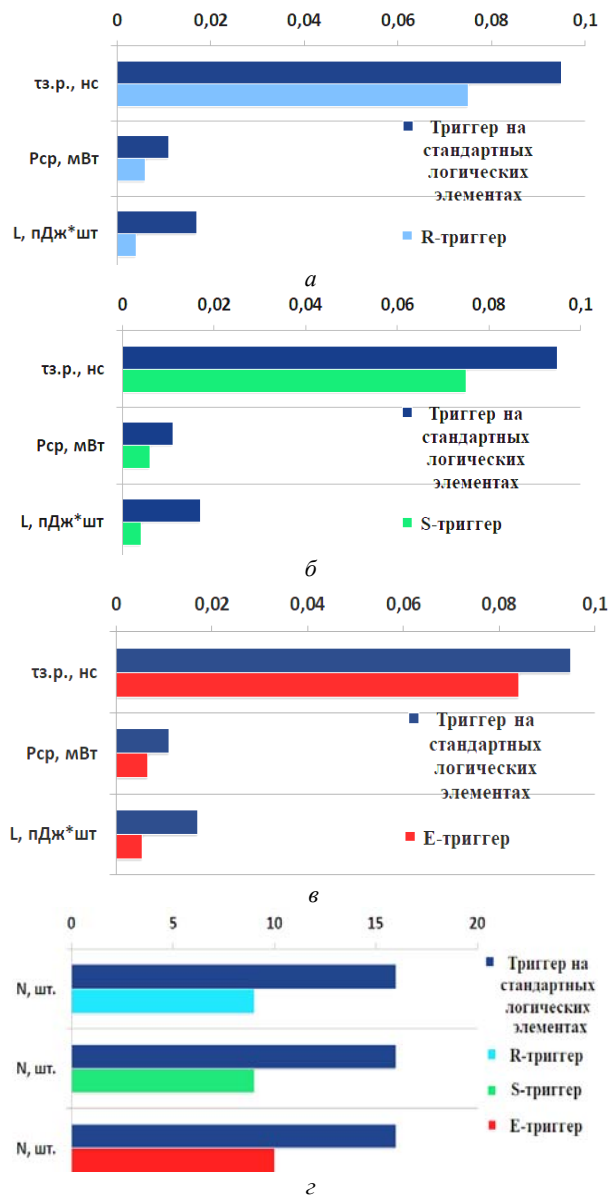


Рис. 3. Результаты сравнения параметров синхронного триггера на логических элементах и синтезированного R-триггера – а; синтезированного S-триггера – б; синтезированного E-триггера – в; синтезированных триггеров по N – г

Было проведено сравнение параметров синхронного триггера, на стандартных логических элементах и триггеров, синтезированных на n-МОП-транзисторах.

## Выводы

В результате проведенного вычислительного эксперимента было показано, что элементы памяти на n-МОП-транзисторах (R-, S-, E-триггеры) превосходят по энерготопологическому критерию схемы триггеров на стандартных логических элементах в 4,2; 4,1 и 3,1 раза соответственно.

## Литература

1. Старых А.А. Метод синтеза функциональных блоков комбинационных схем с использованием минтермов и макстермов // Электронная техника. Сер. 2: Полупроводниковые приборы. – 2015. – Вып. 2–3 (236–237). – С. 63–69.
2. Угрюмов Е.П. Цифровая схемотехника. – СПб.: БХВ-Петербург, 2001. – 528 с.
3. Кулакова А.А., Лукьяненко Е.Б. Энергоэффективные КМОП-триггеры с инверторной запоминающей ячейкой // Изв. вузов. Электроника. – 2019. – Т. 24, № 3. – С. 230–238.
4. Berkel K.V. Beware the isochronic fork // Integration VLSI journal. – June 1992. – Vol. 13. – P. 103–128.
5. Sutherland I.E. Micropipelines // Communications of the ACM. – June 1989. – Vol. 32, no. 6. – P. 720–738.
6. Старых А.А., Ковалев А.В. Оптимизация построения асинхронного сумматора // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. – 2014. – Вып. 3 (234). – С. 51–55.
7. Harris D., Harris S. Digital design and computer architecture. – USA – Elsevier, Inc. – 2013. – 675 p.
8. Рабаи Ж.М., Чандракасан А., Николич Б. Цифровые интегральные схемы. Методология проектирования. – 2-е изд. – М.: ИД «Вильямс», 2007. – 912 с.
9. Кулакова А.А., Лукьяненко Е.Б. Блочный метод синтеза триггерных схем с использованием карт минтермов // Изв. вузов. Электроника. – 2019.
10. Старых А.А. Метод синтеза запоминающих элементов самосинхронных схем // Нано- и микросистемная техника. – 2016. – Т. 18, № 3. – С. 166–175.
11. Денисенко В.В. Компактные модели МОП-транзисторов для SPICE в микро- и нанoeлектронике. – М.: Физматлит, 2010. – 408 с.
12. Ракитин В.В. Интегральные схемы на КМОП-транзисторах. – М., 2007. – 307 с.

## Кулакова Анастасия Алексеевна

Кандидат техн. наук, м.н.с. Инжинирингового центра приборостроения, радио- и микроэлектроники ЮФУ  
ORCID 0000-0003-4297-3890  
Эл. почта: anastasya.staryh@mail.ru

## Лукьяненко Евгений Борисович

Кандидат техн. наук, доцент ЮФУ  
Эл. почта: luk101010@mail.ru

А.С. Коряковцев, А.А. Коколов, Д.А. Конкин, Ф.И. Шерман, Ю.С. Жидик

## Разработка и экспериментальное исследование интегрального оптического приемника на основе 0,25 мкм SiGe-БиКМОП-технологии для линий передачи со скоростью 25 Гб/с

Представлены результаты разработки и экспериментального исследования интегрального оптического приемника на основе 0,25 мкм SiGe-БиКМОП-технологии. Разработанный оптический приемник обладает следующими характеристиками: полоса частот DC – 20 ГГц, коэффициент трансимпедансного усиления ТИУ  $Z_T = 60\text{--}62$  дБ·Ω, коэффициент отражения по выходу не менее –15 дБ, потребляемый ток составляет 50 мА при напряжениях питания 2,5 и 3,3 В, размер микросхемы  $1,45 \times 0,86$  мм<sup>2</sup> с учетом контактных площадок. Результаты экспериментального исследования интегрального оптического приемника показывают его работоспособность при скорости передачи до 25 Гб/с.

**Ключевые слова:** кремниевая фотоника, трансимпедансный усилитель, фотодиод, SiGe-БиКМОП.

Повышенное внимание к разработке систем высокоскоростной передачи данных обусловлено, в частности, увеличением объема передаваемых данных в сети Интернет, модернизацией стандартов передачи данных IEEE до 100, 400 Гб/с и т.д. Увеличение скорости связи может быть достигнуто при помощи технологий спектрального уплотнения каналов (WDM), а также применения многоуровневой импульсной модуляции (например, PAM-4). Новые стандарты связи стремятся использовать дополнительные способы увеличения пропускной способности, такие как использование поляризации, применение более сложной модуляции (QPSK, QAM и т.п.) [1–3]. При этом актуальным вопросом является увеличение полосы пропускания отдельного канала, которое может быть достигнуто за счет использования более высокочастотной технологии электрооптического/оптоэлектронного преобразования.

В настоящее время указанные средства строятся, как правило, на основе традиционного подхода с применением дискретных компонентов – LiNbO<sub>3</sub>-модуляторов, A<sub>3</sub>B<sub>5</sub>-усилителей, фотодиодов и т.п. Несмотря на то, что такой подход позволяет получить отличную линейность и большую полосу пропускания, при необходимости использования в системе большого количества каналов, например, для коммуникации данных в датацентрах, он становится объемным, энергозатратным и дорогим [3]. В связи с этим в настоящее время активно развивается другой подход, состоящий в создании и применении оптоэлектронных устройств и систем на базе кремниевой фотоники [4, 5]. Применение технологий кремниевой фотоники позволяет значительно улучшить массогабаритные характеристики, уменьшить стоимость, энергопотребление оптоэлектронных изделий и т.п.

Интеграция оптоэлектронных устройств (фотодиод, модулятор, оптический волновод) совместно с СВЧ-электронными, а в перспективе и с цифровыми устройствами в рамках одного технологического процесса позволяет увеличить рабочие частоты и эффективность. Такой подход уже позволил повысить скорость передачи одного канала вплоть до

54 Гб/с [6]. Это достигается во многом благодаря отсутствию паразитных параметров проволочных межсоединений и более короткому пути от оптоэлектронных устройств до микроэлектронных.

Одним из важнейших блоков в системах передачи данных является трансимпедансный усилитель (ТИУ), который преобразует ток фотодиода (ФД) в выходное напряжение и усиливает полезный сигнал. Модуль отношения выходного напряжения к входному току ( $V_O/I_{IN}$ ) называется коэффициентом трансимпедансного усиления и имеет размерность Ω или дБ·Ω.

Целью данной работы является разработка и экспериментальное исследование ИС оптического приемника с полосой до 20 ГГц на основе монолитной 0,25 мкм SiGe-BiCMOS-технологии для применения в линиях связи со скоростью передачи до 25 Гб/с.

### Структурная схема оптического приемника и технические требования

Монолитный интегральный оптический приёмник состоит из элемента ввода оптического излучения, представляющего дифракционную решетку, оптического волновода, фотодиода с цепью смещения и трансимпедансного усилителя (рис. 1).

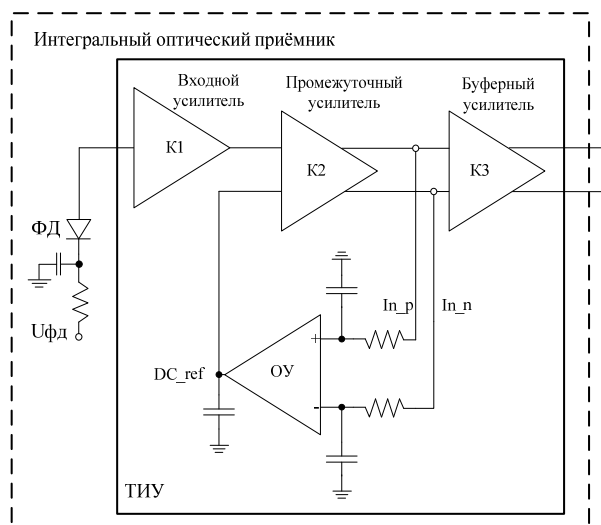


Рис. 1. Структурная ИС оптического приемника

ТИУ состоит из трех каскадов: входной каскад преобразует ток ФД в напряжение, промежуточный каскад усиливает сигнал и преобразует его в дифференциальный, выходной буфер обеспечивает требуемую выходную мощность и согласование с 50-омным трактом. В ТИУ также встроена обратная связь для компенсации смещения постоянного тока от ФД и предотвращения разбаланса плеч промежуточного дифференциального усилителя.

Поскольку разработанный радиопотонный приемник предназначен для систем связи с детектированием сигнала, на выходе ФД генерируется постоянный ток, который изменяет рабочую точку входного каскада, что, в свою очередь, изменяет смещения следующих каскадов. Этот факт приводит к ограничению каскада усиления и дисбалансу в выходном дифференциальном усилителе.

Значения напряжений на выходах промежуточного каскада поступает на фильтр нижних частот  $R_1-C_1$ . Затем операционный усилитель (OpAmp) сравнивает значения выходного напряжения. Результирующий сигнал ошибки, генерируемый OpAmp, регулирует напряжение на одном из входов промежуточного каскада. Кроме того, этот контур постоянного тока выполняет компенсацию возможного дисбаланса между двумя дифференциальными трактами сигнала из-за температуры, изменения технического процесса и т.д. Операционный усилитель реализован на КМОП-транзисторах.

#### Экспериментальное исследование

Топология кристалла разработана с помощью программного обеспечения Cadence. Затем компанией ИНР (Германия) была изготовлена микросхема оптического приемника, микрофотография которого представлена на рис. 2. Размеры чипа вместе с контактными площадками  $1460 \times 850$  мкм<sup>2</sup>.

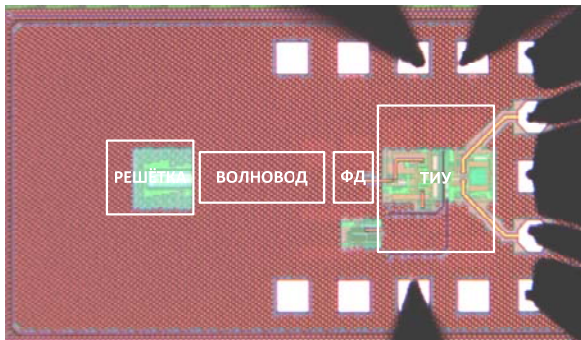


Рис. 2. Микрофотография ИС оптического приёмника

Световой поток (длина волны 1550 нм) перед тем как возбудить фотодиод, падает на чувствительную решётку и проходит кремниевый волновод, затем уже происходит генерация тока в фотодиоде. Выходной сигнал снимается дифференциальным зондом (GSGSG с шагом 150 мкм). Подача питания осуществляется через DC-зонды.

Измерения проводились путём подачи на вход ИОП оптического сигнала, содержащего две частоты  $f_1$  и  $f_2$  такими, чтобы разность частот  $f_1 - f_2$  между ними попадала в полосу пропускания приёмника. В

результате детектирования двухтонового сигнала на ФД возникает частота биений  $f_1 - f_2$ , которую фиксирует анализатор спектра. Данный метод называется методом оптического гетеродинамирования. Для достижения максимальной эффективности ввода оптического сигнала используются специальные микропозиционеры под нормальным углом 10–14°. Измерительная установка с зондирующей станцией, оптическим генератором, векторным анализатором и анализатором спектра показана на рис. 3. На ИОП подается несколько напряжений питания 3,3 и 2,5 В, а также напряжение смещения на ФД. Общий ток потребления составляет 50 мА.

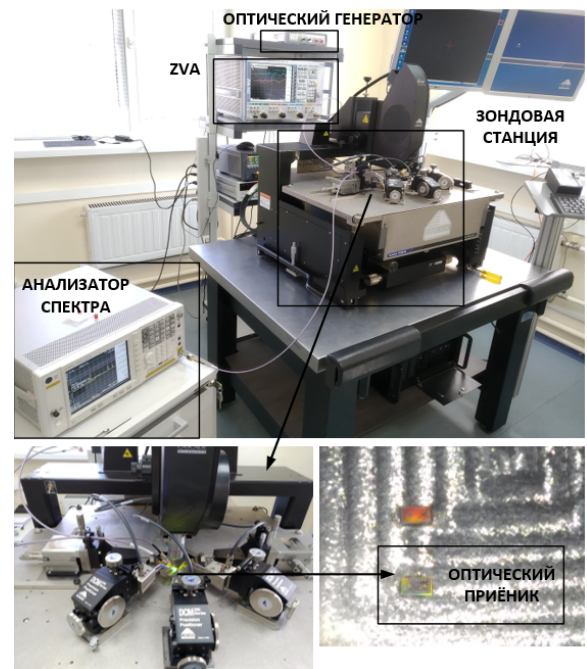


Рис. 3. Фотография измерительного стенда

Нормированный коэффициент преобразования интегрального оптического приёмника представлен на рис. 4. Полоса пропускания приёмника составила 22 ГГц, что согласуется с результатами моделирования [6].

Нормированный коэффициент преобразования ИОП, дБ

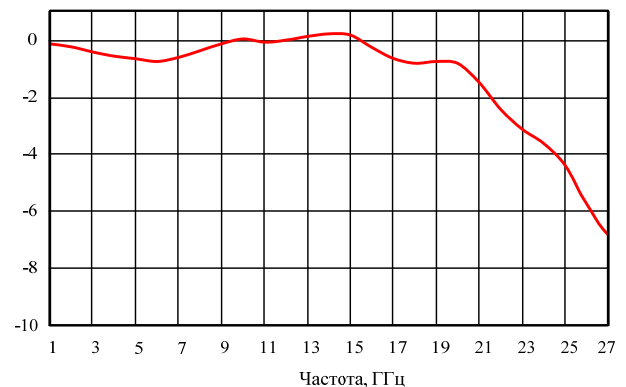


Рис. 4. Нормированный коэффициент преобразования ИС ИОП

Коэффициент отражения по выходу приемника измерялся на пластине с помощью 4-портового век-

торного анализатора цепей ZVA40 до 40 ГГц (рис. 5). Согласование с 50-омной нагрузкой на обоих портах ( $|S_{22}|$  и  $|S_{33}|$ ) не хуже  $-15$  дБ до 30 ГГц.

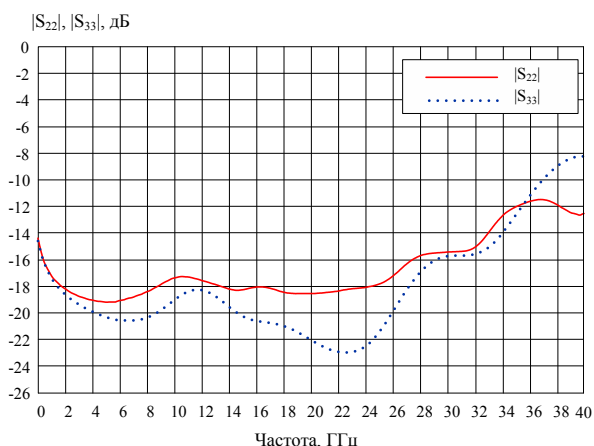


Рис. 5. Измеренный коэффициент отражения по выходу оптического приёмника

### Измерения ИОП на печатной плате

Для проведения дальнейших измерений характеристик радиофотонного тракта была разработана печатная плата на материале Rogers 4350В (рис. 6). Кристалл ИОП был наклеен на печатную плату токопроводящим клеем и разварен непосредственно на контактные проводящие дорожки печатной платы (рис. 7). Для модуляции оптического сигнала при эксперименте был использован электрооптический (ЭО) модулятор с полосой до 10–12 ГГц марки Lucent 2623NA.

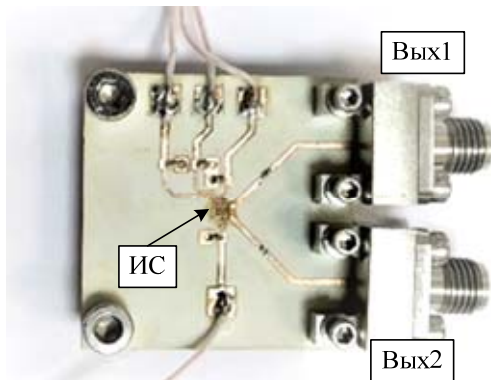


Рис. 6. Фотография тестовой платы для оптического приёмника

Сигнал с выхода лазерного диода модулируется СВЧ-сигналом, поступающим с выхода векторного анализатора цепей ZVA40. Затем модулированный сигнал, проходя оптическое волокно, попадает на входную дифракционную решётку ИС ИОП, результат снимается с одного из дифференциальных каналов и поступает на вход векторного анализатора цепей. При этом второй канал должен быть нагружен на 50 Ом. Дополнительно после ЭО-модулятора использовался контроллер поляризации оптического сигнала для обеспечения эффективного ввода излучения в приемник. Анализатор цепей был предварительно откалиброван в плоскости измерительных СВЧ-кабелей.

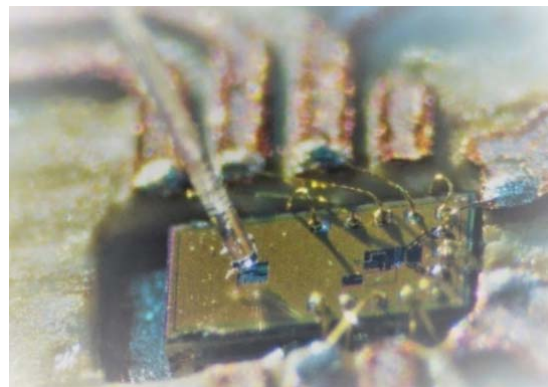


Рис. 7. Фотография кристалла ИОП на печатной плате с подведённым оптическим волокном

На рис. 8 представлены измеренные характеристики приёмного тракта, а именно коэффициент преобразования, коэффициент отражения электрооптического модулятора, коэффициент отражения по выходу оптического приёмника. Мощность оптического сигнала с выхода лазерного диода составляла +16 дБм, на выходе модулятора +3 дБм, таким образом, потери электрооптического преобразования составили 13 дБ.

Как можно заметить из рис. 8, наклон кривой коэффициента передачи радиофотонного тракта составляет порядка 10 дБ в диапазоне частот 1–20 ГГц. Данный наклон в основном обусловлен АЧХ оптического модулятора. Согласно измеренному коэффициенту отражения электрооптического модулятора, его частотный диапазон составляет 12–13 ГГц. Потери на ввод и вывод оптического сигнала, связанные с позиционированием оптического волокна, а также потери СВЧ-сигнала с конструктивными особенностями печатной платы составляют порядка 5–10 дБ и также имеют частотно-зависимый характер. Таким образом, коэффициент передачи радиофотонного тракта с применением ИОП составляет  $-13 \dots -24$  дБ в диапазоне частот 1–20 ГГц.

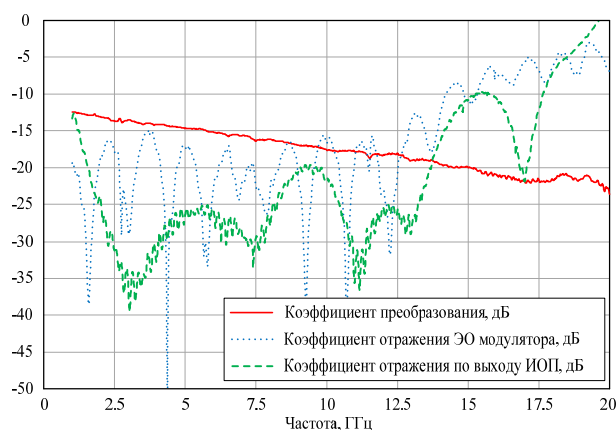


Рис. 8. Измеренные коэффициент передачи приёмного тракта, коэффициент отражения электрооптического модулятора, коэффициент отражения по выходу оптического приёмника

В таблице приведены сводные характеристики ИОП, полученные в результате ЭМ-моделирования и экспериментального исследования.



**Характеристики ИС оптического приемника**

Характеристика ИОП	ЭМ-анализ	Эксперимент
Полоса частот, ГГц	> 20	
Согласование по выходу, дБ	≤ -10	
Коэффициент передачи ТИУ, дБ	22–24	21–22*
Трансимпедансный коэффициент усиления ТИУ, дБΩ	>60	>60*
Технология	250нм SiGe BiCMOS	
$P_{\text{вых}}$ дБ с каждого канала, дБм	≤ -8	–
Групповое время задержки, пс	30+/-2	–
Размер, мм <sup>2</sup>	0,85×1,46	
Потребление, мВт	160	

\* При учете потерь в ЭО-модуляторе

**Заключение**

В статье представлены разработка и экспериментальное исследование ИС оптического приёмника диапазона DC-20 ГГц на основе 0,25 мкм SiGe-BiCMOS-технологии. Разработанный оптический приемник обладает следующими характеристиками: полоса частот DC 20 ГГц, коэффициент трансимпедансного усиления ТИУ  $Z_T = 60-62$  дБ·Ω, коэффициент отражения по выходу не менее -15 дБ, потребляемый ток составляет 50 мА при напряжениях питания 2,5 и 3,3 В, размер микросхемы 1,45×0,86 мм<sup>2</sup> с учетом контактных площадок.

Работа выполнялась при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ. Уникальный идентификатор 8.4029.2017/4.6.

Экспериментальные исследования выполнены с применением оборудования ЦКП «Импульс», соглашение № 075-15-2019-1644, ID RFMEFI62119X0029.

**Литература**

1. Rito P. et al. A Monolithically Integrated Segmented Linear Driver and Modulator in EPIC 0.25-μm SiGe:C-

BiCMOS-Platform // IEEE Trans. Microwave Theory & Tech. – December 2016. – Vol. 64, No. 12. – P. 4561–4572,

2. Eissa M.H. et al. A Wideband Monolithically Integrated Photonic Receiver in 0.25-um SiGe:C-BiCMOS-Technology / ESSCIRC Conference 2016: 42nd European Solid-State Circuits Conference, October 2016.

3. Koryakovtsev A.S., Kokolov A.A., Sheyerman F.I., Babak L.I. Design of Integrated Photonic Receiver with 20 GHz Bandwidth Based on 0.25 um SiGe-BiCMOS-Technology: in Proc. EWDTs, November 2018.

4. Razavi B. Design of Integrated Circuits for Optical Communications. 2nd ed. – New York: J. Wiley & Sons, 2012.

5. Assefa S. et al. Integration of silicon photonics in bulk CMOS // 2012 IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM). – March 2013.

**Коряковцев Артем Сергеевич**

М.н.с. ЛИКС ТУСУРа

Эл. почта: tintartyom@mail.ru

**Коколов Андрей Александрович**

Канд. техн. наук, с.н.с. ЛИКС, доцент каф. КСУП ТУСУРа

Эл. почта: kokolovaa@gmail.com

**Конкин Дмитрий Анатольевич**

Науч. сотр. ЛИКС, ст. преподаватель РСС ТУСУРа

Эл. почта: konkinda@inbox.ru

**Шеерман Федор Иванович**

Канд. техн. наук, зав. лаб. ЛИКС, доцент каф. КСУП ТУСУРа

Эл. почта: fish@kcup.tusur.ru

**Жидик Юрий Сергеевич**

М.н.с. ЛИКС, аспирант каф. ФЭ ТУСУРа

Эл. почта: konkinda@inbox.ru

УДК 621.372

**Н.В. Голенева, Л.И. Бабак, П.В. Панасенко, А.В. Волосов, А.А. Коколов, М.В. Черкашин, Ф.И. Шеерман**

## Исследование влияния заземленного экрана и дополнительных диэлектрических слоев на СВЧ-характеристики микросхем с 3D-интеграцией

В настоящее время проводится активная разработка и моделирование микроэлектронных схем СВЧ-диапазона на подложках GaAs. Проведена оценка влияния дополнительных диэлектрических слоев и слоев металлизации на СВЧ-характеристики микрополосковой (МПЛ) и копланарной (КПЛ) линий передачи, а также симметрирующего трансформатора (СТ) и полосового фильтра (ПФ) на базе МПЛ.

**Ключевые слова:** СВЧ МИС, металлизация, ВСВ, МПЛ, КПЛ.

Одним из ключевых направлений в современной микроэлектронике является 3D-интеграция различных чипов, изготовленных по кремниевым и АЗВ5-технологиям. Потенциальные преимущества 3D-интеграции включают в себя многофункцио-

нальность, повышение производительности, снижение энергопотребления, миниатюризацию, удешевление и повышение надежности. Однако, несмотря на очевидные преимущества такой конструкции, до сих пор не оценено влияние соседних чипов, а также

влияние заземленного медного экрана и дополнительных защитных диэлектрических слоев на СВЧ-характеристики используемых микросхем.

**Исследуемые устройства**

При моделировании конструкции МИС был использован типовой процесс 0,5  $\mu\text{m}$  InGaAs-pHEMT компании Win Semiconductors [1]. Рассматривается структура МИС с дополнительным диэлектрическим слоем (бензоциклобутен, ВСВ,  $\epsilon_r = 2,5$ ,  $\text{tg}\delta = 0,002$ ) и заземленным медным экраном ( $\text{Cu}$ , толщина экрана 4  $\mu\text{m}$ ,  $\sigma = 5,8 \cdot 10^7 \text{ См/м}$ ) над поверхностью слоя ВСВ. Моделирование проводилось на примере микрополосковой линии (МПЛ), копланарной линии (КПЛ), симметризирующего трансформатора (СТ) и полосового фильтра (ПФ) в программном комплексе Advanced Design System (ADS 2016). Для учета влияния дисперсии на свойства диэлектрика применялась модель Свенссона–Джорджевича [2, 3].

МПЛ и КПЛ широко используются в составе МИС в качестве линий передачи. На рис. 1, а, б представлены конструкции 50-омных МПЛ шириной  $W = 70 \mu\text{m}$  и длиной  $L = 2700 \mu\text{m}$  и КПЛ  $W = 15 \mu\text{m}$ , с зазором,  $G = 17,5 \mu\text{m}$  и  $L = 2700 \mu\text{m}$ . Моделирование характеристик данных линий проводилось на частотах  $f = 8\text{--}12 \text{ ГГц}$  и  $f = 30\text{--}40 \text{ ГГц}$ .

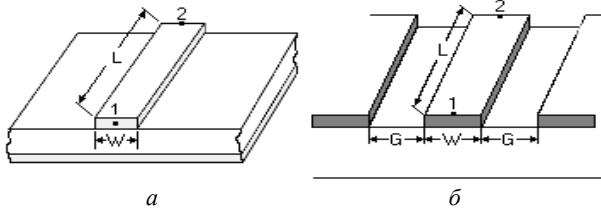


Рис. 1. Конструкции 50-омных МПЛ – а; КПЛ – б

СТ широко используются для преобразования несимметричного тракта в дифференциальный, например, при разработке двойных балансных смесителей, удвоителей и т.п. На рис. 2, а представлена конструкция СТ типа Маршанда на связанных МПЛ [3]. СТ размещается на подложке GaAs и спроектирован для частотного диапазона 8–12 ГГц. Трансформатор согласован в 50-омном тракте и имеет габариты 0,75×0,44 мм. Также на рис. 2, б представлен ПФ на МПЛ с боковой связью [4], он размещен на подложке GaAs и рассчитан для полосы пропускания 6–12 ГГц.

**Влияние слоя ВСВ на характеристики СВЧ-линий передачи**

Рассмотрим влияние слоя ВСВ с заземленным металлическим экраном на характеристики МПЛ и КПЛ, которые широко используются в качестве элементов СВЧ МИС. На рис. 3 представлены полученные с помощью ЭМ-моделирования зависимости волнового сопротивления  $Z_0$  МПЛ и КПЛ от толщины слоя ВСВ  $t$ , над которым расположен заземленный медный экран (цифры возле точек на графике обозначают частоты в ГГц). Моделирование показало, что в пределах указанных частотных поддиапазонов волновое сопротивление МПЛ и КПЛ слабо зависит от частоты. Поэтому на графике (см. рис. 3)

показаны зависимости среднего в этих поддиапазонах значения  $Z_0$  от  $t$ .

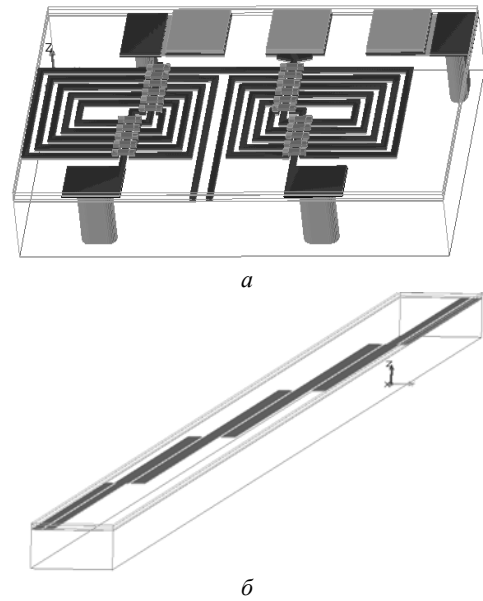


Рис. 2. Конструкция СТ типа Маршанда на связанных МПЛ: а – СТ; б – ПФ на МПЛ с боковой связью

Из рис. 3 следует, что  $Z_0$  изменилось практически в два раза при самом близком расположении медного экрана ( $t = 5 \mu\text{m}$ ) к поверхности МПЛ. Для КПЛ волновое сопротивление изменилось на ~4,5 Ом при самом близком расположении медного экрана ( $t = 5 \mu\text{m}$ ) к поверхности копланарной линии.

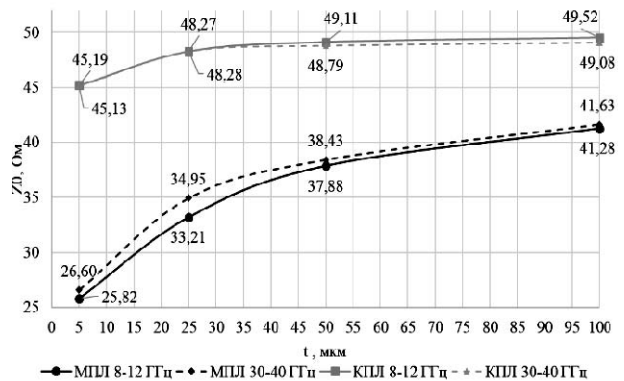


Рис. 3. Зависимость  $Z_0$  МПЛ и КПЛ с экраном от толщины слоя ВСВ

Рассмотренные эффекты физически объясняются следующим. В МПЛ (см. рис. 1, а) ЭМ-поле в основном сосредоточено в диэлектрике между верхним проводником и нижней металлической плоскостью. В этом случае наличие сверху дополнительного диэлектрического слоя с  $\epsilon_r = 2,5$  и заземленного экрана значительно увеличивает погонную емкость ЛП, что в свою очередь приводит к уменьшению  $Z_0$ . В отличие от этого в КПЛ (см. рис. 1, б) ЭМ-поле распространяется не только в слоях диэлектрика, но также и между центральным проводником ЛП и боковыми проводниками. Поэтому при размещении экрана с дополнительным слоем ВСВ характеристики ЛП изменяются сравнительно мало. Из результа-

тов моделирования также следует, что использование покрытий МИС из дополнительных слоев диэлектрика и заземленных металлизированных слоев (экранов) не препятствует возможности получения разных значений волнового сопротивления МПЛ и КПЛ, что достигается путём изменения геометрических параметров ЛП.

Полученные результаты свидетельствуют о том, что в СВЧ МИС, используемых в 3D-интегрированных модулях с покрытием, предпочтительнее применять ЛП (а также согласующие цепи, фильтры и т.д.) на базе КПЛ.

При применении МПЛ значительное влияние медного экрана со слоем ВСВ на волновые сопротивления ЛП необходимо учитывать еще на этапе проектирования МИС. В данном случае возможно использовать математические модели, определяющие зависимости электрических параметров МПЛ от толщины слоя ВСВ и частоты при заданных геометрических размерах ЛП.

#### Полиномиальная модель зависимости волнового сопротивления МПЛ от расположения заземленного медного экрана

Представим влияние медного экрана со слоем ВСВ на волновое сопротивление МПЛ в виде зависимости  $Z_0$  от расположения медного экрана над поверхностью МПЛ. С помощью программного комплекса системы для инженерных и математических расчетов MATLAB построим полиномиальную модель в виде многомерного полинома. Для этой цели в MATLAB существует программный модуль CFTool, который предоставляет набор функций и графический интерфейс пользователя для построения аналитических моделей по одно- и двумерным данным; аппроксимируем данные из рис. 3 двумерными полиномами разной размерности (таблица).

##### Модель в виде полинома Poly23

Linear model Poly23: $\text{Poly23}(x, y) = p_{00} + p_{10} * x + p_{01} * y + p_{20} * x^2 + p_{11} * x * y + p_{02} * y^2 + p_{21} * x^2 * y + p_{12} * x * y^2 + p_{03} * y^3$
Коэффициенты 8–12 ГГц: $p_{00}=32,32$ ; $p_{10}=-1,964$ ; $p_{01}=0,3382$ ; $p_{20}=0,1035$ ; $p_{11}=0,04121$ ; $p_{02}=-0,006221$ ; $p_{21}=-0,002113$ ; $p_{12}=7,522e-06$ ; $p_{03}=2,608e-05$
Коэффициенты 30–40 ГГц: $p_{00}=46,41$ ; $p_{10}=0,1878$ ; $p_{01}=-0,03261$ ; $p_{20}=-0,003478$ ; $p_{11}=-0,0001671$ ; $p_{02}=0,0006891$ ; $p_{21}=3,268e-06$ ; $p_{12}=-2,342e-07$ ; $p_{03}=-3,967e-06$

Максимальная ошибка аппроксимации составила 0,8% для частотного диапазона (8–12 ГГц) и 0,33% (30–40 ГГц).

#### Влияние слоя ВСВ на характеристики СТ и ПФ

Также было изучено влияние слоя ВСВ с заземленным экраном на характеристики двух типов пассивных СВЧ-устройств – СТ и ПФ.

На рис. 5, 6 показаны рассчитанные на основе ЭМ-моделирования частотные зависимости параметров рассеяния СТ  $S_{21}$  и  $S_{31}$ , по которым определяются амплитудный и фазовый разбалансы на выходах СТ. При расчете варьировалась толщина слоя ВСВ с медным экраном над поверхностью трансформатора  $t$ .

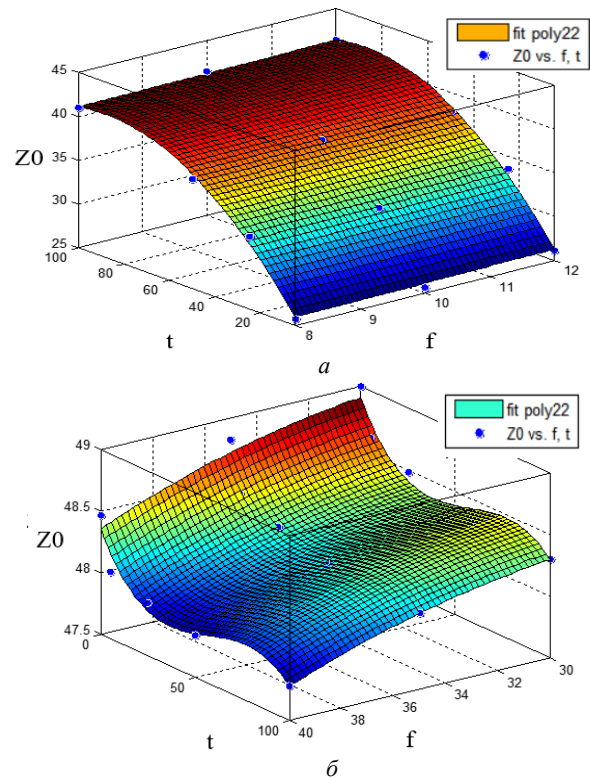
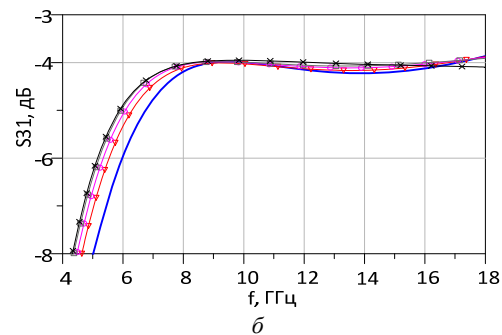
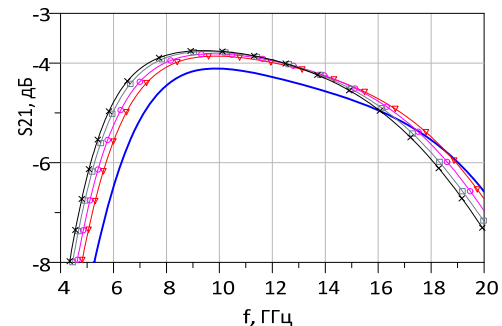


Рис. 4. Полиномиальная модель МПЛ: а – 8–12 ГГц; б – 30–40 ГГц



××××× – без ВСВ; —  $t = 5$  мкм, ▽ ▽ ▽ ▽ ▽ –  $t = 25$  мкм; ○ ○ ○ ○ ○ –  $t = 50$  мкм; □ □ □ □ □ –  $t = 100$  мкм  
Рис. 5. Частотные характеристики параметров СТ: а –  $S_{21}$ ; б –  $S_{31}$

В исходном состоянии (без слоя ВСВ и экрана) полоса пропускания СТ при снижении коэффициента передачи на 1 дБ достигает 6–16 ГГц. При этом на частоте 9,5 ГГц  $S_{21} = -3,75$  дБ и  $S_{31} = -3,95$  дБ, т.е. потери мощности сигнала в исходном СТ (относительно идеального значения –3 дБ) составляют око-

до 1 дБ. При вариации толщины слоя ВСВ от 5 до 100 мкм  $S_{31}$  на этой же частоте почти не меняется,  $S_{21}$  уменьшается на 0,35 дБ. Это говорит о том, что влияние ВСВ и экрана на потери в СТ не очень существенно.

При уменьшении  $t$  полоса СТ сдвигается вверх и при  $t = 5$  мкм равна 7–17 ГГц. В диапазоне частот 8–12 ГГц без слоя ВСВ амплитудный и фазовый разбалансы СТ не превышают 0,2 дБ и 4,5°, а со слоем ВСВ 5 мкм и медным экраном – соответственно 0,3 дБ и 3,5°.

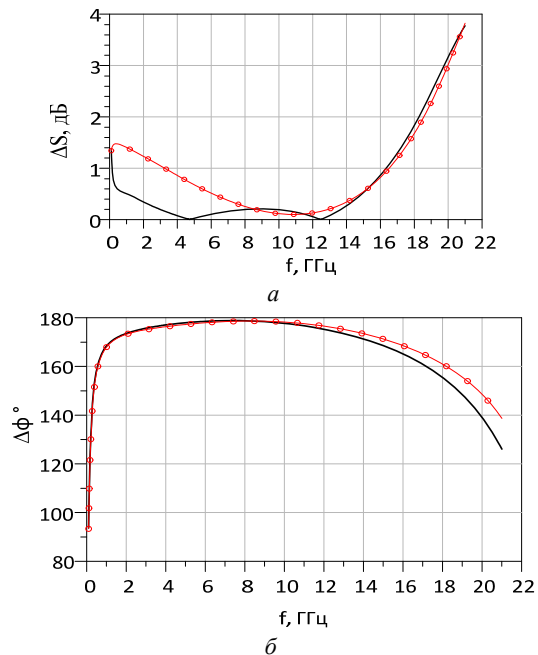


Рис. 6. Амплитудный (а) и фазовый (б) разбалансы на выходе СТ: — без ВСВ; ○—○—○—○—  $t = 5$  мкм

На рис. 7 представлен коэффициент передачи ПФ при использовании структур со слоями ВСВ и заземленным медным экраном. Слой ВСВ и заземленный экран оказывают сильное влияние на характеристики ПФ. В частности, при  $t = 5$  мкм потери в фильтре на центральной частоте возрастают с 1,5 до 4 дБ, а полоса пропускания сужается с 6–12 до 8–11 ГГц (по сравнению с исходным фильтром без слоя ВСВ).

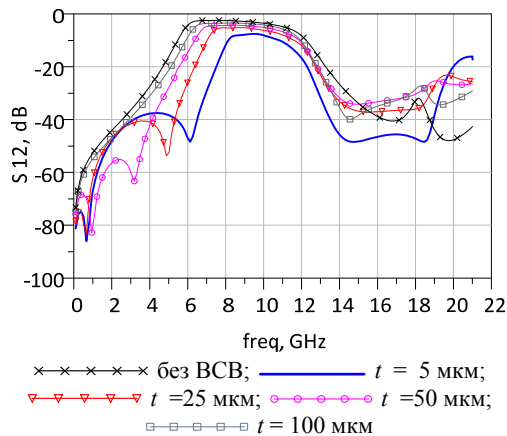


Рис. 7. Коэффициент передачи фильтра при использовании структур со слоями ВСВ и медным экраном

### Выводы

Из результатов моделирования следует, что при наличии заземленного экрана характеристики МПЛ гораздо более чувствительны к толщине слоя ВСВ, чем характеристики КПЛ. В частности, при вариации  $t$  от 5 до 100 мкм волновое сопротивление МПЛ изменилось практически в два раза, при этом для 50-омной КПЛ изменение  $Z_0$  не превысило 10%. При максимальной толщине ВСВ  $t = 100$  мкм экран сильно снизил исходное волновое сопротивление МПЛ (с 50 до 41,3–41,6 Ом).

Слой ВСВ с медным экраном не слишком сильно влияет на характеристики интегрального СТ на МПЛ. Это объясняется тем, что, несмотря на значительную зависимость волнового сопротивления МПЛ от  $t$ , слой ВСВ и медный экран оказывают примерно одинаковое влияние на выполненные из отрезков МПЛ катушки индуктивности в синфазном и противофазном каналах СТ. Поэтому изменение амплитудного и фазового разбалансов СТ по сравнению с исходным состоянием (без слоя ВСВ) невелико. Максимальная погрешность, вносимая медным экраном и слоем ВСВ на характеристики СТ, составляет 6%.

Заземленный экран оказывает существенное влияние на характеристики фильтра. АЧХ коэффициента передачи фильтра существенно ухудшилась, фактически фильтр «развалился».

Экспериментальные результаты получены с использованием оборудования ЦКП «Импульс» при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ по соглашению 075-15-2019-1644, идентификатор проекта RFMEFI62119X0029.

### Литература

1. Svensson C., Dermer G.E. Time Domain Modeling of Lossy Interconnects // IEEE Trans. Advanced Packaging. – May 2001. – Vol. 24, No. 2.
2. Djordjevic A.R., Biljic R.M., Likar-Smiljanic V.D., Sarkar T.K. Wide-band Frequency-Domain Characterization of FR-4 and Time-Domain Causality // IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility. – November 2001. – Vol. 43, No. 4.
3. Huang C.-H., Chen C.-H., Hornig T.-S. Design of integrated planar Marchand balun using physical transformer model: Asia Pacific Microwave Conf., 2009. DOI: 10.1109/apmc.2009.5384349.
4. Маттей Д., Янг Л., Джонс Е. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. – Т. 2. – М.: Связь, 1972.

**Голенева Надежда Валерьевна**

Инженер ЛИКС ТУСУРа  
Эл. почта: nadia\_alt@mail.ru

**Бабак Леонид Иванович**

Д-р техн. наук, каф. КСУП, гл. науч. сотр. ЛИКС ТУСУРа  
Эл. почта: leonid.babak@mail.ru

**Панасенко Пётр Васильевич**

Д-р техн. наук, профессор, зам. ген. дир. АО «НИИМЭ» ТУСУРа по разработке СВЧ-устройств  
Эл. почта: rpanasenko@niime.ru

**Волосов Анатолий Викторович**

Д-р техн. наук, нач. отд. АО «НИИМЭ» ТУСУРа  
Эл. почта: avolosov@niime.ru

**Коколов Андрей Александрович**

Канд. техн. наук, с.н.с. ЛИКС, доцент каф. КСУП ТУСУРа  
Эл. почта: kokolovaa@gmail.com

**Черкашин Михаил Владимирович**

Канд. техн. наук, доцент, декан ФВС ТУСУРа  
Эл. почта: mcher@kcup.tusur.ru

**Шеерман Федор Иванович**

Канд. техн. наук, зав. лаб. ЛИКС,  
доцент каф. КСУП ТУСУРа  
Эл. почта: fish@kcup.tusur.ru

УДК 621.372.632

**А.А. Коколов, А.В. Помазанов, Ф.И. Шеерман, Е.А. Шутов, Л.И. Бабак, И.В. Кулинич**

## **Двойной балансный активный субгармонический смеситель К-диапазона на основе 0,25 мкм SiGe-БиКМОП-технологии**

Предложена структурная схема ИС радиочастотного тракта приемника с АФАР диапазона 18–25 ГГц типа «система на кристалле». Благодаря использованию двойного балансного активного субгармонического смесителя и формирователя квадратурных сигналов, а также включению фазовращателя в канале гетеродина ИС может быть реализована по технологии кремний-германий при минимальных габаритах. Рассмотрены этапы проектирования и результаты экспериментального исследования 0,25 мкм SiGe ИС двойного балансного субгармонического активного смесителя. Разработанный двойной балансный субгармонический смеситель обладает следующими характеристиками: полоса частот ВЧ 18–25 ГГц, полоса частот гетеродина 7–12 ГГц, коэффициент преобразования  $G_c = -6...-9$  дБ, диапазон частот ПЧ 2–4 ГГц, развязка RF-IF не менее 30 дБ, развязки LO-IF, LO-RF, 2×LO-IF и 2×LO-RF не хуже 35 дБ,  $V_{cc} = 3,3$  В,  $I_{cc} = 65$  мА, входная мощность  $IP_{1\text{ дБ}}$  не менее  $-10...-8$  дБм, размеры кристалла  $1 \times 1,36$  мм<sup>2</sup>.

**Ключевые слова:** субгармонический смеситель, СВЧ, SiGe-БиКМОП, К-диапазон.

Перспективным для целого ряда применений (системы спутниковой связи со стационарными и подвижными объектами, современные радары сверхвысокого разрешения и др.) является создание многоканальных приемо-передающих модулей (ППМ) и активных фазированных антенных решеток (АФАР) в частотном диапазоне от 18 до 25 ГГц (К-диапазон).

В настоящее время СВЧ ППМ строятся чаще всего на основе технологии многокристалльных модулей с использованием монолитных интегральных схем (ИС) отдельных устройств (усилителей, смесителей и т.д.), изготовленных на базе гетероструктурных материалов GaAs либо GaN. Однако технология многокристалльных модулей сложна в производстве, особенно на частотах свыше 10 ГГц, а значительными недостатками ИС на базе GaAs и GaN являются малая степень интеграции, малая максимально возможная площадь кристалла, значительная потребляемая мощность ИС и большая стоимость. В связи с отсутствием комплементарных транзисторов значительно усложняется построение даже простых логических ячеек. Сказанное сильно затрудняет создание только на основе материалов GaAs и GaN современных высокоинтегрированных СВЧ ППМ по принципу «система на кристалле» (СнК), содержащих аналоговые и цифровые схемы и отвечающих комплексу жестких требований к характеристикам, включая надежность, экономичность и габариты.

В связи со сказанным для изготовления аналоговых СВЧ ИС и ППМ все шире используются технологии на основе кремния Si (КМОП) и соедине-

ния кремний-германий – SiGe (БиКМОП) [1, 2]. ИС и ППМ на базе этих технологий позволяют одновременно выполнить функции обработки аналоговых и цифровых сигналов в одном кристалле, т.е. реализовать концепцию СнК; имеют меньшие размеры компонентов, в связи с чем допускают более плотную упаковку элементов; кремниевые ИС потребляют гораздо меньшую мощность и дешевле ИС на основе GaAs; ППМ на базе СнК более технологичны и надежны.

В настоящей статье предлагается структурная приемника К-диапазона, выполняемого по принципу СнК на основе SiGe-технологии (рис. 1). Рассматривается разработка ключевого компонента приемника, а именно субгармонического смесителя с удвоением частоты.

### **Структура приемника К-диапазона**

С целью достижения высокой избирательности приемный модуль (ПМ) выполняется по супергетеродинной схеме. Для управления в АФАР амплитудой и фазой сигнала ПМ должен содержать цифровые аттенюатор (ЦАТТ) и фазовращатель (ФВ). При выборе структурной схемы однокристалльного супергетеродинного приемника типа СнК необходимо учитывать возможность обеспечения требуемых электрических характеристик при реализации на основе технологии SiGe, а также площадь кристалла, от нее зависят габариты и стоимость МИС приемника.

Следует отметить также, что в кремниевых СВЧ ИС для упрощения построения и улучшения СВЧ-характеристик транзисторных каскадов часто при-

меняется дифференциальная схемотехника. Поэтому в схемах кремниевых СВЧ ПМ обычно используются симметрирующие трансформаторы (СТ), позволяющие осуществить переход от несимметричного тракта к симметричному (дифференциальному) и наоборот.

В состав типовой структурной схемы ПМ диапазона 18–25 ГГц с управлением амплитудой и фазой сигнала входят СВЧ-блок (аналоговый радиочастотный тракт), блок цифрового управления и блок формирования напряжений питания. В свою очередь СВЧ-блок включает следующие устройства (функциональные блоки): малошумящий усилитель (МШУ), пассивный смеситель (СМ), 6-разрядный ЦАТТ, 6-разрядный ФВ, буферный усилитель промежуточной частоты (УПЧ), буферный усилитель сигнала гетеродина (УСГ). ЦАТТ и ФВ включены в тракт промежуточной частоты (ПЧ), которая составляет 2–4 ГГц. При этом на СМ подается сигнал гетеродина в диапазоне частот 16–21 ГГц. УСГ используется для усиления мощности сигнала гетеродина, согласования СМ с трактом гетеродина и обеспечения развязки.

Однако построение однокристалльного ПМ на основе технологии SiGe по типовой структурной схеме имеет существенные недостатки: а) для нормальной работы пассивного смесителя усилитель УСГ должен иметь выходную мощность около 10–12 дБм в полосе 16–21 ГГц, для усилителей на основе кремниевых технологий получение такой мощности в К-диапазоне является непростой задачей; б) в канале гетеродина требуется использование интегрального СТ для перехода от несимметричного тракта (выход LO гетеродина) к симметричному (дифференциальный вход LO смесителя), это приводит к увеличению площади кристалла и возрастанию потерь в канале гетеродина; в) для обеспечения нужных фазовых сдвигов на частоте ПЧ (2–4 ГГц) в звеньях ФВ должны использоваться катушки индуктивности больших номиналов, которые имеют значительные потери и будут занимать большую часть площади кристалла.

Включение в канале гетеродина удвоителя частоты (УДВ) позволяет использовать сигнал гетеродина половинной частоты (8–10,5 ГГц). Однако такая схема не решает указанных проблем, так как потери в УДВ составляют около 12 дБ. Для их компенсации понадобится дополнительный УСГ на частоте 16–21 ГГц, включенный на выходе УДВ, этот усилитель все равно должен обеспечить тот же уровень выходной мощности 10–12 дБм.

Указанные трудности во многом преодолеваются, если вместо обычного пассивного СМ реализовать схему активного субгармонического смесителя (СГСМ) на ячейке Гильберта [3]. В таких смесителях выходной сигнал ПЧ (IF) получается в результате смешивания входного сигнала радиочастоты (RF) с удвоенным по частоте сигналом гетеродина (LO). Одним из важных элементов СГСМ является формирователь квадратурных сигналов (ФКС). Он

предназначен для получения в тракте гетеродина квадратурных компонент сигнала, сдвинутых по фазе на 90° (I- и Q-сигналы). В случае дифференциального смесителя ФКС должен обеспечить квадратурные I- и Q-сигналы на дифференциальных выходах.

Структурная схема ПМ с использованием СГСМ, который выполняет одновременно функции СМ и удвоителя частоты сигнала гетеродина, показана на рис. 1.

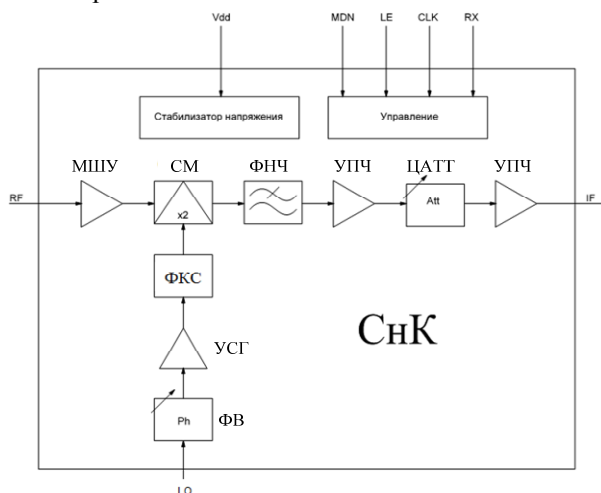


Рис. 1. Структурная схема ПМ с субгармоническим смесителем и фазовращателем в канале гетеродина

Ее принципиальной особенностью является также включение ФВ в канале гетеродина. Такая схема имеет несколько преимуществ. Во-первых, ФВ работает на половинной частоте гетеродина 8–10,5 ГГц, в связи с этим номиналы и размеры катушек индуктивности в звеньях ФВ значительно меньше, чем для ФВ с полосой 2–4 ГГц (см. рис. 1), меньше соответственно и потери в катушках. Во-вторых, применение ФКС решает проблему перехода от недифференциального к дифференциальному тракту, при этом ФКС фактически заменяет два СТ (отдельно для сигналов I и Q), но по сравнению с ними имеет гораздо меньшие габариты. УСГ должен скомпенсировать потери ФВ (около 12 дБ) и ФКС (около 12–14 дБ, из них 6 дБ на разветвление сигнала). Однако, так как СГСМ – активный смеситель, на его вход требуется подать меньшую мощность гетеродина, чем в случае пассивного СМ. Требуемая мощность УСГ составляет примерно в 6–8 дБ. Так как УСГ работает на половинной частоте гетеродина (8–10,5 ГГц), получение такой мощности по кремниевой технологии вполне возможно.

Таким образом, вариант ПМ с СГСМ и ФВ в канале гетеродина (см. рис. 1) будет иметь наименьшие габариты и наиболее подходит для реализации по кремниевой технологии.

### Проектирование двойного балансного субгармонического смесителя

На рис. 2 приведена структурная схема двойного балансного субгармонического смесителя К-диапазона. Формирователь квадратурных сигналов (ФКС) предназначен для деления сигнала гетеродина на 4 канала со сдвигом фазы 0, 90, 180 и 270°.

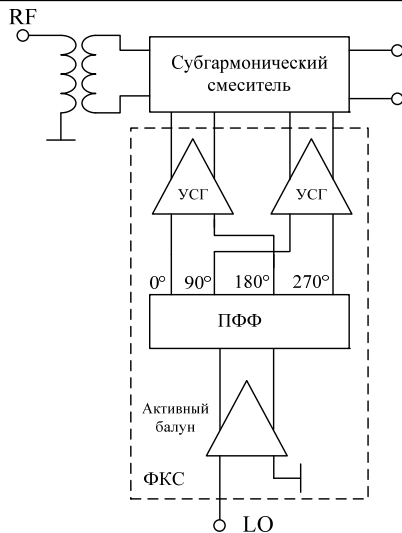


Рис. 2. Структурная схема двойного балансного субгармонического смесителя К-диапазона

Для преобразования несимметричного сигнала в дифференциальный на входе гетеродина используется активный балун, который реализован на основе дифференциального усилителя. Далее сигнал гетеродина поступает на полифазный RC-фильтр. Для компенсации потерь ПФФ и достижения необходимо для работы субгармонического смесителя выходного размаха по напряжению сигнала гетеродина используется сдвоенный усилитель сигнала гетеродина (УСГ). На входе СВЧ-сигнала используется пассивный балун К-диапазона. Выход ПЧ в данной реализации было решено оставить дифференциальным для уменьшения площади чипа и, соответственно, цены изготовления.

На рис. 3 приведена электрическая принципиальная схема двойного балансного смесителя. Для удобства чтения схемы элементы подачи питания изображены, но не обозначены.

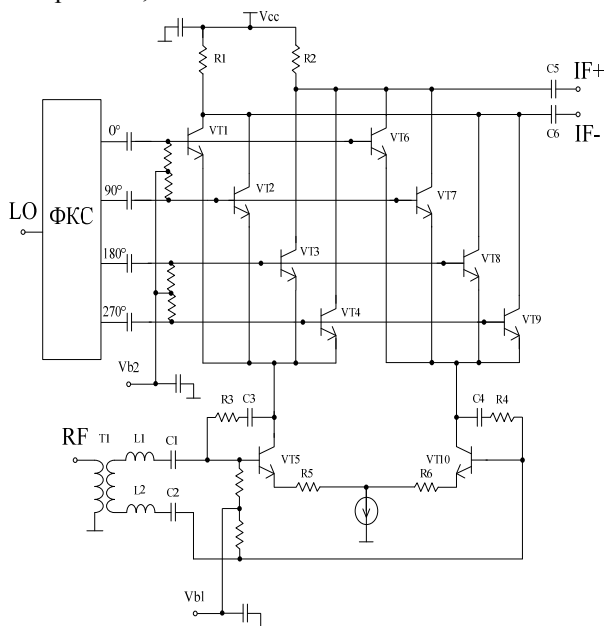


Рис. 3. Схема электрическая принципиальная двойного балансного субгармонического смесителя К-диапазона

Нижняя дифференциальная пара, состоящая из транзисторов VT5 и VT10, выполняет роль преобразования входного напряжения в ток. Предварительный анализ показал, что для получения минимальных шумов при максимальном коэффициенте передачи будет использование биполярных транзисторов *ihr\_pnpH3\_P1* с общей длиной эмиттера  $0,84 \times 12 = 10,08$  мкм. Ток нижней дифференциальной пары был выбран 15 мА для обеспечения максимальных рабочих частот и высокой линейности, таким образом, ток, протекающий через каждый транзистор VT5 и VT10, составляет 7,5 мА. Размер переключаемых транзисторов был выбран исходя из соотношений максимизации  $f_t$ , линейности и уменьшения входной емкости (для облегчения согласования с цепями со стороны гетеродина). Номиналы нагрузочных резисторов R1 и R2 выбраны равными 70 Ом, исходя из компромисса между коэффициентом преобразования  $G_C$ , падением напряжения на нагрузочных резисторах и согласованием с выходом. Падение напряжения на резисторах R1 и R2 составляет  $VR1 = 7,5 \text{ мА} \times 70 \text{ Ом} = 0,525 \text{ В}$  при суммарном напряжении питания  $V_{cc} = 3,3 \text{ В}$ .

Для повышения коэффициента преобразования  $G_C$  смесителя на основе ячейки Гильберта необходимо повышать сопротивления нагрузки, что приведет к увеличению падения напряжения на резисторах R1 и R2 и уменьшению напряжения на транзисторах VT1–VT10. Одним из возможных решений этой проблемы является использование схемы с параллельной подачей питания на нижнюю дифференциальную пару (так называемая «current bleeding» схема). Также увеличение нагрузочных резисторов приводит к увеличению коэффициента отражения от 50-омного выхода смесителя. Выходной ПЧ-сигнал снимается через разделительные емкости C5, C6 величиной 5 пФ, реализованные непосредственно на чипе, что обеспечивает работу сигнала ПЧ в полосе от 2 ГГц.

Для преобразования СВЧ-сигнала в дифференциальный используется балун T1, выполненный на основе трансформатора Маршанда. Для улучшения согласования и повышения коэффициента передачи используется дополнительная согласующая цепь, состоящая из элементов L1, L2 и C1, C2. Обратная связь по напряжению R3-R4 и C3-C4 обеспечивает выравнивание коэффициента передачи смесителя в широкой полосе частот и улучшает согласование. Эмиттерные резисторы  $R5 = R6 = 7 \text{ Ом}$  повышают линейность и устойчивость смесителя, но при этом снижают коэффициент преобразования  $G_C$ .

Для нормальной работы субгармоническому смесителю требуется порядка 0...3 дБм мощности гетеродина на каждом квадратурном входе. Также по входу гетеродина реализована цепь смещения переключаемых транзисторов VT1–VT4 и VT6–VT9.

На рис. 4 изображена принципиальная схема дифференциального активного балуна. Активный балун основан на дифференциальной каскодной схеме (VT1–VT4), при этом один из входов заземлен

через конденсатор  $C_4$ , реализованный непосредственно на чипе. Для обеспечения согласования по входу используется согласующая цепь из элементов  $C_1$  и  $L_1$ . Коэффициент усиления активного балуна составляет 10...11 дБ в полосе 7–12 ГГц.

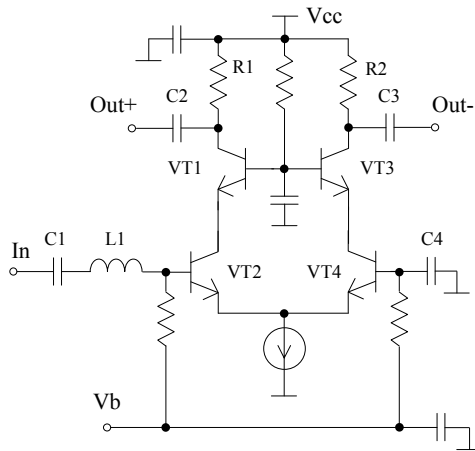


Рис. 4. Принципиальная схема активного балуна

Далее следует полифазный RC-фильтр второго порядка (см. рис. 2), потери которого составляют 14...15 дБ. Для компенсации потерь ПФФ и увеличения выходной мощности реализованы дифференциальные УСГ. Схема УСГ аналогична схеме активного балуна. Коэффициент усиления УСГ составляет 15 дБ, выходная мощность  $P_{1дБ} = 2$  дБм.

На рис. 5 приведена фотография МИС двойного балансного субгармонического смесителя, размеры кристалла  $1 \times 1,36$  мм<sup>2</sup>.

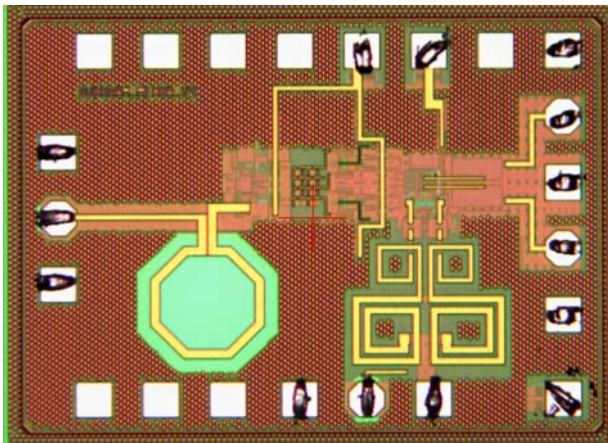


Рис. 5. Фотография МИС двойного балансного субгармонического активного смесителя ( $1 \times 1,36$  мм<sup>2</sup>)

**Экспериментальное исследование**

Измерения проводились на зондовой станции Cascade с использованием следующего измерительного оборудования: векторный 4-портовый анализатор ZVA, набор DC-зондов, один дифференциальный GSGSG зонд (по выходу ПЧ) и два GSG (по входам ВЧ и гетеродина), источник питания. Перед началом измерений была проведена калибровка в сечении зондов по S-параметрам и по мощности. Таким образом, потери в СВЧ-зондах не учитывались при измерениях.

Так как ИС смесителя имеет дифференциальный выход ПЧ, то необходимо использовать внешнее симметрирующее устройство. Однако при зондовых измерениях оказалось достаточно затруднительно использовать внешний балун, поэтому было принято использовать только один выход ПЧ. На второй выход была подключена 50-омная нагрузка. В таких условиях смеситель сохраняет работоспособность, но снижаются коэффициент преобразования (на 3 дБ), а также развязка RF-IF.

Экспериментальное исследование было проведено при следующих условиях:  $P_{in} = -30$  дБм,  $P_{LO} = 0...-16$  дБм (стандартные  $P_{LO} = -10$  дБм),  $V_{cc} = 3,3$  В,  $I_{cc} = 65$  мА,  $f_{IF} = 2...4$  ГГц,  $f_{RF} = 18...25$  ГГц.

На рис. 6 представлены результаты измерений коэффициента преобразования  $G_C$ , коэффициенты отражения по входам ВЧ и ПЧ, при  $P_{LO} = -10$  дБм,  $f_{IF} = f_{RF} - 2 \times f_{LO} = 3,9$  ГГц в диапазоне частот  $f_{RF} = 5...30$  ГГц. На рис. 7 представлены результаты измерений развязки RF-IF, LO-IF, LO-RF,  $2 \times LO-IF$ ,  $2 \times LO-RF$  двойного балансного субгармонического смесителя.

На рис. 8 представлена входная мощность  $IP_{1дБ}$  в точке сжатия на 1 дБ в зависимости от входной частоты ( $P_{LO} = -10$  дБм,  $f_{IF} = f_{RF} - 2 \times f_{LO} = 3,9$  ГГц).

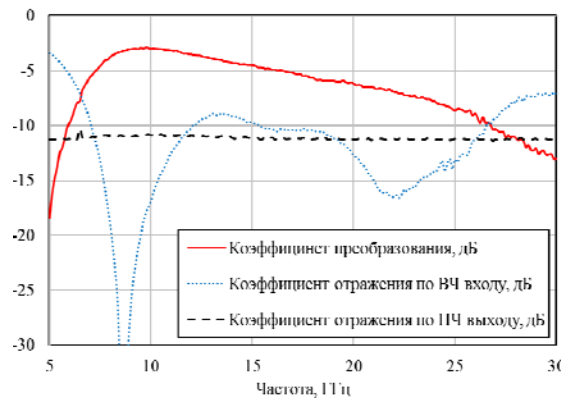


Рис. 6. Коэффициента преобразования, коэффициенты отражения по входам ВЧ и ПЧ

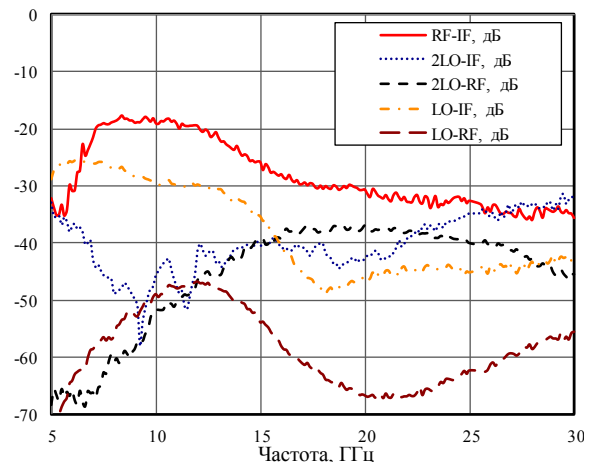


Рис. 7. Развязка RF-IF, LO-IF, LO-RF,  $2 \times LO-IF$ ,  $2 \times LO-RF$  двойного балансного субгармонического смесителя

Сводные измеренные характеристики двойного балансного субгармонического активного смесителя



приведены в таблице. Коэффициент преобразования смесителя в диапазоне частот 18–25 ГГц при мощности гетеродина  $P_{LO} = -10$  дБм составляет  $G_C = -6...-9$  дБ, коэффициент отражения по входу ВЧ не менее  $-12$  дБ, коэффициент отражения по выходу ПЧ в полосе 2...4 ГГц не менее  $-10$  дБ, развязки по всем портам (в том числе на удвоенной частоте гетеродина) не хуже 30 дБ. Входная мощность  $IP_{1дБ}$  в диапазоне частот 18–25 ГГц составляет 10...–8 дБм. Отметим, что при учете потерь СВЧ-зондов и использовании внешнего балуна по сигналу ПЧ коэффициент преобразования должен составлять порядка  $G_C \sim -3...-5$  дБ.

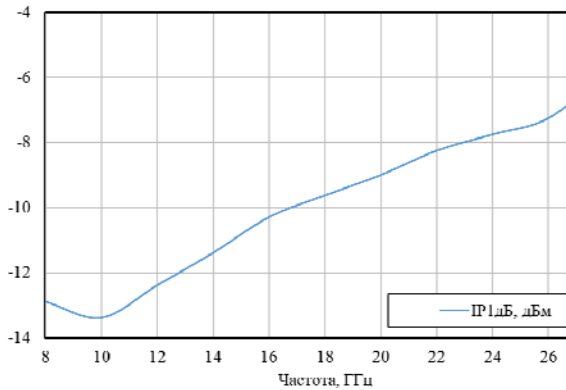


Рис. 8. Входная мощность  $IP_{1дБ}$  в зависимости от входной частоты ( $P_{LO} = -10$  дБм,  $f_{IF} = f_{RF} - 2 \times f_{LO} = 3,9$  ГГц)

#### Характеристики МИС двойного балансного субгармонического активного смесителя

Характеристика	Значение
Рабочая полоса частот ВЧ, ГГц	18–25
Рабочая полоса частот ПЧ, ГГц	0,9...5,9
Рабочая полоса частот гетеродина, ГГц	7...12
Коэффициент преобразования $G_C$ , дБ	$-6...-9$
Мощность гетеродина $P_{LO}$ , дБм	$0...-16$
Согласование по входу ВЧ, дБ	$\leq -10$
Согласование по входу ПЧ, дБ	$\leq -10$
Согласование по входу гетеродина, дБ	$\leq -12$
Уровень $IP_{1дБ}$ , дБм	$-10...-8$
Развязка RF–IF, дБ	$> 30$
Развязка $2 \times LO$ –IF, дБ	$> 35$
Развязка $2 \times LO$ –RF, дБ	$> 37$
Развязка LO–IF, дБ	$> 45$
Развязка LO–RF, дБ	$> 50$
Напряжение питания $V_{cc}$ , В	3,3
Ток потребления $I_{cc}$ , мА	65

#### Заключение

В статье предложена структурная схема ИС радиочастотного тракта приемника с АФАР диапазона 18–25 ГГц типа «система на кристалле». Благодаря использованию двойного балансного активного субгармонического смесителя и формирователя квадратурных сигналов, а также включению фазовращателя в канале гетеродина ИС может быть реализована по технологии кремний-германий при минимальных габаритах. Разработанный двойной балансный субгармонический смеситель обладает следующими характеристиками: полоса частот ВЧ 18–25 ГГц,

полоса частот гетеродина 7–12 ГГц, коэффициент преобразования  $G_C = -6...-9$  дБ, диапазон частот ПЧ 2–4 ГГц, развязка RF–IF не менее 30 дБ, развязки LO–IF, LO–RF,  $2 \times LO$ –IF и  $2 \times LO$ –RF не хуже 35 дБ,  $V_{cc} = 3,3$  В,  $I_{cc} = 65$  мА, входная мощность  $IP_{1дБ}$  не менее  $-10...-8$  дБм, размеры кристалла  $1 \times 1,36$  мм<sup>2</sup>.

Работа выполнялась при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ. Уникальный идентификатор 8.3423.2017/4.6.

Экспериментальные результаты получены с использованием оборудования ЦКП «Импульс» при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ по соглашению 075-15-2019-1644, идентификатор проекта RFMEFI62119X0029.

#### Литература

1. Issakov V., Thiede A., Verweyen L., Tiebout M. 0.5–25 GHz inductorless single-ended resistive mixer in 0.13 CMOS // Electronic Letters. – 2009. – Vol. 45 (2). – P. 108–109.
2. Wang X., Dengi A., Kiaei S. A high IP3 X-band BiCMOS mixer for radar applications // Proceedings of the 2004 International Symposium on Circuits and Systems. – 2004. – ISCAS '04. – Vol. 1, 23–26 May 2004. – P. 113–116.
3. Kao J.C., Meng C., Wei H.J., Huang G.W. 60-GHz SiGe-BiCMOS dual-conversion down-converter: Schottky diode RF mixer and analog Gilbert IF mixer with microwave quadrature generator // 2016 IEEE 16th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF), Austin, TX. – 2016. – P. 54–56.
4. Tsai J.-H., Huang T.-W. 35–65-GHz CMOS Broadband Modulator and Demodulator With Sub-Harmonic Pumping for MMW Wireless Gigabit Applications // IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques. – October 2007. – Vol. 55, No. 10. – P. 2075–2085.

#### Коколов Андрей Александрович

Канд. техн. наук, с.н.с. ЛИКС, доцент каф. КСУП ТУСУРа  
Эл. почта: kokolovaa@gmail.com

#### Помазанов Алексей Владимирович

Инженер ЛИКС ТУСУРа  
Эл. почта: pomazanov-95@mail.ru

#### Шеерман Федор Иванович

Канд. техн. наук, зав. лаб. ЛИКС,  
доцент каф. КСУП ТУСУРа  
Эл. почта: fish@kcup.tusur.ru

#### Шутов Евгений Александрович

Инженер ЛИКС  
Эл. почта: shutov\_ea@bk.ru

#### Бабак Леонид Иванович

Д-р техн. наук, каф. КСУП, г.н.с. ЛИКС ТУСУРа  
Эл. почта: leonid.babak@mail.ru

#### Кулинич Иван Владимирович

Инженер НОЦ «Нанотехнологии», м.н.с. ЛИКС ТУСУРа  
Эл. почта: kulinich@micran.ru

УДК 621.389

Е.А. Шутов, Ф.И. Шеерман, Л.И. Бабак, А.А. Коколов

## Экспериментальное исследование цифрового перестраиваемого аттенюатора диапазона частот 8–12 ГГц на основе 0,13 мкм КМОП-технологии

Представлены результаты проектирования и экспериментального исследования цифрового перестраиваемого аттенюатора диапазона частот 8–12 ГГц. Особенностью ЦАТТ является интеграция драйвера последовательного и параллельного управления. Экспериментальные исследования проводились при помощи зондовой станции фирмы Cascade. ЦАТТ выполнен на основе 0,13 мкм КМОП-технологии. Площадь кристалла ЦАТТ составляет 0,92 мм<sup>2</sup>.

**Ключевые слова:** цифровой аттенюатор, КМОП, электромагнитное моделирование, зондовая станция, измерение, интегральная схема.

Цифровые аттенюаторы (ЦАТТ) СВЧ-диапазона находят широкое применение при построении приемопередающих модулей (ППМ), используемых в радарх, системах связи нового поколения и радиорелейной связи. Как правило, СВЧ ППМ в таких системах разрабатывают на монолитных интегральных схемах (МИС), изготавливаемых по технологиям полупроводников АЗВ5 (GaAs, GaN). Однако в последнее время устройства цифрового управления амплитудой и фазой СВЧ-сигнала в ППМ (аттенюаторы, фазовращатели, переключатели) все чаще реализуют в виде МИС на базе КМОП-технологий [1, 2]. По сравнению с технологиями АЗВ5 чипы, выполненные по КМОП- и БиКМОП-технологиям, обеспечивают большую степень интеграции, меньшие массу, габариты и стоимость, более низкое энергопотребление и др.

В технологии КМОП используются полевые транзисторы с изолированным затвором с каналами разной проводимости, что позволяет реализовывать сложные цифровые схемы управления (драйверы). В то же время при использовании технологий АЗВ5 реализация цифровых драйверов весьма сложна, удорожает разработку, увеличивает габариты МИС и ограничивает возможности управления. В целом схемы, выполненные по КМОП-технологиям, обладают следующими преимуществами:

- малое энергопотребление в статичном режиме;
- высокое быстродействие;
- возможность реализации на одном кристалле аналоговых и цифровых узлов;
- меньшие размеры компонентов по сравнению с НЕМТ-технологиями (High Electron Mobility Transistor), что в свою очередь допускает более плотную упаковку элементов.

В свою очередь, недостатками являются высокий коэффициент шума, низкая плотность выходной мощности, сложный технологический процесс изготовления [3].

В настоящей работе представлены результаты проектирования, а также экспериментального исследования ЦАТТ диапазона частот 8–12 ГГц на основе 0,13 мкм КМОП-технологии.

Требования, предъявляемые к ЦАТТ:

- диапазон рабочих частот от 8 до 12 ГГц;
- разрядность не менее 5 бит;

- шаг ослабления не менее 0,5 дБ;
- СКО по амплитуде не более 0,3 дБ;
- согласование по входу с нагрузкой 50 Ом не хуже –10 дБ;
- согласование по выходу с нагрузкой 50 Ом не хуже –10 дБ;
- входная мощность не менее 10 дБм;
- интерфейс управления – последовательный и параллельный.

### Проектирование ЦАТТ

Для обеспечения требований была выбрана 6-битная схема ЦАТТ с использованием ячеек Т-типа (рис. 1, а) и вырожденного звена (см. рис. 1, б) [4]. В качестве управляющих элементов применяются n-МОП-транзисторы.

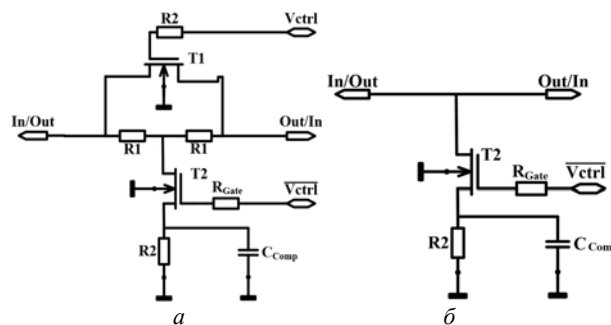


Рис. 1. Схема ЦАТТ: а – ячейка Т-типа, б – вырожденное звено

В ячейках Т-типа (см. рис. 1, а) управление осуществляется двумя напряжениями  $\bar{V}_{ctrl}$  и  $V_{ctrl}$ , а в ячейке с одним транзистором (см. рис. 1, б) напряжением  $\bar{V}_{ctrl}$ . В ячейках присутствуют компенсирующие ёмкости  $C_{comp}$ , которыми корректируется наклон АЧХ для каждого опорного состояния аттенюатора. Дополнительно между ячейками включены индуктивности, обеспечивающие требуемое согласование во всех состояниях ЦАТТ и наклон АЧХ. Ячейки с ослаблением 0,5 дБ и 1 дБ реализованы в виде вырожденного звена. Ячейки 2, 4, 8, 16 дБ выполнены по Т-типу.

Результаты электромагнитного моделирования S-параметров топологии ЦАТТ представлены на рис. 2–4. В разработанной топологии ЦАТТ предусмотрено два вида управления. Первый вариант по-

зволяет управлять ячейками ЦАТТ напрямую через одиннадцать контактных площадок. Второй вариант позволяет управлять аттенуатором в параллельном и последовательном режиме, с помощью драйвера.

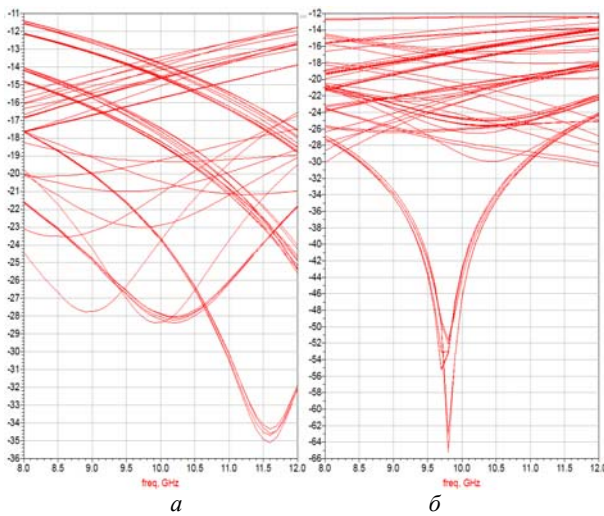


Рис. 2. Результаты электромагнитного моделирования  $S$ -параметров топологии ЦАТТ:  $a$  –  $S_{11}$  для всех состояний аттенуатора;  $b$  –  $S_{22}$  для всех состояний ЦАТТ

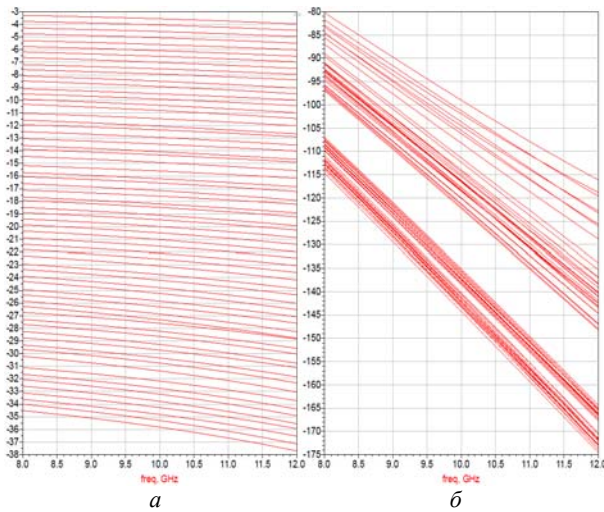


Рис. 3. Результаты электромагнитного моделирования  $S$ -параметров топологии ЦАТТ:  $a$  –  $S_{21}$  для всех состояний ЦАТТ;  $b$  –  $S_{21}$  по фазе для всех состояний ЦАТТ

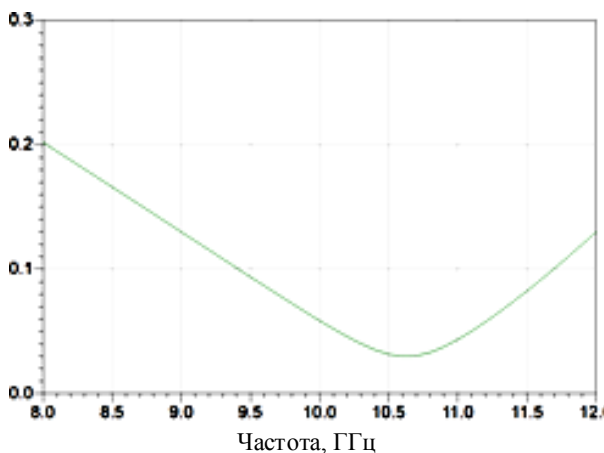


Рис. 4. СКО для всех состояний

### Описание работы драйвера управления

Выбор режима работы осуществляется подачей логического сигнала на вход SER\_PAR, «0» соответствует последовательному режиму, «1» – параллельному режиму работы. Состояние ЦАТТ кодируется последовательностью из восьми бит. Запись в параллельно-последовательный регистр очередного бита осуществляется по положительному фронту тактового сигнала SCK. По положительному фронту сигнала LE значение из регистра загружается в аттенуатор, тем самым изменяя его состояние, и сохраняется до тех пор, пока не придёт следующий положительный фронт LE. Так работает режим последовательного кода.

Режим параллельного кода устанавливается, когда на вход SER\_PAR подана логическая «1». В таком режиме возможна работа, как с фиксацией состояния, так и в режиме непрерывного управления. В режиме с фиксацией состояния ЦАТТ задаются управляющими напряжениями на входах D0–D5, при низком сигнале на входе LE. В режиме непосредственного управления на вход LE подается логическая «1». В этом режиме состояние ЦАТТ определяется напряжениями на входах D0–D5 и устанавливается непосредственно при изменении напряжений на входах D0–D5.

### Экспериментальное исследование ЦАТТ

МИС ЦАТТ X-диапазона была изготовлена на базе 0,13 мкм КМОП-технологии, фотография изготовленного кристалла представлена на рис. 5.

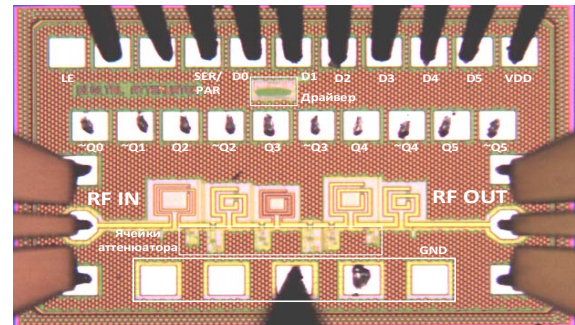


Рис. 5. Фотография ЦАТТ X-диапазона (площадь чипа 0,92 мм<sup>2</sup>)

Измерения ЦАТТ проводились при помощи ручной зондовой станции Cascade (рис. 6) с использованием векторного анализатора цепей (ВАЦ) ZVA40 1. Кристалл ЦАТТ поступает с фабрики в разрезанном виде, т.е. готовым для установки в корпус. Для проведения измерений кристалла на зондовой станции его необходимо приклеить на металлическое основание. На следующем этапе подготовки к измерениям приклеенный кристалл устанавливается на измерительный стол 4, зондовой станции и крепится при помощи вакуума. В свою очередь на столешницу 7 поступает сжатый воздух для обеспечения стабильности от внешних колебаний и вибраций. Питание на аттенуатор поступает при помощи DC-зондов 3, от источника постоянного напряжения 2. Сигналы от ВАЦ на исследуемое устройство по-

ступают через СВЧ-зонды 3. Отображение измеряемого кристалла происходит при помощи электронного микроскопа 5, управление которым осуществляется ручным манипулятором 6.

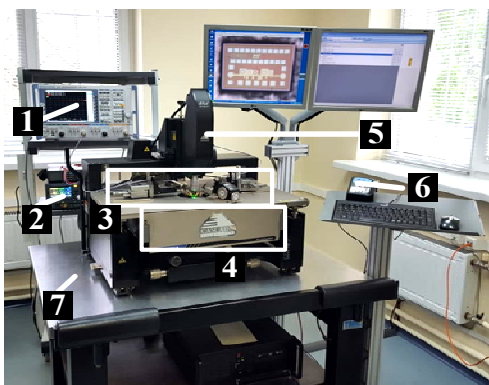
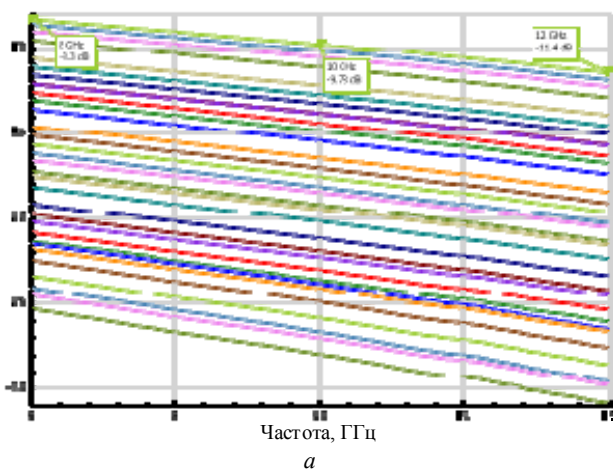
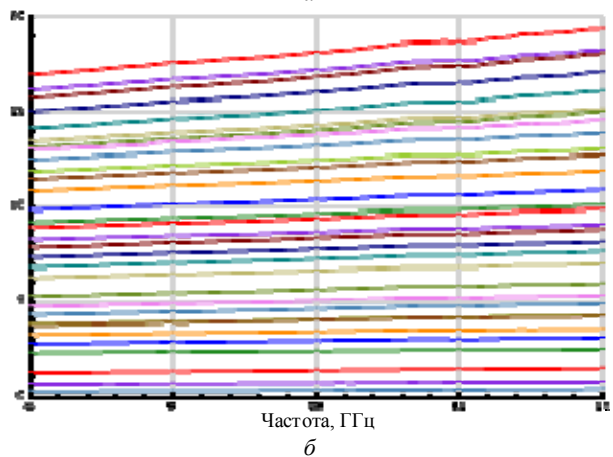


Рис. 6. Фотография измерительной установки

Сигналы управления ячейками подавались, при помощи DC зондов как напрямую через контактные площадки  $\sim Q0 - \sim Q5$ , так и при помощи драйвера. Результаты измерений  $S$ -параметров ЦАТТ X-диапазона, управляемого драйвером, представлены на рис. 7, 8. Приведены только первые 32 состояния, т.к. ячейка ЦАТТ с ослаблением 16 дБ значительно отличается от результатов моделирования.

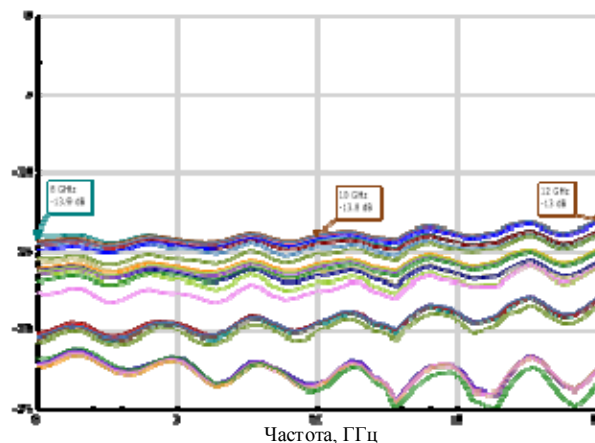


а

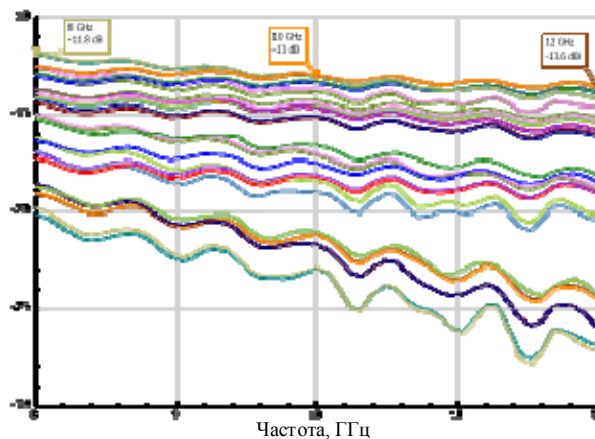


б

Рис. 7. Результаты измерений  $S$ -параметров ЦАТТ X-диапазона: а –  $S_{21}$  для всех состояний ЦАТТ; б – относительное  $S_{21}$  для всех состояний ЦАТТ



а



б

Рис. 8. Результаты измерений  $S$ -параметров ЦАТТ X-диапазона: а –  $S_{11}$  для всех состояний ЦАТТ; б –  $S_{22}$  для всех состояний ЦАТТ

По результатам измерений ЦАТТ X-диапазона можно сделать следующие выводы:

1. Различие между результатом моделирования и измеренными потерями в опорном состоянии ( $-9,8$  дБ на частоте 10 ГГц) вызвано заниженными потерями в моделях n-МОП-транзисторов в СВЧ-диапазоне. Для устранения данного различия необходимо заложить и изготовить отдельные тестовые n-МОП-транзисторы, для их дальнейших измерений и использовании измеренных  $S$ -параметров в процессе разработки, чтобы можно было более точно прогнозировать характеристики ЦАТТ.

2. Ослабление каждого бита не совсем соответствует заявленному номиналу. Вызвано это также некорректными моделями n-МОП-транзисторов.

3. Ячейку ЦАТТ 16 дБ не получилось реализовать требуемым образом, по этой причине результаты измерений со включенной ячейкой 16 дБ не приведены.

4. Согласование по входу для всех состояний не превышает  $-13$  дБ; согласование по выходу для всех состояний не превышает  $-11,8$  дБ.

**Заключение**

Представлены результаты разработки и экспериментального исследования характеристик МИС

ЦАТТ X-диапазона с драйвером управления, изготовленной на основе 0,13 мкм КМОП-технологии. Потери ЦАТТ X-диапазона в опорном состоянии составляют –9,8 дБ на частоте 10 ГГц. Согласование по входу для всех состояний не превышает –13 дБ; согласование по выходу для всех состояний не превышает –11,8 дБ.

Экспериментальные результаты получены с использованием оборудования ЦКП «Импульс» при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ по соглашению 075-15-2019-1644, идентификатор проекта RFMEFI62119X0029.

#### *Литература*

1. Bettidi A. et al. X-Band Transmit/Receive Module MMIC Chip-Set Based on Emerging GaN- and SiGe-Technologies // IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology. – 2010 (Oct.). – P. 250–255.
2. Dinc T. et al. X-band SiGe bi-complementary metal-oxide semiconductor transmit/receive module core chip for phased array RADAR applications // IET Microwaves, Antennas & Propagation. – 2015. – Vol. 9, No. 9. – P. 948–956.
3. КМОП [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%9A%D0%9C%D0%9E%D0%9F> (дата обращения: 30.09.2019).

4. Bon-Hyun Ku. 6-bit CMOS Digital Attenuators With Low Phase Variations for – Band Phased-Array Systems [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [https://www.researchgate.net/publication/319324838\\_A\\_CMOS\\_digital\\_step\\_X-type\\_attenuator\\_with\\_low\\_process\\_variations](https://www.researchgate.net/publication/319324838_A_CMOS_digital_step_X-type_attenuator_with_low_process_variations) (дата обращения: 20.05.2019).

---

#### **Шутов Евгений Александрович**

Аспирант каф. КСУП ТУСУРа  
Эл. почта: shutov\_ea@bk.ru

#### **Шеерман Федор Иванович**

Канд. техн. наук, зав. лаб. ЛИКС,  
доцент каф. КСУП ТУСУРа  
Эл. почта: fish@kcup.tusur.ru

#### **Бабак Леонид Иванович**

Д-р техн. наук, каф. КСУП,  
гл. науч. сотр. ЛИКС ТУСУРа  
Эл. почта: leonid.babak@mail.ru

#### **Коколов Андрей Александрович**

Канд. техн. наук, с.н.с. ЛИКС, доцент каф. КСУП ТУСУРа  
Эл. почта: kokolovaa@gmail.com

## Секция 4

## НАНОТЕХНОЛОГИИ В ЭЛЕКТРОНИКЕ

Председатель секции – *Троян Павел Ефимович*, д-р техн. наук, профессор, зав. каф. ФЭ

УДК 621.382.323

**А.А. Попов, Д.В. Билевич, А.С. Сальников, А.А. Калентьев**

## Влияние подзатворного заглупления на пробивные характеристики полевого транзистора с затвором Шоттки

Представлены результаты исследования влияния подзатворного заглупления на пробивные характеристики полевого транзистора с затвором Шоттки. Исследование пробивных характеристик было проведено с использованием приборно-технологического моделирования. Представлены диаграммы скорости генерации носителей заряда, обусловленные механизмом ударной ионизации, а также пробивные характеристики стока для плоской структуры ПТШ и структур с различной глубиной рецесса. Получена зависимость пробивного напряжения стока от глубины рецесса, согласующаяся с экспериментальными данными.

**Ключевые слова:** приборно-технологическое моделирование, подзатворное заглупление, напряжение пробоя, ударная ионизация, полевой транзистор с затвором Шоттки.

Полевые транзисторы с затвором Шоттки (ПТШ) на основе арсенида галлия широко используются в монолитных интегральных схемах быстродействующих переключателей и усилителей мощности, предназначенных для создания устройств беспроводной передачи данных, сотовой связи, радиолокации и радионавигации. Особое значение имеют мощные ПТШ, так как на их основе можно конструировать как аналоговые, так и цифровые системы радиосвязи.

Основные требования, предъявляемые при конструировании мощных ПТШ, заключаются в достижении высоких пробивных напряжений стока и больших токах насыщения стока [1]. В значительной степени пробивное напряжение исток-сток зависит от базовой структуры ПТШ. Большинство серийных малозумящих приборов имеют структуру ПТШ плоского типа [2]. При попытке реализовать мощные ПТШ плоского типа [3] было установлено, что изготовленные приборы с такой структурой обладают низкими напряжениями пробоя стока и не обеспечивают стабильную работу.

Другие подходы к формированию структуры мощных ПТШ на основе создания селективно изготовленных  $n^+$ -контактных областей под слоями омических контактов истока и стока путём эпитаксиального выращивания [4] или ионной имплантации [5] оказались достаточно эффективными с точки зрения мощностных характеристик транзисторов. Однако процесс изготовления таких структур был достаточно сложным и обладал низкой воспроизводимостью. Позднее было установлено, что пробивное напряжение стока может быть увеличено простым углублением затвора в активную область транзистора [6]. При этом процесс изготовления такой структуры обладал хорошей воспроизводимостью. Однако де-

тальное исследование световой эмиссии приборов с такой структурой показало, что данные транзисторы обладают аномально высокими значениями напряжённости электрического поля у стоковой стороны области затвора. Для предупреждения увеличения напряжённости электрического поля изменение концентрации носителей или поперечного сечения должно быть плавным, поэтому была предложена и реализована углубленная структура затвора, в которой толщина активной области изменяется непрерывно и плавно от затвора к стоку [7].

Ранее предложенные методы оптимизации структуры ПТШ основывались на эвристических и опытных подходах, где для проверки эффективности того или иного конструктивного состояния прибегали к изготовлению и измерению характеристик тестовых структур. В данной работе представлено исследование влияния подзатворного заглупления на пробивные характеристики ПТШ с использованием приборно-технологического моделирования. В результате исследования была получена зависимость пробивного напряжения стока от глубины подзатворного рецесса, а также диаграммы скорости генерации носителей заряда в результате механизма ударной ионизации для плоской структуры ПТШ и структуры с подзатворным заглуплением.

### Структура моделируемого ПТШ

На рис. 1 представлена плоская структура моделируемого ПТШ. На подложке GaAs методом ионной имплантации кремния был сформирован канал транзистора  $n$ -типа. Далее был сформирован затвор из титана длиной 1 мкм и сильнолегированные контактные области истока и стока. В качестве материала электродов истока и стока был выбран алюминий.

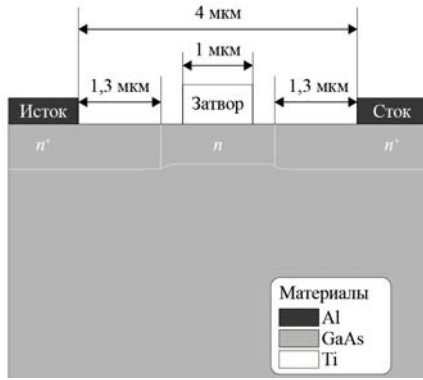


Рис. 1. Структура моделируемого ПТШ

В ходе экспериментов в исходной структуре ПТШ формировалось подзатворное заглибление (реcess) и исследовалось влияние его глубины на пробивное напряжение стока. Структура ПТШ с recessом глубиной 0,27 мкм представлена на рис. 2.

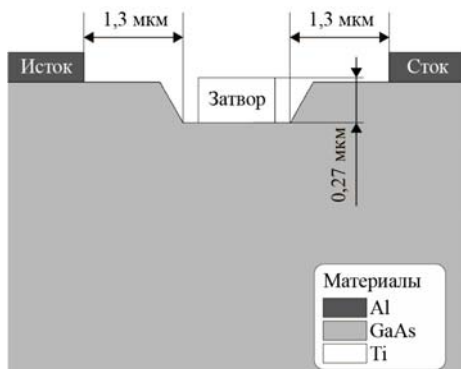


Рис. 2. Структура моделируемого ПТШ с recessом. Пробивные характеристики стока были смоделированы как для плоской структуры, так и для структур с recessом различной глубины

### Моделирование пробивных характеристик ПТШ

Для моделирования пробивных характеристик было выбрано напряжение  $U_{зи} = -3$  В, обеспечивающее полное обеднение канала транзистора. Напряжение  $U_{си}$  изменялось в диапазоне от 0 до 20 В. Явление пробоя стока регистрировалось при значениях тока стока  $I_{си}$ , превышающих 0,1 мА. Результаты моделирования пробивных характеристик структур ПТШ с различной глубиной recessa представлены на рис. 3.

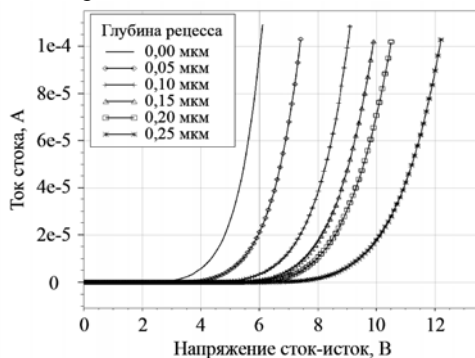


Рис. 3. Пробивные характеристики стока для структур ПТШ с различной глубиной recessa

Из рис. 3 видно, что напряжение пробоя стока для плоской структуры ПТШ составляет 6,1 В, в то время как для структур ПТШ с recessом явление пробоя стока возникает при больших значениях напряжения  $U_{си}$ . Поскольку явление пробоя стока связано с механизмом ударной ионизации, были проанализированы диаграммы, отображающие скорость генерации носителей заряда  $G$  для двух типов структур ПТШ при напряжении  $U_{си} = 6,1$  В. Для каждой из структур был построен график скорости генерации носителей в результате ударной ионизации в сечении, как показано на рис. 4.

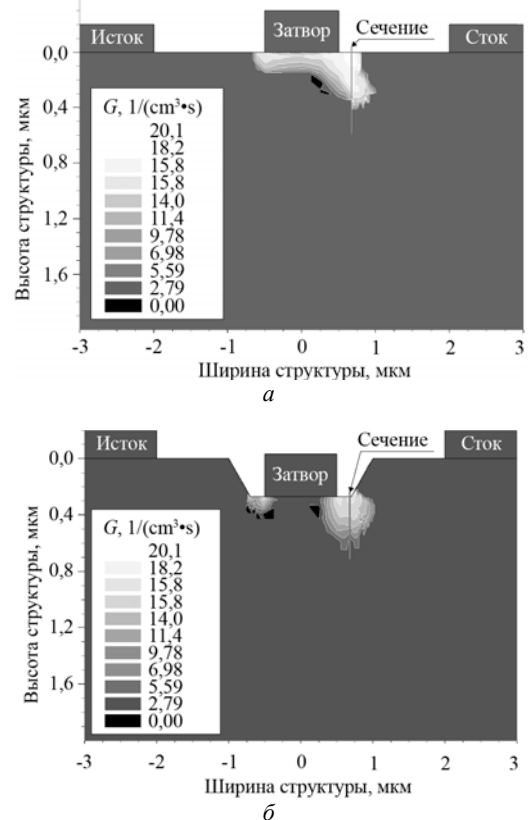


Рис. 4. Диаграммы скорости генерации носителей заряда в результате ударной ионизации при  $U_{си} = 6,1$  В:  
а – в плоской структуре ПТШ;  
б – в структуре ПТШ с recessом глубиной 0,27 мкм

При указанном напряжении максимальное значение  $G$  для плоской структуры ПТШ составляет  $3,6 \cdot 10^{19}$  см<sup>-3</sup>/с (см. рис. 4, а), в то время как для структуры с recessом глубиной 0,27 мкм скорость генерации носителей при  $U_{си} = 6,1$  В не превышает  $3,3 \cdot 10^{15}$  см<sup>-3</sup>/с (см. рис. 4, б). Полученные значения скорости генерации носителей вблизи области пространственного заряда барьера Шоттки также свидетельствуют о том, что при  $U_{си} = 6,1$  В в структуре ПТШ с recessом явление пробоя стока не наблюдается в отличие от плоской структуры ПТШ. Повышение пробивного напряжения с увеличением глубины recessa может быть связано с уменьшением концентрации носителей в активном слое транзистора, поскольку в результате ионной имплантации концентрация примеси в канале распределяется неравномерно.

При исследовании влияния подзатворного за-  
глубления на пробивные характеристики ПТШ так-  
же была получена зависимость, представленная на  
рис. 5.

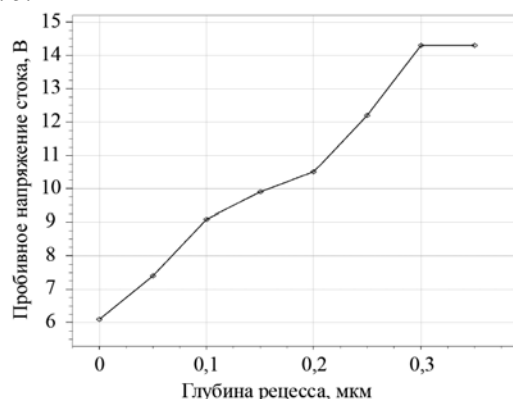


Рис. 5. Зависимость пробивного напряжения стока от глубины рецесса

Характер полученной зависимости пробивного  
напряжения стока от глубины рецесса соответствует  
представленным ранее практическим результатам  
[7]. С увеличением глубины рецесса пробивное на-  
пряжение стока возрастает и выходит в насыщение,  
поскольку глубина рецесса становится соизмеримой  
или большей толщины активного слоя транзистора,  
где концентрация носителей изменяется незначи-  
тельно.

#### Заключение

В работе представлены результаты приборно-  
технологического моделирования GaAs ПТШ, под-  
тверждающие, что подзатворное заглубление позво-  
ляет увеличить пробивные характеристики стока.  
Применение моделирования позволяет существенно  
сократить затраты на исследование и оптимизацию  
характеристик транзистора. В частности, в ходе чис-  
ленных экспериментов была установлена макси-  
мальная глубина рецесса, влияющая на повышение  
пробивного напряжения стока, а также было прове-  
дено сравнение максимальной скорости генерации  
горячих носителей в области пространственного  
заряда барьера Шоттки для плоской структуры ПТШ  
и структуры с рецессом. В дальнейшем представ-  
ленные результаты могут быть использованы для  
установления взаимосвязей между параметрами  
технологических процессов формирования подза-  
творного заглубления и других областей транзистора  
и характеристиками ПТШ путём построения пове-  
денческих регрессионных моделей.

Исследование выполнено при финансовой под-  
держке РФФИ в рамках научного проекта № 18-37-  
00-293.

#### Литература

1. Drukier I. A High Power 15GHz GaAs FET / I. Drukier, P.C. Wade, J.W. Thompson // 9th European Microwave Conference. – Brighton: IEEE, 1979. – P. 282–286.
2. Ogawa M. Submicron Single-Gate and Dual-Gate GaAs MESFET's with Improved Low Noise and High Gain Performance / M. Ogawa, K. Ohata, T. Furutsuka, N. Kawamura // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 1976. – Vol. 24, № 6. – P. 300–305.
3. Fukuta M. Mesh source type microwave power FET / M. Fukuta, T. Mimura, I. Tujimura, A. Furumoto, K. Dazai // 1973 IEEE International Solid-State Circuits Conference. Digest of Technical Papers. – Philadelphia: IEEE, 1973. – P. 84–85.
4. X-band GaAs Schottky barrier power FET with a high drain source breakdown voltage / M. Fukuta, K. Suyama, H. Suzuki, Y. Nakayama, H. Ishikawa // 1976 IEEE International Solid-State Circuits Conference. Digest of Technical Papers. – Philadelphia: IEEE, 1976. – P. 166–167.
5. Stoneham E. Fully ion implanted GaAs power FETs / E. Stoneham, T.S. Tan, J. Gladstone // 1977 International Electron Devices Meeting. – Washington: IRE, 1977. – P. 330–333.
6. Hasegawa F. GaAs power MEWFETs with a simplified recess structure / F. Hasegawa, Y. Takayama, A. Higashisaka, T. Furutsuka, K. Honjo // 1978 IEEE International Solid-State Circuits Conference. Digest of Technical Papers. – San Francisco: IEEE, 1978. – P. 118–119.
7. Furutsuka T. GaAs power m.e.s.f.e.t.s. with a graded recess structure / T. Furutsuka, A. Higashisaka, Y. Aono, Y. Takayama, F. Hasegawa // Electronics Letters. – 1979. – Vol. 15, № 14. – P. 417–418.

---

#### Попов Артем Александрович

Аспирант каф. физической электроники (ФЭ) ТУСУРа  
ORCID: 0000-0001-6010-4459  
Эл. почта: artem.a.popov@tusur.ru

#### Билевич Дмитрий Вячеславович

Аспирант каф. ФЭ ТУСУРа  
ORCID: 0000-0001-7421-7403  
Эл. почта: dmitrii.v.bilevich@tusur.ru

#### Сальников Андрей Сергеевич

Канд. техн. наук, доцент каф. ФЭ ТУСУРа  
ORCID: 0000-0002-5827-9556  
Эл. почта: andrei.salnikov@main.tusur.ru

#### Калентьев Алексей Анатольевич

Канд. техн. наук, доцент каф. КСУП ТУСУРа  
ORCID: 0000-0001-7829-5345  
Эл. почта: aleksei.a.kalentev@tusur.ru



**Д.В. Билевич, А.А. Попов, А.С. Сальников, А.А. Калентьев**

## Влияние технологических параметров на параметры модели пассивных элементов

Представлены результаты исследования влияния технологических параметров на параметры моделей пассивных элементов. В качестве тестовых данных выступали результаты электромагнитного моделирования. Выявлено, что наибольшее влияние на параметры ЭС модели пассивных элементов имеет толщина подложки. Данное влияние проявляется в большей степени на катушке индуктивности. Представлены графики выявленных зависимостей.

**Ключевые слова:** электромагнитное моделирование, компактная модель, виртуальная метрология, пассивные элементы.

В процессе проектирования интегральных микросхем специалист использует модели элементов данных схем. Использование моделей позволяет проектировщику протестировать различные виды реализации необходимой схемы. После нахождения оптимального варианта реализации схемы, который позволяет получить требуемые характеристики, разработанная схема производится на фабрике. Полупроводниковые интегральные микросхемы изготавливаются на полупроводниковых пластинах сразу в большом количестве. Это позволяет за один технологический процесс создать сразу большое количество одинаковых микросхем. Однако, нельзя обеспечить протекание технологических процессов равномерно по всей пластине [1, 2], из-за чего параметры элементов на выходе на одной пластине могут варьироваться от центра к её краям. Зачастую это приводит к тому, что характеристики схем на краю пластины могут значительно отличаться от ожидаемых характеристик.

Из-за технологического разброса по пластине, получаемые устройства имеют небольшое различие в характеристиках. Если предсказать данный разброс и учесть его на этапе проектирования, то еще до начала процесса производства можно будет прогнозировать разброс характеристик схемы. Данный подход имеет общую идею с технологией виртуальной метрологии [3]. Предсказывание конечного результата возможно на начальных этапах проектирования. Для обоснования предсказания поведения схем на подложке необходимо исследовать взаимосвязь технологических параметров отдельных компонентов на элементы эквивалентных схем моделей этих компонентов. В случае обнаружения характерных зависимостей появится возможность предсказывать поведения схем сразу по всей подложке еще на этапе проектирования.

### Описание параметров моделирования

В качестве исходных данных выступали результаты электромагнитного моделирования МДМ-конденсатора и катушки индуктивности.

В качестве подложки была выбрана подложка GaAs толщиной 100 мкм, диэлектрическая проницаемость была принята равной 12,9. В качестве диэлектрика для МДМ-конденсатора выступал слой

$\text{Si}_3\text{N}_4$ , диэлектрическая проницаемость данного слоя равна 5,9. Толщина диэлектрического слоя в конденсаторе была равна 0,16 мкм. Толщина металлизации верхней обкладки 2 мкм.

Тестируемый конденсатор имел квадратную форму со стороной 40 мкм. Построение моделей проводилось по методике описанной в [4]. Эквивалентная схема модели конденсатора представлена на рис. 1.

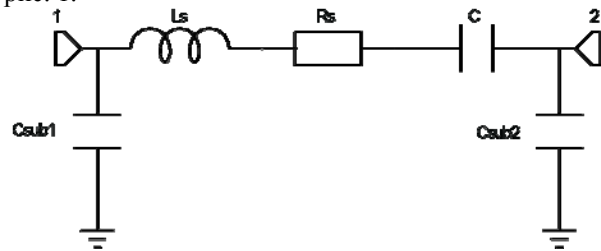


Рис. 1. Эквивалентная схема модели конденсатора

В ходе исследований варьировались следующие технологические параметры: толщина подложки, диэлектрическая проницаемость подложки и высота металлизации верхней обкладки конденсатора. Было установлено, что значения элементов  $L_s$ ,  $C_{sub1}$  и  $C_{sub2}$  имеют выраженную зависимость от толщины подложки. На рис. 2 показана зависимость значения ёмкостей в зависимости от толщины подложки.

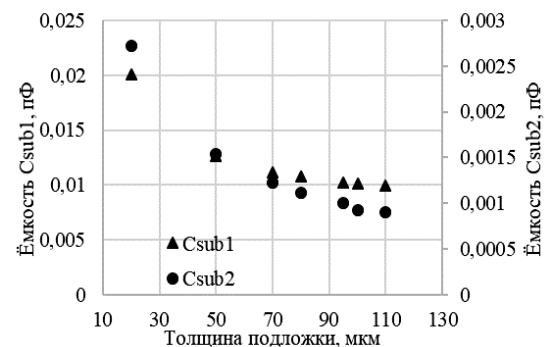


Рис. 2. Зависимость значений элементов модели конденсатора от толщины подложки

Однако для того чтобы зависимость проявилась в достаточной степени, нижнее значение толщины подложки было взято равным 20 мкм. Подложки с такой толщиной в реальном производстве не наблю-

даются, однако такое допущение позволяет точнее определить характер зависимости параметров модели конденсатора от толщины подложки. Для элемента  $L_s$  значение изменяется от 0,3 до 0,6 нГ при изменении толщины от 20 до 110 мкм.

Исследование влияния толщины металлизации на параметры модели конденсатора показало, что при увеличении толщины в 2,5 раза параметры модели остаются практически неизменными (таблица).

Значения элементов модели конденсатора

Толщина металлизации верхней обкладки, мкм	2	3	4	5
$L_s$ , нГ	0,053	0,052	0,052	0,051
$R_s$ , Ом	0,20	0,13	0,13	0,13
$C$ , пФ	0,53	0,53	0,53	0,53
$C_{sub1}$ , пФ	0,01	0,01	0,01	0,01
$C_{sub2}$ , пФ	0,001	0,0011	0,0011	0,0012

Это может быть связано с тем, что основные параметры конденсатора практически не зависят от толщины металлизации верхней обкладки.

Моделирование катушки проводилось с идентичными параметрами, что и конденсатор. В качестве тестируемого устройства выступала спиральная катушка индуктивности с шириной микрополоска в 10 мкм, имела 2,5 витка и расстояние между витками 10 мкм. Для построения модели использовалась методика, описанная в [4]. Эквивалентная схема модели представлена на рис. 3.

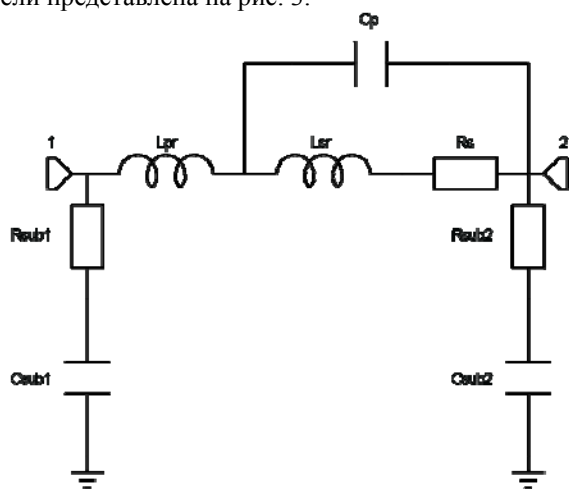


Рис. 3. Зависимость значения ёмкости  $C_{gd}$  от длины затвора транзистора

В качестве исследуемых параметров были выбраны: толщина подложки, диэлектрическая проницаемость подложки, толщина металлизации и ширина микрополоска. Исследования показали, что все исследуемые технологические параметры так или иначе влияли на параметры модели спиральной катушки индуктивности. Было установлено, что толщина подложки влияет на каждый элемент ЭС модели, на рис. 4 показана зависимость значений элементов  $R_{sub1}$  и  $R_{sub2}$ .

Стоит отметить, что зависимость элементов ЭС модели катушки выражено сильнее чем в случае с конденсатором, так как характерная зависимость

видна даже при изменении толщины подложки на 10 мкм.

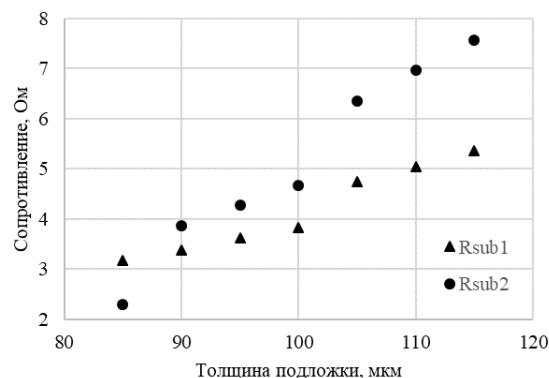


Рис. 4. Зависимость значения ёмкости  $C_{gd}$  от длины затвора транзистора

Влияние диэлектрической проницаемости подложки наблюдается только на элементах  $R_{sub1}$ ,  $R_{sub2}$ ,  $C_{sub1}$  и  $C_{sub2}$ . При этом степень влияния больше на элементы  $C_{sub1}$  и  $R_{sub1}$  (рис. 5).

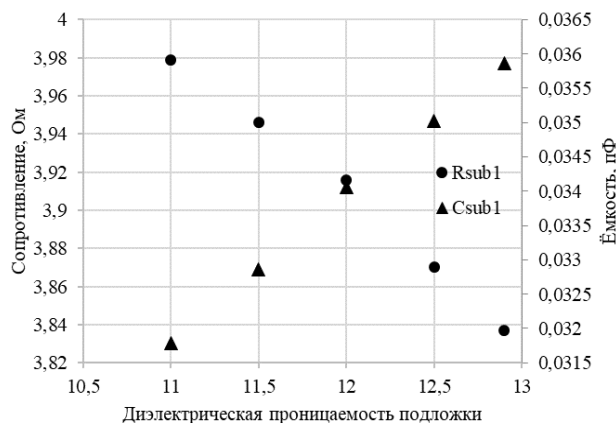


Рис. 5. Зависимость значения ёмкости  $C_{gd}$  от длины затвора транзистора

Влияние толщины металлизации наблюдается только для элемента  $L_{pr}$ , а влияние ширины микрополоска распространяется на все элементы ЭС модели исключая элемент  $L_{pr}$ .

**Заключение**

Исследования показали, что влияние технологических характеристик на элементы ЭС в явном виде наблюдается на спиральной катушке индуктивности. Наибольшее влияние имеет величина толщины подложки, при изменении значения толщины подложки на  $\pm 20\%$  значение сопротивлений  $R_{sub1}$  и  $R_{sub2}$  изменяется от 3,18 до 5,37 Ом и от 2,3 до 7,56 Ом соответственно. В дальнейшем полученные зависимости можно будет использовать для построения поведенческих регрессионных моделей. Использование таких моделей позволит предсказывать конечные характеристики схем в зависимости от их расположения на подложки.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-37-00-293.

*Литература*

1. Nassif S.R. Modeling and analysis of manufacturing variations // Proc. Cust. Integr. Circuits Conf. 2001. – P. 223–228.
2. Zhang W. Multi-wafer virtual probe: Minimum-cost variation characterization by exploring wafer-to-wafer correlation / W. Zhang, X. Li, E. Acar, F. Liu, R. Rutenbar // IEEE ACM Int. Conf. Comput. Des. Dig. Tech. Pap. ICCAD. – 2010. – P. 47–54.
3. Kang P. A virtual metrology system for semiconductor manufacturing / P. Kang, H. Lee, S. Cho, D. Kim, J. Park, C. Park, S. Doh // Expert Syst. Appl. Elsevier Ltd, 2009. – Vol. 36, № 10. – P. 12554–12561.
4. Добуш И.М. и др. Разработка методик и программного обеспечения для автоматического построения моделей базовых элементов СВЧ-монокристаллических интегральных схем [Электронный ресурс] // Наноиндустрия. – 2019. – № S89. – С. 453–462.

**Билевич Дмитрий Вячеславович**  
Аспирант каф. ФЭ ТУСУРа  
ORCID: 0000-0001-7421-7403  
Эл. почта: dmitrii.v.bilevich@tusur.ru

**Попов Артем Александрович**  
Аспирант каф. ФЭ ТУСУРа  
ORCID: 0000-0001-6010-4459  
Эл. почта: artem.a.popov@tusur.ru

**Сальников Андрей Сергеевич**  
Канд. техн. наук, доцент каф. ФЭ ТУСУРа  
ORCID: 0000-0002-5827-9556  
Эл. почта: andrei.salnikov@main.tusur.ru

**Калентьев Алексей Анатольевич**  
Канд. техн. наук, доцент каф. КСУП ТУСУРа  
ORCID: 0000-0001-7829-5345  
Эл. почта: aleksei.a.kalentev@tusur.ru

УДК 621.382.323

**Д.В. Билевич, А.А. Попов, А.С. Сальников, А.А. Калентьев**

## **Влияние длины затвора на параметры малосигнальной модели и на частотные характеристики транзистора**

Представлены результаты исследования влияния длины затвора на параметры малосигнальной модели полевого транзистора с затвором Шоттки и на его частотные характеристики. Построение малосигнальных моделей проводилось по ранее разработанной методике. Ошибка полученных моделей не превышает 1%. Исследование влияния длины затвора на параметры малосигнальной модели проводилось при помощи приборно-технологического моделирования. Представлены графики зависимости значения элементов малосигнальной модели и граничной частоты от длины затвора транзистора.

**Ключевые слова:** приборно-технологическое моделирование, граничная частота, полевой транзистор с затвором Шоттки, малосигнальная модель.

Полевые транзисторы с затвором Шоттки (ПТШ) на основе GaAs широко используются в радиоэлектронной промышленности. Большая ширина запрещенной зоны, высокие пробивные напряжения и высокое значение скорости насыщения всё это позволяют использовать ПТШ на основе GaAs как в усилительных, так и в высокочастотных схемах. Улучшение высокочастотных характеристик ПТШ достигается путём уменьшения длины затвора. В основном, уменьшая длину затвора в ПТШ, увеличивается значение граничной частоты транзистора. Известны исследования влияния длины затвора транзистора на его частотные характеристики [1]. Даже незначительное изменение длины затвора приводит к значительному изменению частотных характеристик. Доказано, что уменьшение длины затвора повышает граничную частоту, однако бесконечно уменьшать длину затвора не представляется возможным в связи с возникновением короткоканальных эффектов [2, 3], что приводит к ухудшению характеристик транзистора в режиме насыщения. С точки зрения построения моделей данные зависимости должны отображаться на элементах эквивалентной схемы модели.

В данной статье было проведено исследование зависимости длины затвора на параметры малосигнальной модели транзистора с использованием приборно-технологического моделирования. Была выявлена зависимость граничной частоты от длины затвора ПТШ, а также представлены результаты построения малосигнальной модели исследуемого транзистора.

### **Структура моделируемого ПТШ**

В качестве исходных данных выступали изменения модели GaAs ПТШ, полученные путем приборно-технологического моделирования. Технология получения транзистора включала в себя ионную имплантацию примеси в подложку для создания первоначальной примеси в подложке. Для имплантации примеси в подложку использовались ионы бериллия. После чего при помощи имплантации ионов кремния в структуре был сформирован канал n-типа на глубине 0,3 мкм. На следующем этапе проводилось осаждение затвора с последующей имплантацией ионов кремния для создания высоколегированных p<sup>+</sup>-контактных областей стока и истока. Завершающим этапом было осаждение контактов стока и истока.

В ходе экспериментов было выявлено, что оптимальная ширина затвора равна 600 нм, длина затвора составила 1 мкм, а ширина контактных площадок 0,5 мкм. Полученная структура полевого транзистора с затвором Шоттки представлена на рис. 1.

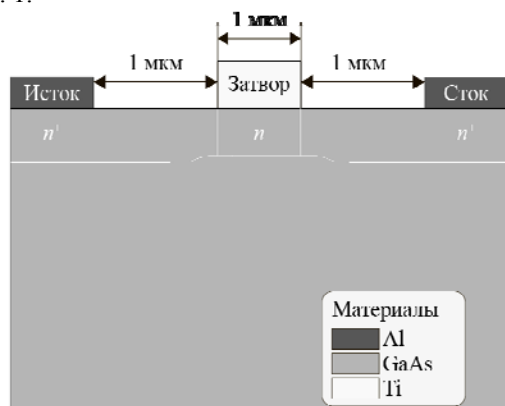


Рис. 1. Структура моделируемого ПТШ

После проведения моделирования на постоянном токе проводилось моделирование в условиях малого сигнала в диапазоне частот от 0,01 до 12 ГГц. Малосигнальные параметры измерялись в рабочей точке  $U_{СИ} = 3$  В,  $U_{ЗИ} = 0,2$  В. Эквивалентная схема модели полевого транзистора с затвором Шоттки в условиях малого сигнала представлена на рис. 2 [4].

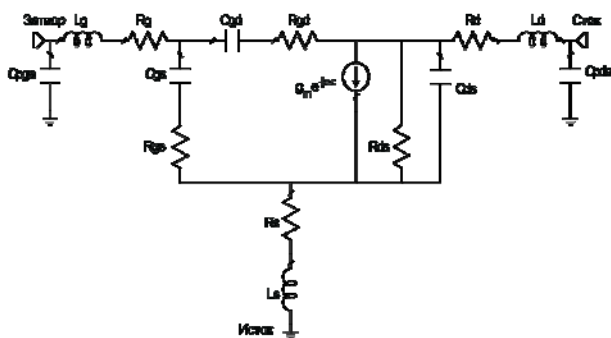


Рис. 2. Эквивалентная схема полевого транзистора с затвором Шоттки в условиях малого сигнала

Схему можно условно разделить на внешние и внутренние элементы. Внутренние элементы ( $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ,  $C_{ds}$ ,  $R_{gs}$ ,  $R_{gd}$ ,  $R_{ds}$ ,  $G_m$ ,  $\tau$ ) моделируют характеристики транзистора, зависящие от приложенного напряжения. Внешние элементы ( $C_{pg}$ ,  $C_{pd}$ ,  $L_g$ ,  $L_s$ ,  $L_d$ ,  $R_g$ ,  $R_s$  и  $R_d$ ) описывают паразитное влияние контактных площадок.

В данном исследовании из эквивалентной схемы, показанной на рис. 2, были исключены внешние элементы. Исключение их из эквивалентной схемы связано с тем, что при моделировании контактные площадки считаются бесконечно тонкими. Такой подход к моделированию позволяет считать, что контактные площадки не влияют на работу транзистора, следовательно, их влиянием можно пренебречь.

Также стоит отметить, что значение сопротивления  $R_{gd}$  при экстракции принимало нехарактерно завышенные значения. Так как данный элемент в ЭС

отвечает за моделирование токов утечки, то можно предположить, что моделирование транзистора не учитывает данный эффект, следовательно, данным элементом можно пренебречь. Экстракция модели проводилась по методике, описанной в [5]. Результат сравнения моделирования и исходных S-параметров представлен на рис. 3.

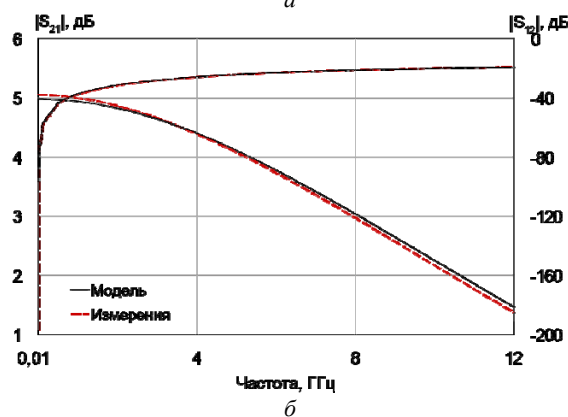
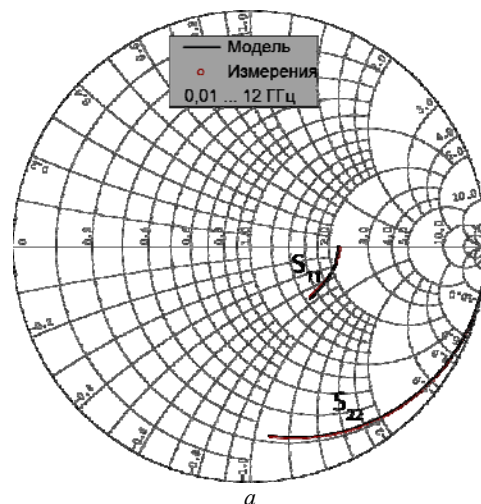


Рис. 3. Результат моделирования S-параметров

Полученная малосигнальная модель практически идеально описывает технологическую модель, общая ошибка моделирования S-параметров не превысила 1%.

#### Влияние длины затвора на частоту среза

В ходе исследований значение длины затвора менялось от 6 до 1 мкм, при этом расстояние между затвором и контактами стока и истока оставалось равными 1 мкм (см. рис. 1). Для каждого значения длины затвора производилось построение малосигнальной модели исследуемого транзистора с учетом особенностей, описанных выше. Для исследования частотных характеристик была выбрана граничная частота  $F_t$ . Результаты расчета  $F_t$  от длины затвора представлены на рис. 4.

Вид зависимости  $F_t$  от длины затвора совпадает с теоретическими предположениями [6]. Также стоит отметить, что  $F_t$  построенных моделей совпадает с результатами расчета приборно-технологического моделирования. Данный факт доказывает адекватность и способность описывать данную характери-

стику выбранной ЭС малосигнальной модели. После построения малосигнальных моделей было установлено, что ёмкости  $C_{gs}$  и  $C_{gd}$  имеют характерный вид зависимости (рис. 5, 6).

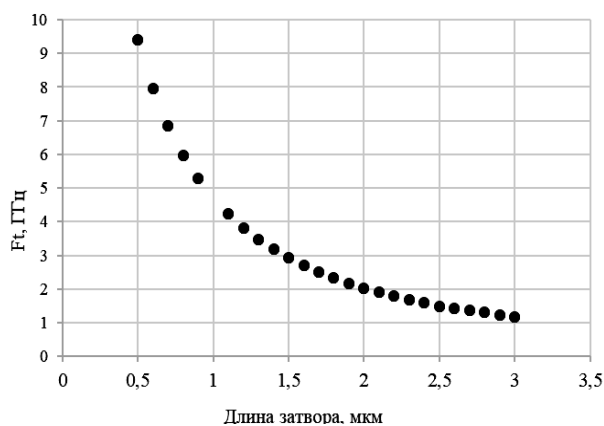


Рис. 4. Зависимость граничной частоты от длины затвора транзистора

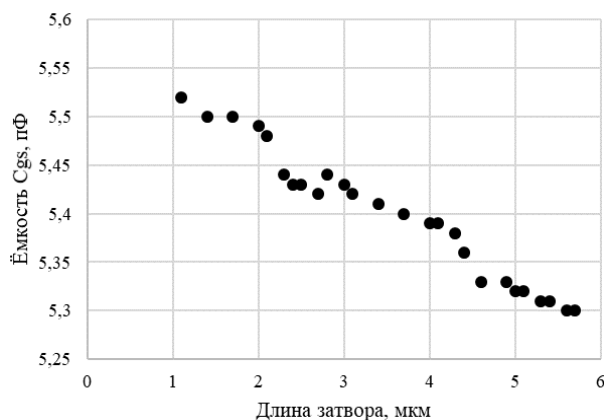


Рис. 5. Зависимость значения ёмкости  $C_{gs}$  от длины затвора транзистора

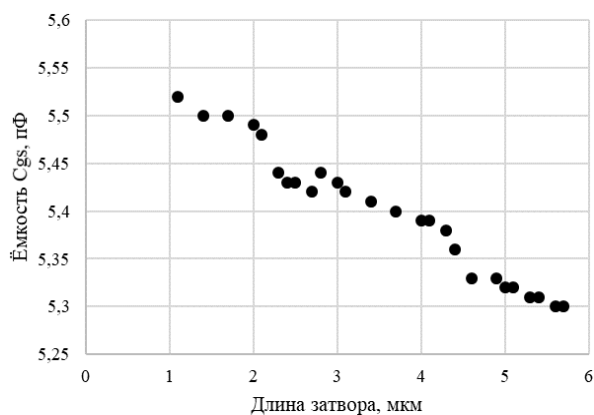


Рис. 6. Зависимость значения ёмкости  $C_{gd}$  от длины затвора транзистора

Полученные зависимости имеют характер, близкий к линейному. Разброс, который виден на графиках, связан с точностью приборно-технологического моделирования. При дальнейшем уменьше-

нии длины затвора необходимо учитывать короткоканальные эффекты, возникающие в транзисторе.

### Заключение

В работе представлены результаты приборно-технологического моделирования ПТШ на основе GaAs. Полученные результаты подтвердили, что существует зависимость между технологическими параметрами, такими как длина затвора, и элементами ЭС малосигнальной модели транзистора. Была установлена зависимость граничной частоты от длины затвора. В дальнейшем, на основе полученных зависимостей планируется построение поведенческих регрессионных моделей.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-37-00-293.

### Литература

1. Nummila K. Delay time analysis for short gate-length GaAs MESFETs / K. Nummila, A.A. Ketterson, I. Adesida // Solid State Electron. 1995. – Vol. 38, № 2. – P. 517–524.
2. Short-Channel Effects and Drain-Induced Barrier Lowering in Nanometer-Scale GaAs MESFET's / A.A. James, I.G. Thayne, C.D.W. Wilkinson, S.P. Beaumont, N.P. Johnson, A.H. Kean, C.R. Stanley // IEEE Trans. Electron Devices. 1993. – Vol. 40, № 6. – P. 1047–1052.
3. Lakhdar N. Effect of gate engineering in submicron GaAs MESFET for microwave frequency applications / N. Lakhdar, B. Lakehal // J. Semicond. – 2016. – Vol. 37, № 4.
4. Crupi G. On the small signal modeling of advanced microwave FETs: A comparative study / G. Crupi, D.M.M.P. Schreurs, A. Caddemi // Int. J. RF Microw. Comput. Eng. – 2008. – Vol. 18, № 5. – P. 417–425.
5. Jeon M.Y. A Technique for Extracting Small-Signal Equivalent-Circuit Elements of HEMTs / M.Y. Jeon, B.G. Kim, Y.J. Jeon, Y.H. Jeong. // IEICE Trans. Electron. 1999. – Vol. E82-C, № 11. P. 1968–1976.
6. Chen P. The Fabrication and Characterization of GaAs n-MESFET. – 2003. – 65 p.

### Билевич Дмитрий Вячеславович

Аспирант каф. ФЭ ТУСУРа  
ORCID: 0000-0001-7421-7403  
Эл. почта: dmitrii.v.bilevich@tusur.ru

### Попов Артем Александрович

Аспирант каф. ФЭ ТУСУРа  
ORCID: 0000-0001-6010-4459  
Эл. почта: artem.a.popov@tusur.ru

### Сальников Андрей Сергеевич

Канд. техн. наук, доцент каф. ФЭ ТУСУРа  
ORCID: 0000-0002-5827-9556  
Эл. почта: andrei.salnikov@main.tusur.ru

### Калентьев Алексей Анатольевич

Канд. техн. наук, доцент каф. КСУП ТУСУРа  
ORCID: 0000-0001-7829-5345  
Эл. почта: aleksei.a.kalentev@tusur.ru

УДК 621.396.41

А.Н. Шалев, Ю.С. Жидик, А.В. Харкавый, Е.В. Жидик

## Влияние парциального давления кислорода при напылении пленок ИТО-методом реактивного магнетронного распыления на их электрические свойства

Исследованы электрические свойства пленок ИТО, полученные методом реактивного магнетронного распыления. Методом Холла определены концентрация и подвижность носителей заряда в пленках ИТО, полученных при разных значениях парциального давления кислорода в составе рабочей газовой смеси, до и после высокотемпературного отжига.

**Ключевые слова:** ИТО, концентрация, подвижность, магнетронное распыление.

Прозрачные проводящие оксиды – это класс оксидных материалов с показателем пропускания 80% и более в видимом, имеющие электропроводность, близкую к металлической. К таким оксидам относятся  $\text{In}_2\text{O}_3$ ,  $\text{ZnO}$ ,  $\text{SnO}_2$ ,  $\text{CdO}$ ,  $\text{Ga}_2\text{O}_3$ ,  $\text{TiO}_2$  и более сложные оксиды [1, 2]. Представленные оксиды применяются при изготовлении устройств отображения информации, тонкопленочных транзисторов, также используются в качестве прозрачных электродов для солнечных элементов, дополнительного слоя растекания тока по поверхности кристалла светодиода [3].

В качестве такого материала наиболее часто применяется оксид индий-олова ( $\text{In}_2\text{O}_3\text{-SnO}_2$ ) [2]. Электропроводящие пленки ИТО занимают 95% рынка прозрачных проводящих покрытий для сенсорных экранов [4]. При этом, несмотря на то, что современные технологии нанесения покрытий на основе оксида индия обеспечивают коэффициент пропускания на уровне 90%, удельное поверхностное сопротивление пленки очень большое и составляет 100 Ом/□. Уменьшение удельного поверхностного сопротивления пленок ИТО представляет большой интерес в современной электронике.

Чистый оксид индия относится к широкозонным вырожденным полупроводникам n-типа. Электропроводность прозрачных проводящих оксидов обусловлена их отклонением от стехиометрического состава [5]. Избытки ионов металла или наличие кислородных вакансий являются донорами для электронов (рис. 1).

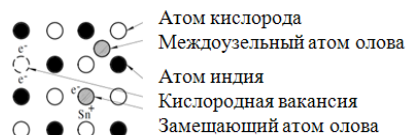


Рис. 1. Упрощенная структура пленок  $(\text{In}_2\text{O}_3)_{0,9} - (\text{SnO}_2)_{0,1}$

В данной работе проводились исследования зависимости электрических свойств пленок ИТО, полученных методом реактивного магнетронного распыления, от изменения парциального давления кислорода в составе рабочей газовой смеси, а также от их последующего высокотемпературного отжига.

### Подготовка образцов и методика эксперимента

Напыление пленок ИТО производилось на установке магнетронного распыления Kurt J. Lesker, оснащенной турбомолекулярным насосом. За основу технологии напыления пленок ИТО методом магнетронного распыления была взята технология, ранее отработанная на кафедре физической электроники, ТУСУРа [6]. При внедрении данной технологии на установку магнетронного напыления Kurt J. Lesker, возникла потребность в разработке технологии напыления пленок ИТО сопротивлением не более 50 Ом/□ на холодную подложку, т.к. данная установка магнетронного распыления не оснащена нагревательными элементами для прогрета подложек.

Специфика напыления ИТО на холодную подложку хорошо исследована в работах [7, 8]. Авторы приходят к выводу, что при напылении ИТО на холодную подложку процесс окисления на самой подложке практически прекращается. Поэтому допуск в сторону недостатка кислорода гораздо меньше, чем при напылении на горячую подложку. Содержание кислорода в составе газовой смеси должно быть таким, чтобы весь металл успевал окислиться до состояния полного окисла точно к моменту построения структурной сетки пленки. Таким образом, существует строгая зависимость между скоростью роста пленки и парциальным давлением кислорода в камере.

Подбор оптимального соотношения парциальных давлений осуществлялся путем постепенного увеличения содержания  $\text{O}_2$  в составе рабочей смеси до тех пор, пока в растущей пленке не будут появляться недоокисленные атомы In и Sn, т.е. пока цвет полученных образцов не изменится с металлического цвета на бурый. Напыление образцов производилось с использованием импульсного источника питания с частотой 50 кГц, скважность импульсов составила 0,8. Ток разряда 0,3 А, время напыления 6 мин, толщина пленки 100 нм.

Удельное поверхностное сопротивление пленок определялось четырехзондовым методом [9]. Толщина пленки определялась с использованием микроинтерферометра МИИ-4 [10]. Концентрация и подвижность носителей заряда определялись методом Холла [11]. Для проведения измерений методом

Холла пленка размером 16×12 мм помещалась в углубление между двумя пластинами из органического стекла (рис. 2). Контактные площадки на самих образцах были изготовлены методом свободной маски (рис. 3).

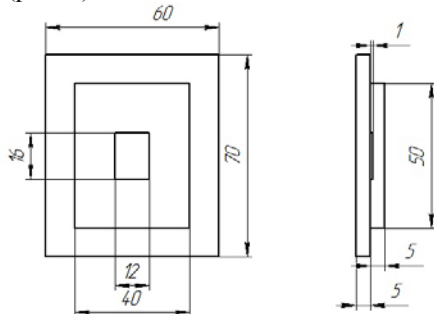


Рис. 2. Конструкция для помещения образцов в магнитное поле

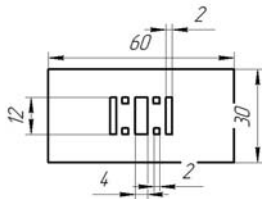


Рис. 3. Маска для формирования контактных площадок

### Результаты эксперимента

Процент содержания кислорода в газовой смеси и результаты измерений образцов до отжига и после отжига представлены в табл. 1 и 2. До проведения отжига все образцы имели металлический цвет и соответственно были непрозрачны для видимого света. Прозрачность таких пленок может быть значительно повышена посредством высокотемпературного отжига.

Вторая серия образцов, полученных при тех же режимах, подвергалась отжигу в среде воздуха при температуре 600 °С в течение 20 мин.

Таблица 1

#### Результаты измерений образцов до отжига

Содержание кислорода, %	Электрофизические параметры		
	$\rho$ , Ом/□	$n$ , см <sup>-3</sup>	$\mu$ , см <sup>2</sup> /(В·с)
6	450	$1,95 \cdot 10^{20}$	5,7
8	3200	$3,48 \cdot 10^{19}$	15
10	45	$1,76 \cdot 10^{21}$	0,6

Таблица 2

#### Результаты измерений образцов после отжига

Содержание кислорода, %	Электрофизические параметры		
	$\rho$ , Ом/□	$n$ , см <sup>-3</sup>	$\mu$ , см <sup>2</sup> /(В·с)
6	344	$3,25 \cdot 10^{20}$	4,3
8	781	$2,93 \cdot 10^{20}$	2,1
10	40	$1,06 \cdot 10^{21}$	11,3

Известно, что изменение сопротивления пленки в результате отжига зависит от того, в какой среде производится отжиг. Таким образом, при отжиге пленок в вакууме их оптические свойства ухудшаются, но при этом уменьшается сопротивление за счет того, что атомы кислорода, внедренные между узлами кристаллической решетки или расположенные на границах зерен, диффундируют из объема

оксидной пленки. Образующиеся кислородные вакансии действуют как доноры для электронов, увеличивая их концентрацию. В результате удельное поверхностное сопротивление уменьшается как за счет увеличения концентрации электронов, так и за счет увеличения их подвижности [4]. При отжиге в среде кислорода пленка дополнительно окисляется, улучшает свои оптические свойства, но сопротивление пленки также увеличивается.

Согласно табл. 1 и 2 сопротивление пленки уменьшилось при отжиге в среде воздуха. Такое поведение можно объяснить тем, что полученные образцы являлись аморфными. При отжиге пленки перестраивают свою структуру с аморфной на кристаллическую, за счет этого возможно увеличение подвижности носителей заряда. Также из-за высокотемпературной обработки оксидные связи могут разрываться, вследствие чего диффундирование кислорода из объема пленки не прекращается, что приводит к увеличению концентрации носителей заряда [2, 3].

Последнему режиму соответствует содержание кислорода в газовой смеси 10%. При этом должны получиться полностью окисленные пленки при заданной скорости распыления. В таком случае все вакансии кислорода, создающие проводимость, окажутся занятыми и полупроводник превратится в изолятор. Однако значение удельного поверхностного сопротивления  $\rho_s = 45$  Ом/□ и их металлический цвет свидетельствуют о том, что пленки получились недостаточно окисленными и при последующем высокотемпературном отжиге произошло последующее доокисление пленки. В процессе отжига произошла диффузия атомов кислорода в объем пленки и дефицит кислорода, образовавшийся при ее нанесении, был скомпенсирован. При этом значение удельного поверхностного сопротивления пленки стало  $\rho_s = 40$  Ом/□. Пленка стала прозрачной для видимого света.

### Заключение

Таким образом, установлено, что при напылении пленок ИТО на холодную подложку без проведения последующей высокотемпературной обработки пленки являются высокоомными и непрозрачными для видимого света. При отжиге в среде воздуха при температуре 600 °С в течение 20 мин увеличивается проводимость пленки. Проводимость пленки увеличивается как за счет увеличения концентрации носителей заряда в результате непрерывного диффундирования кислорода из объема оксидной пленки, так и за счет увеличения подвижности в результате перестройки структуры пленки в аморфной на кристаллическую.

Оптические свойства пленок также улучшаются за счет отжига в среде воздуха, в процессе которого происходит диффундирование кислорода в объем пленки. В результате такого отжига пленки становятся прозрачными для видимого света.

Экспериментальные результаты получены с использованием оборудования ЦКП «Импульс» при

финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ по соглашению 075-15-2019-1644, идентификатор проекта RFMEFI62119X0029.

#### Литература

1. Granqvist C.G., Hultaker A. Transparent and conducting ITO films: new developments and applications // *Thin Solid Films*. – 2002. – Vol. 411. – P. 1–5.
2. Семикина Т.В., Комащенко В.Н., Шмырева Л.Н. Оксидная электроника как одно из направлений прозрачной электроники // *Электроника и связь*. – 2010. – № 3. – С. 20–28.
3. Chang C.S. InGaN/GaN light-emitting diodes with ITO p-contact layers prepared by RF Sputtering / C.S. Chang, S.J. Chang, Y.K. Su et al. // *Solid-State Electronics*. – 2003. – № 21. – P. 849–852.
4. Использование прозрачной проводящей пленки для сенсорной панели: отчет, 2013 [Электронный ресурс]. – [www.displaybank.com/\\_eng/research/report\\_view.html?id=608&cate=7](http://www.displaybank.com/_eng/research/report_view.html?id=608&cate=7) (дата обращения: 30.04.2019).
5. Унтила Г.Г., Кост Т.Н., Чеботарева А.Б., Тимофеев М.А. Влияние концентрации олова на состав, оптические и электрические свойства пленок ITO, осажденных методом ультразвукового спрей-пиролиза на кремний и стекло // *Физика и техника полупроводников*. – 2012. – Т. 46, № 7. – С. 984–990.
6. Троян П.Е. Прозрачные электропроводящие покрытия с контролируемыми значениями коэффициента пропускания и поверхностного сопротивления / П.Е. Троян, Ю.В. Сахаров, Ю.С. Жидик // *Доклады ТУСУР*. – 2014. – № 1(31). – С. 99–102.
7. Амосова Л.П., Исаев М.В. Магнетронное напыление прозрачных электродов ITO из металлической мишени на холодную подложку // *Журнал технической физики*. – 2014. – № 10(84). – С. 127–133.
8. Амосова Л.П. Электрооптические свойства и структурные особенности аморфного ITO // *Физика и техника полупроводников*. – 2015. – № 3(49). – С. 426–430.

9. Четырехзондовый метод измерения электрического сопротивления полупроводниковых материалов: учеб.-метод. пособие по спецпрактикуму «Физика полупроводниковых материалов и приборов» для студентов физического фак-та / под ред. Н.А. Поклонского. – Минск: Белгосуниверситет, 1998. – 46 с.

10. Кирилловский В.К., Точилина Т.В. Оптические измерения: учеб. пособие по лаб. практикуму. – СПб.: СПбГУ ИТМО, 2009. – 117 с.

11. Саврук Е.В. Физика полупроводников: учеб.-метод. пособ. по лаб. работам для студентов направлений подготовки 11.03.04 «Электроника и наноэлектроника», профиль «Микроэлектроника и твердотельная электроника», 28.03.01 «Нанотехнологии и микросистемная техника», профиль «Нанотехнологии в электронике и микросистемной технике» / Е.В. Саврук, В.В. Каранский, С.В. Смирнов. – Томск: ТУСУР, 2016. – 37 с. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://edu.tusur.ru/publications/6278>

#### Шалев Артём Николаевич

Студент каф. ФЭ ТУСУРа  
Эл. почта: ashalev@mail.ru

#### Жидик Юрий Сергеевич

Аспирант каф. ФЭ ТУСУРа,  
науч. сотр. лаб. радиофотоники  
Института оптики атмосферы им. В.Е. Зуева СО РАН  
Эл. почта: zhidikyur@mail.ru

#### Харкавый Андрей Васильевич

Студент каф. ФЭ ТУСУРа  
Эл. почта: neitsmarr@gmail.com

#### Жидик Екатерина Вячеславовна

Инженер-исследователь каф. ФЭ ТУСУРа  
Эл. почта: ekaterina.v.zhidik@tusur.ru

УДК 538.958

**М.М. Михайлов, С.А. Юрьев, И.С. Ващенко, А.С. Бахтаулова**

## Прогнозирование оптической деградации кремнийорганического лака, модифицированного наночастицами SiO<sub>2</sub>

Исследовали влияние модифицирования наночастицами SiO<sub>2</sub> с концентрацией 1 мас.% на оптические свойства и их изменение после облучения электронами с энергией 30 кэВ, флюенсом  $(1-7) \cdot 10^{16}$  см<sup>-2</sup> кремнийорганического лака КО-921. Установлено появление полосы поглощения в видимой области спектра с максимумом при 420 нм после облучения. Интенсивность полосы в спектрах модифицированного лака меньше по сравнению с немодифицированным. Значение интегрального коэффициента поглощения солнечного излучения, рассчитанного по спектрам поглощения, в зависимости от флюенса электронов аппроксимировали суммой двух экспонент. Эффективность увеличения радиационной стойкости от модифицирования достигает 1,63 раза в условиях эксперимента и 2,5 раза при действии спектра электронов на геостационарной орбите в течение 20 лет.

**Ключевые слова:** кремнийорганический лак, оптические свойства, модифицирование, наночастицы, облучение, электроны.

Полимерные лаки и другие полимерные материалы широко применяются в космической, атомной, рентгеновской и ускорительной технике. Под действием ионизирующих излучений в них происходит разрыв связей с образованием радикалов, что приводит к их деструкции и в некоторых случаях к сшиванию.

Одним из способов повышения их стойкости к действию ионизирующих излучений может быть модифицирование наночастицами. Такой способ является эффективным для неорганических материалов, например для оксидов металлов. Наночастицы в этом случае выступают в роли центров релаксации первичных радиационных дефектов, обра-



зованных действием ионизирующих излучений [1, 2]. В последние годы выполнено большое число работ по модифицированию наночастицами неорганических соединений [3, 4].

В полимерных материалах наночастицы могут выступать в роли стоков радикалов с образованием металлоорганических и других типов соединений, что может привести к увеличению стойкости к облучению [5, 6].

Кремнийорганический лак КО-921 применяется в терморегулирующих покрытиях (ТРИ) космических аппаратов (КА) в качестве связующего соединения [7, 8]. Повышение его радиационной стойкости является актуальной задачей. Одним из способов повышения является модифицирование наночастицами [9, 10].

Целью настоящей работы является исследование изменений спектров  $\rho_\lambda$  и коэффициента поглощения  $a_s$  исходного и модифицированного наночастицами  $\text{SiO}_2$  в количестве 1 мас.% лака КО-921 при больших значениях флюенса электронов и прогнозирование этих изменений на Геостационарной орбите (ГСО).

#### Методика эксперимента

Образцы для исследования приготавливали диспергированием лака в ацетоне с последующим добавлением наночастиц  $\text{SiO}_2$  в количестве 1 масс.% с удельной поверхностью  $110 \text{ м}^2/\text{г}$ , средним размером зерен 17 нм, чистотой 99,8% (0,2% –  $\text{Cl}_2$ ). Полученную смесь осаждали на подложки из сплава АМГ-6, высушивали при комнатной температуре на воздухе в течение 40 ч.

Образцы исходного и модифицированного лака закрепляли в установке «Спектр» [11], регистрировали спектры отражения в исходном состоянии ( $\rho_{\lambda 0}$ ). Облучали электронами с энергией 30 кэВ флюенсом (1, 2, 3, 5 и  $7 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-2}$ ). Регистрировали спектры отражения облученных образцов ( $\rho_{\lambda f}$ ) после каждого периода облучения на месте облучения (in situ).

Анализировали разностные спектры отражения ( $\Delta\rho_\lambda$ ), получаемые вычитанием спектров  $\rho_{\lambda f}$  из спектров  $\rho_{\lambda 0}$ . Такие спектры  $\Delta\rho_\lambda$  представляют собой спектры поглощения, наведенного облучением. Интегральный коэффициент поглощения солнечного излучения ( $a_s$ ) определяется из спектров отражения согласно стандарту [12] суммированием значений  $\rho_\lambda$  во всем спектральном диапазоне по 24 точкам ( $n = 24$ ).

#### Экспериментальные результаты

Из спектров отражения исходного и модифицированного лака следует, что введение нанопорошка  $\text{SiO}_2$  приводит к увеличению коэффициента отражения лака во всей спектральной области. Оно может быть связано с увеличением рассеяния на наночастицах.

В спектрах  $\Delta\rho_\lambda$  регистрируется полоса поглощения в УФ и видимой областях. Форма полосы поглощения такова, что ее длинноволновое крыло затянато и на его контуре регистрируются отдельные максимумы. Эти данные свидетельствуют о том, что составляющие определяются поглощением раз-

личными радикалами. В длинноволновой области спектров поглощения также регистрируются отдельные полосы поглощения, определяемые радикалами других типов.

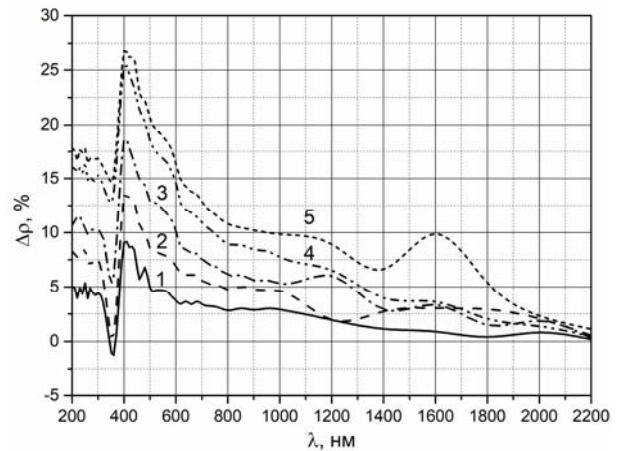


Рис. 1. Спектры  $\Delta\rho_\lambda$  немодифицированного лака КО-921 после облучения флюенсом электронов 1 (1), 2 (2), 3 (3), 5 (4) и (5)  $7 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-2}$  с энергией 30 кэВ

Основной максимум полосы соответствует длине волны 410 нм, что близко к значению энергии разрыва  $\text{Si-H}$  связей (401 нм). С учетом того, что при разложении на элементарные полосы интегрального контура положение максимумов полос будет изменяться по сравнению с регистрируемыми слабо выраженными максимумами и выступами, можно принять основным типом связей, разорванных при облучении лака КО-921 и определяющих полосы поглощения  $\text{Si-H}$  связи.

В спектрах модифицированного лака (рис. 2) регистрируется такая же полоса поглощения, но ее интенсивность меньше по сравнению с немодифицированным лаком.

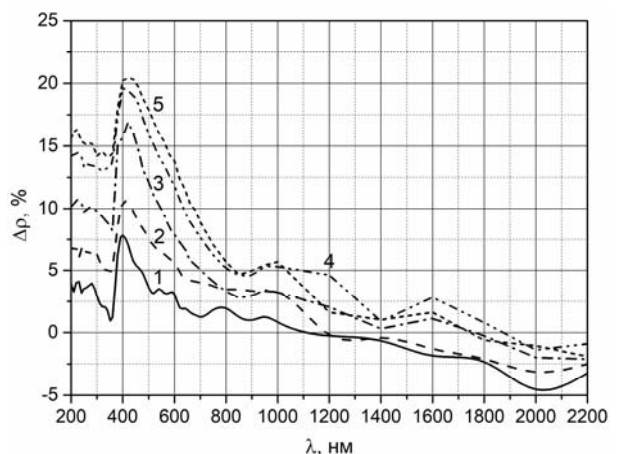


Рис. 2. Спектры  $\Delta\rho_\lambda$  лака КО-921, модифицированного наночастицами  $\text{SiO}_2$  при концентрации  $C = 1 \text{ мас.}\%$ , после облучения флюенсом электронов 1 (1), 2 (2), 3 (3), 5 (4) и (5)  $7 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-2}$  с энергией 30 кэВ

По спектрам рис. 1 и 2 рассчитывали изменение интегрального коэффициента поглощения ( $\Delta a_s$ ) по-

сле облучения немодифицированного и модифицированного лака. На рис. 3 приведены результаты расчетов. Значения  $\Delta a_s$  модифицированного лака существенно меньше по сравнению с модифицированным лаком. Эффективность модифицирования примерно одинакова для всех значений флюенса электронов и составляет 1,61–1,63.

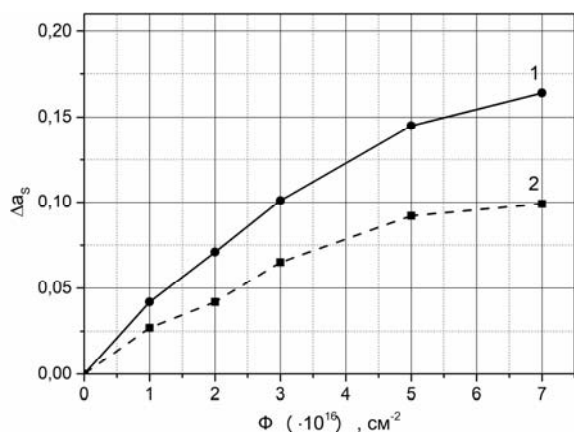


Рис. 3. Зависимость значений  $\Delta a_s$  от флюенса электронов с энергией 30 кэВ немодифицированного лака КО-921 (1) и лака, модифицированного наночастицами  $\text{SiO}_2$ , при оптимальной их концентрации (2)

По полученным экспериментальным данным осуществляли прогнозирование значений  $\Delta a_s$  в область больших флюенсов электронов. Для этого использовали комплекс математических моделей, из которого программа выбирала модель, наиболее соответствующую экспериментальным результатам [13]. Такой моделью оказалась кинетическая зависимость, включающая две составляющие вида:

$$\Delta a_s = x_0 [1 - 1/(1+x_1 t)^{x_2}] + x_3 [1 - \exp(-x_4 t)]. \quad (1)$$

Здесь  $-x_1 = 0,0818$ ;  $x_2 = 0,2381$ ;  $x_3 = 0,4147$ ;  $x_4 = 0,039$ ;  $x_5 = 0,1111$  для немодифицированного лака;  $x_1 = 0,055$ ;  $x_2 = 0,1547$ ;  $x_3 = 0,15$ ;  $x_4 = 0,00016$ ;  $x_5 = 11,99$  для лака, модифицированного наночастицами  $\text{SiO}_2$ .

При расчетах использовали ранее полученные данные зависимости потока электронов от энергии - эффективного потока ( $\Phi_{\text{эфф}}$ ), действие которого моделирует действие всего спектра электронов различных энергий на терморегулирующие покрытия космических аппаратов и изменение их интегрального коэффициента  $\Delta a_s$  на ГСО [14]. По значениям флюенса, достигнутым в эксперименте и расчетным путем по выражению (1) определено время действия спектра электронов на ГСО.

Расчеты, выполненные для флюенса электронов  $\Phi \leq 1 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-2}$ , показывают (рис. 4), что для максимального значения флюенса электронов значение  $\Delta a_s$  немодифицированного лака в 2,5 раза больше по сравнению со значением для лака, модифицированного наночастицами  $\text{SiO}_2$  при концентрации 1 масс.%. На рисунке приведены результаты расчетов времени действия спектра электронов на геостационарной орбите, соответствующие этим значениям флюенса.

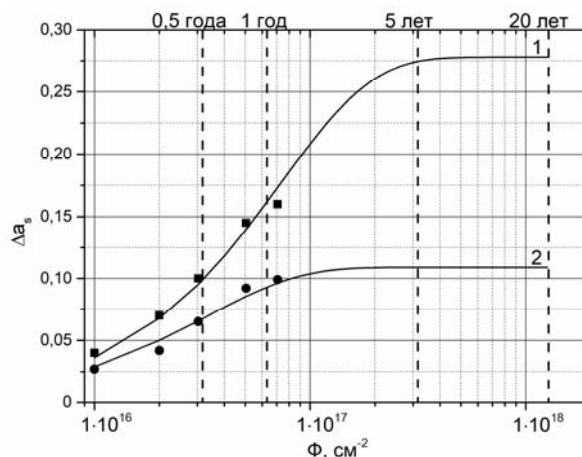


Рис. 4. Зависимость прогнозируемых изменений коэффициента поглощения  $\Delta a_s$  от флюенса электронов с энергией 30 кэВ не модифицированного лака КО-921 (1) и лака, модифицированного наночастицами  $\text{SiO}_2$  при оптимальной их концентрации (2)

### Заключение

Выполненные исследования показали, что модифицирование кремнийорганического лака наночастицами диоксида кремния приводит к существенному повышению радиационной стойкости его оптических свойств. В диапазоне экспериментальных значений флюенса электронов до  $7 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-2}$  с энергией 30 кэВ изменения интегрального коэффициента поглощения модифицированного лака в 1,61–1,63 раза меньше по сравнению с немодифицированным лаком.

В диапазоне прогнозируемых значений флюенса электронов до  $1 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-2}$  с энергией 30 кэВ, соответствующего 20 годам действия спектра электронов на геостационарной орбите, изменения интегрального коэффициента поглощения модифицированного лака в 2,5 раза меньше по сравнению с немодифицированным лаком.

### Литература

1. Nikiforov S.V. Dosimetric response for crystalline and nanostructured aluminium oxide to a high-current pulse electron beam / S.V. Nikiforov, V.S. Kortov // Radiation Protection Dosimetry. – 2014. – Vol. 162, No. 1-2. – P. 92–95.
2. Kortov V.S. Photoluminescence of nanostructured  $\text{Zn}_2\text{SiO}_4:\text{Mn}^{2+}$  ceramics under UV and VUV excitation / V.S. Kortov, K.A. Sergeeva, V.A. Pustovarov, A.A. Rempel // Journal of Surface Investigation. – 2017. – Vol. 11, Is. 4. – P. 727–731.
3. Li C. Synthesis of  $\text{ZnO}/\text{Zn}_2\text{SiO}_4/\text{SiO}_2$  composite pigments with enhanced reflectance and radiation-stability under low-energy proton irradiation / C. Li, Z. Liang, H. Xiao et al. // Materials Letters. – 2010. – Vol. 64. – P. 1972–1974.
4. Zhu X. Structural Characterization and Optical Properties of Perovskite  $\text{ZnZrO}_3$  Nanoparticles / X. Zhu, J. Zhou, J. Zhu et al. // J. Am. Ceram. Soc. – 2014. – Vol. 97. – P. 1987–1992.
5. Mikhailov M.M. Optical properties of zinc oxide powders modified by nanoparticles  $\text{ZrO}_2$ ,  $\text{Al}_2\text{O}_3$ ,  $\text{TiO}_2$ ,  $\text{SiO}_2$ ,  $\text{CeO}_2$  and  $\text{Y}_2\text{O}_3$  with various concentrations / M.M. Mikhailov, V.V. Neshchimenko, C. Li // Dyes and Pigments. – 2016. – Vol. 131. – P. 256–263.

6. Saenko V. Computer simulations and experimental verification of the nanoconductivity concept for the spacecraft electronics / V. Saenko, A. Tyutnev, A. Abrameshin, G. Belik // IEEE Transactions on Plasma Science. – 2017. – Vol. 45, Is. 8. – P. 1843–1846.

7. Tyutnev A. Experimental and Theoretical Studies of Radiation-Induced Conductivity in Spacecraft Polymers / A. Tyutnev, V. Saenko, E. Pozhidaev, R. Ikhsanov // IEEE Transactions on Plasma Science. – 2015. – Vol. 43, Is. 9. – P. 2915–2924.

8. Dayneko S. Photoconductivity of composites based on CdSe quantum dots and low-band-gap polymers / S. Dayneko, P. Linkov, I. Martynov, A. Tameev et al. // Physica E: Low-Dimensional Systems and Nanostructures. – 2016. – Vol. 79. – P. 206–211.

9. Михайлов М.М. Фотостойкость кремнийорганического лака, модифицированного наночастицами / М.М. Михайлов, В.В. Нещименко, А.В. Григорьевский и др. // Изв. вузов. Физика. – 2018. – Т. 61. – №8. – С. 146–151.

10. Mikhailov M.M. Radiation stability of silicon-organic varnish modified with nanoparticles / M.M. Mikhailov, V.V. Neshchimenko, A.V. Grigorevskiy et al. // Polymer Degradation and Stability. – 2018. – Vol. 153. – P. 185–191.

11. Kositsyn L.G. Apparatus for Study of Diffuse – Reflection and Luminescence Spectra of Solids in Vacuum / L.G. Kositsyn, M.M. Mikhailov, N.Ya. Kuznetsov, M.I. Dvoretzkii // Instruments and experimental techniques New York. – 1985. – Vol. 28, Is. 4. – P. 929–932.

12. ASTM E903 – 96 Standard Test Method for Solar Absorptance, Reflectance, and Transmittance of Materials Using Integrating Spheres. – 2005.

13. Mikhailov M.M. Predicting the optical degradation of thermoregulating coatings of flying space systems on the basis of the results of tests carried out on Earth. / M.M. Mikhailov, V.N. Krutikov // Journal of Advanced Materials. – 1996. – № 3. – P. 106–113.

14. Mikhailov M.M. An Advanced Reflective Coating for Space Systems / M.M. Mikhailov, M.I. Dvoretzkii // Journal of Advanced Materials. – 1994. – № 1. – P. 336–344.

#### **Михайлов Михаил Михайлович**

Д-р физ.-мат. наук, профессор, зав. лаб. радиационного и космического материаловедения (ПКМ) ТУСУРа  
Эл. почта: membrana2010@mail.ru

#### **Юрьев Семён Александрович**

Канд. техн. наук, с.н.с. лаб. ПКМ ТУСУРа  
Эл. почта: yusalek@gmail.com

#### **Вашенков Илья Сергеевич**

Нач. группы АО «Композит»  
Эл. почта: reservedsmolensk1@gmail.com

#### **Бахтаулова Айнура Сергазыевна**

Науч. сотр. лаб. ПКМ ТУСУРа  
Эл. почта: neka010191@mail.ru

УДК 539.231

**А.А. Чистоедова, Ю.С. Жидик**

## **Наноразмерные пленки ИТО для химических сенсоров**

Исследованы электрофизические характеристики наноразмерных пленок оксида индий-олово (ИТО), полученных методом магнетронного распыления, используемых в качестве чувствительного слоя для газовых сенсоров. Приведены результаты исследования проводимости пленок в широком интервале температур от  $-200^{\circ}$  до  $100^{\circ}$  C и частот. Определена концентрация основных носителей заряда, а также их подвижность, определен уровень Ферми.

**Ключевые слова:** сенсор, ИТО, электропроводность, магнетронное распыление, концентрация и подвижность основных носителей заряда.

Химические сенсоры позволяют проводить анализ концентрации химического компонента в смеси газов. В качестве чувствительного слоя рассматриваются наноразмерные полупроводниковые пленки. Материал, использующийся в качестве чувствительного слоя, должен обладать высокой проводимостью, высокой чувствительностью отклика к активному газу, а также уменьшать потребляемую мощность. В качестве таких покрытий предпочтение отдается металлоксидным слоям, в том числе оксиду индий-олово, который удовлетворяет всем вышеперечисленным требованиям.

#### **Объекты исследований**

Объектами исследования являлись тонкие пленки оксида индий-олово, нанесенные на ситал-

ловые подложки методом реактивного магнетронного распыления компактной мишени, состоящей из сплава индия (90%) и олова (10%), в смеси газов аргона и кислорода. Образец № 1 напылялся при 12% кислорода в составе атмосферы и не отжигался. Образец № 2 напылялся также при 12% кислорода в составе атмосферы и в дальнейшем отжигался при температуре  $600^{\circ}$  в атмосфере воздуха в течение 20 мин. Образец № 3 напылялся при 16% кислорода в составе атмосферы и не отжигался. Образец № 4 напылялся также при 16% кислорода в составе атмосферы и в дальнейшем отжигался при температуре  $600^{\circ}$  C в атмосфере азота в течение 20 мин. Далее на все образцы были напылены алюминиевые контакты толщиной 300 нм методом термического испарения.

**Результаты и обсуждение**

Для определения фазового состава был проведен рентгенофазовый анализ образцов ИТО №1 и №2, результаты которого приведены на рис. 1.

С отжигом при температуре 600 °С происходит частичное образование кристаллической структуры в объеме. Судя по дифракционным отражениям, ориентация плоскостей отражения (222) преобладает в образце № 2, что соответствует плоскости роста кристаллов. Размер областей когерентного рассеяния, определенных по методу Шерера–Дебая, составляет 111 нм [1].

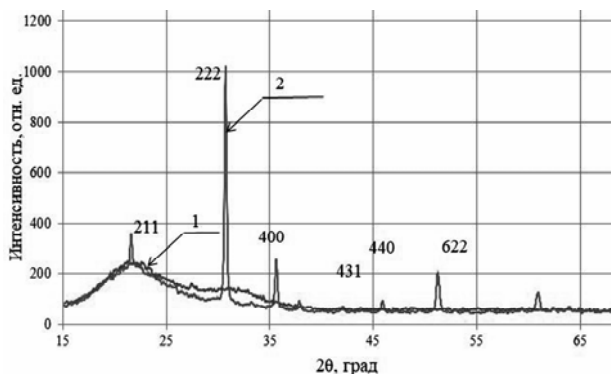


Рис. 1. Рентгенограмма образцов № 1, 2

Для образца с 16% содержанием кислорода в атмосфере напыления с отжигом также образуется кристаллическая фаза. Плоскость роста кристаллов аналогична образцу № 2. Размер областей когерентного рассеяния составляет 84 нм и на 24% меньше, чем для образца № 2. Область когерентного рассеяния прямо пропорциональна размеру кристаллитов. Следовательно, образец № 2 обладает более совершенной структурой.

На рис. 2 представлена температурная зависимость сопротивления для образца № 1 в диапазоне температур от комнатной до 100 °С в процессе нагревания и охлаждения. Удельное объемное сопротивление образца №1 при комнатной температуре равно  $1,9 \cdot 10^{-4}$  Ом·м.

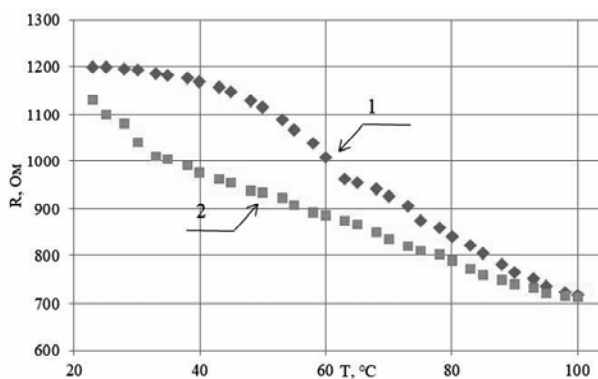


Рис. 2. Зависимость сопротивления образца № 1 от температуры при нагреве (1) и охлаждении (2)

На рис. 3 представлена температурная зависимость сопротивления для образца № 3. Удельное

объемное сопротивление образца № 3 при комнатной температуре равно  $1 \cdot 10^{-4}$  Ом·м.

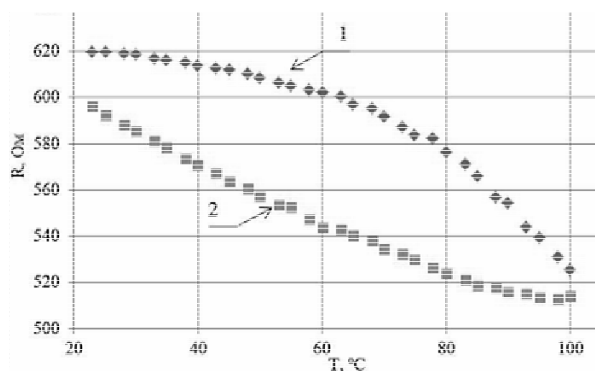


Рис. 3. Зависимость сопротивления образца № 3 от температуры при нагреве (1) и охлаждении (2)

Как видно из рис. 2 и 3, с ростом температуры сопротивление образцов без отжига монотонно уменьшается. С охлаждением сопротивление начинает увеличиваться, приближаясь к первоначальному значению, однако его не достигает: при данной температуре происходит отжиг, вследствие чего окончательное сопротивление образцов меньше исходного.

Графики температурных зависимостей сопротивления для образца № 2, 4 представлены на рис. 4 и 5. Удельное объемное сопротивление образца № 2 при комнатной температуре равно  $3 \cdot 10^{-6}$  Ом·м.

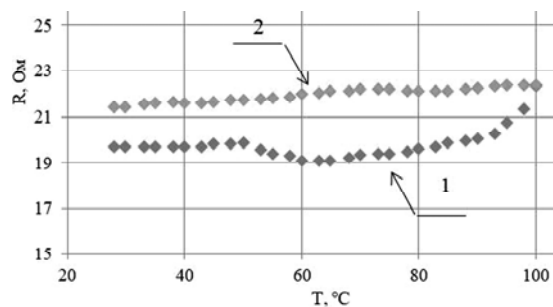


Рис. 4. Зависимость сопротивления образца № 2 от температуры при нагреве (1) и охлаждении (2)

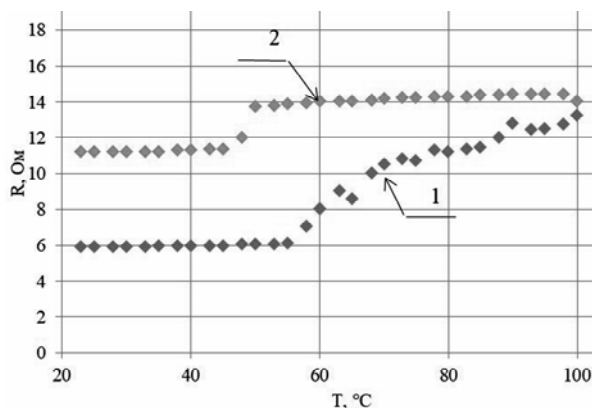


Рис. 5. Зависимость сопротивления образца № 4 от температуры при нагревании (1) и охлаждении (2)

Удельное объемное сопротивление образца № 4 при комнатной температуре равно  $1 \cdot 10^{-6}$  Ом·м.

Для образцов после отжига наблюдается обратная зависимость. Также сопротивление не возвращается к своему начальному значению, а устанавливается на несколько значений выше.

На рис. 6 представлена температурная зависимость сопротивления для образца № 1 в диапазоне температур от температуры жидкого азота до комнатной.

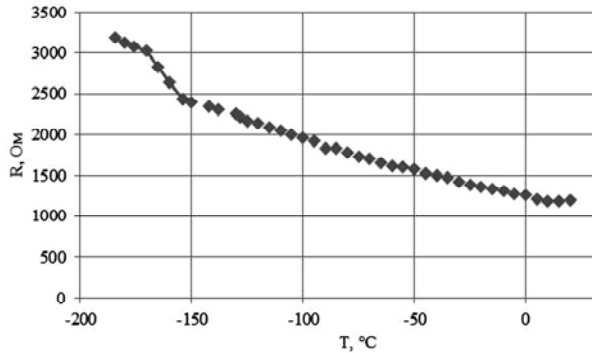


Рис. 6. Зависимость сопротивления образца № 1 при пониженных температурах

На рис. 7 представлена температурная зависимость сопротивления для образца № 3.

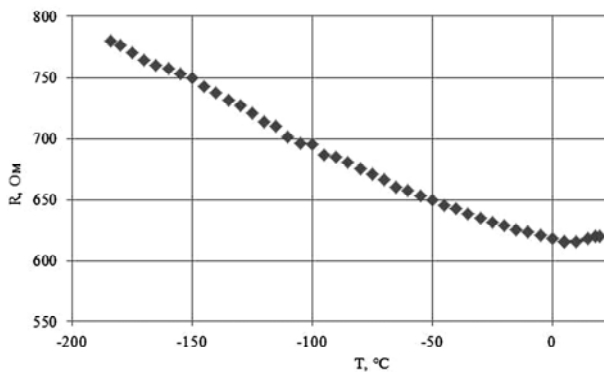


Рис. 7. Зависимость сопротивления образца № 3 при пониженных температурах

Как видно из рис. 6 и 7, с ростом температуры сопротивление образцов без отжига уменьшается, как и при повышенных температурах. Перестроим представленные зависимости в зависимости  $\ln(1/R) = f(1/T)$ , как показано на рис. 8.

При пониженных температурах от минус 180° до -135 °С наблюдается истощение примеси олова с энергией активации 0,008 для образца № 1 и 0,0013 эВ для образца № 3. В интервале температур от минус 135 °С до комнатной температуры механизм проводимости прыжковый по локализованным состояниям вблизи уровня Ферми с энергией 0,015 эВ (образец № 1) и 0,004 эВ (образец № 3).

Графики температурных зависимостей сопротивления для образца № 2 и 4 представлены на рис. 9 и 10.

Для образца № 2 и 4 так же, как и при повышенных температурах, наблюдается монотонный рост сопротивления с нагревом. Определим температурный коэффициент сопротивления (ТКС):

$$\alpha_{\text{обр. №2}} = 7,1 \cdot 10^{-4} \text{ град}^{-1};$$

$$\alpha_{\text{обр. №4}} = 3,8 \cdot 10^{-4} \text{ град}^{-1}.$$

ТКС по своему порядку соответствует ТКС для металлов. Такое значение ТКС обусловлено рассеянием на фононах, дефектах и ионах примеси.

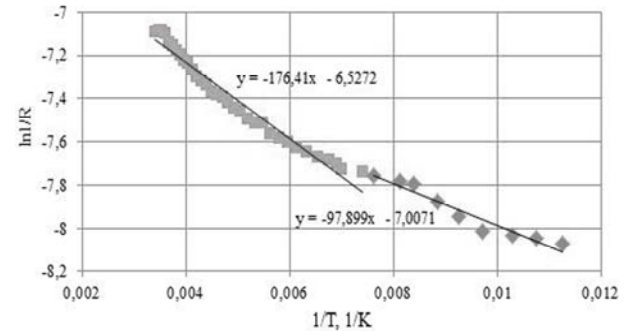


Рис. 8. Зависимость проводимости образца № 1 при пониженных температурах

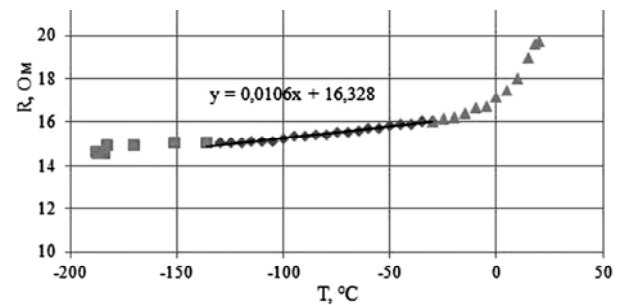


Рис. 9. Зависимость сопротивления образца № 2 при пониженных температурах

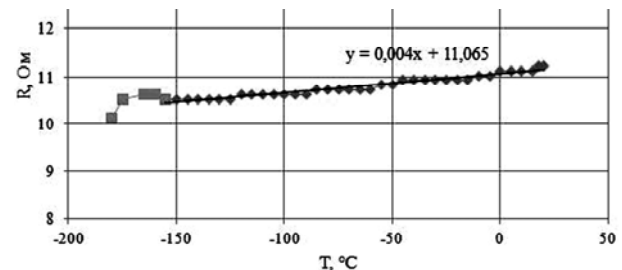


Рис. 10. Зависимость сопротивления образца № 4 при пониженных температурах

Графики зависимостей проводимости от частоты переменного тока представлены на рис. 11 и 12.

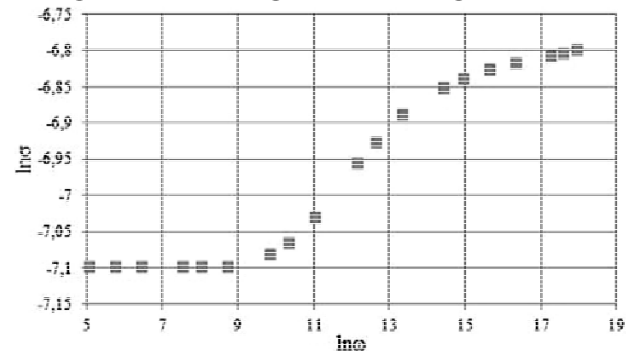


Рис. 11. Частотная зависимость проводимости для образца № 1

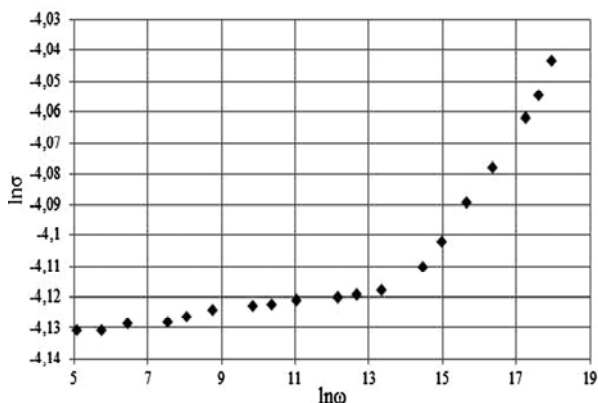


Рис. 12. Частотная зависимость проводимости для образца № 2

Исходя из представленных графиков, следует, что проводимость нелинейно увеличивается с ростом частоты переменного тока для всех образцов [2]. Это характерная зависимость для прыжкового механизма электропроводности по локализованным состояниям, расположенным в зоне проводимости [3], аналогичные выводы можно сделать для образцов № 3 и № 4.

По экспериментальным данным исследований эффекта Холла для образцов № 1 и № 2 были рассчитаны концентрация и подвижность основных носителей заряда, которые находятся в пределах от 10 до 30 см<sup>2</sup>/(В·с) и 10<sup>25</sup>–10<sup>26</sup> м<sup>-3</sup>.

Полученные значения концентрации и подвижности по порядку совпадают с данными, представленными в источнике [4]. В образце после отжига наблюдается увеличение концентрации основных носителей заряда на порядок. Это связано с тем, что при отжиге происходит частичная кристаллизация структуры ИТО и активация примеси олова.

Экспериментальные данные по термоЭДС для образца № 2 представлены в таблице.

**Экспериментальные данные по термоЭДС**

Температура иглы, T <sub>1</sub> , °С	Температура подложки T <sub>2</sub> , °С	Падение напряжения, мВ	ТермоЭДС, мВ/град
33	30	0,2	0,067
40	30	0,5	0,05
50	30	1,2	0,06
60	30	1,5	0,05
70	30	1,8	0,045

Интегральная термоЭДС равна

$$\alpha = \frac{\Delta U}{\Delta T} = \frac{1,8 - 0}{70 - 30} = 4,5 \cdot 10^{-5} \frac{\text{В}}{\text{град}}$$

Далее была рассчитана разность  $E_c - E_F$ :

$$E_c - E_F = -0,09 \text{ эВ.}$$

Таким образом, уровень Ферми лежит в зоне проводимости и полупроводник можно считать вырожденным.

**Заключение**

Пленки ИТО, полученные методом магнетронного распыления из компактной мишени из сплава индия и олова, удовлетворяют требованиям, предъявляемым к газовым сенсорам: обладают высокой проводимостью, ее частотной зависимостью, являются вырожденными полупроводниками n-типа проводимости.

Работа выполнена по проекту фундаментальных исследований РАН № 0293-2019-0006 и, в частности, исследования технологии синтеза и электрофизических свойств пленок ИТО при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-32-00708.

Экспериментальные результаты получены с использованием оборудования ЦКП «Импульс» при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ по соглашению 075-15-2019-1644, идентификатор проекта RFMEFI62119X0029.

*Литература*

1. Чистоедова А.А. Светопроницающие проводящие покрытия ИТО / А.А. Чистоедова, А.Е. Петрюк, Ю.С. Жидик, С.В. Смирнов // Наука. Технологии. Инновации: сб. науч. тр.: в 9 ч. / под ред. А.В. Гадюкиной. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2018. – Ч. 3. – С. 285–289.
2. Смирнов С.В. Наноразмерные светопроницающие пленки In<sub>2</sub>O<sub>3</sub>(SnO<sub>2</sub>) с металлическим типом проводимости / С.В. Смирнов, О.Н. Минин, А.А. Чистоедова, А.Е. Петрюк // Нанотехнологии: разработка, применение – XXI век. – 2019. – Т. 11, № 1. – С. 14–18.
3. Мотт Н. Электронные процессы в некристаллических веществах / Н. Мотт, Э. Дэвис. – М.: Мир, 1974. – 472 с.
4. Закирова Р.М. Разработка метода модификации свойств ИТО пленок ионно-лучевой обработкой при реактивном ВЧ-магнетронном напылении: дис. ... канд. физ.-мат. наук: 01.04.07. – Ижевск, 2013. – 128 с.

**Чистоедова Анна Андреевна**

Магистрант каф. ФЭ ТУСУРа  
Эл. почта: annechist@mail.ru

**Жидик Юрий Сергеевич**

Аспирант каф. ФЭ ТУСУРа  
Науч. сотр. лаб. радиофотоники  
Института оптики атмосферы им. В.Е. Зуева СО РАН  
Эл. почта: zhidikyur@mail.ru

К.В. Короткова, С.В. Смирнов

## Плазмонный резонанс в «тепловых зеркалах» на основе тонкопленочной системы Ti-Au

Приводятся результаты исследований отражательной способности «тепловых зеркал» на основе нанометровых слоев Ti-Au. Показано, что уменьшение коэффициента отражения зеркала в видимой области спектра обусловлено проявлением плазмонного резонанса в адгезионном слое титана.

**Ключевые слова:** плазмонный резонанс, тепловое зеркало, отражательная способность.

В полупроводниковой оптоэлектронике широкое применение находят отражающие тонкослойные покрытия («тепловые зеркала») на основе серебра, золота и других элементов, получаемые методами термического и ионно-плазменного распыления [1, 2]. Однако золото обладает плохой адгезией к поверхности полупроводников, стекла и керамики. Для повышения адгезии в качестве подслоя к полупроводнику используется титан, но он обладает высоким коэффициентом поглощения в видимой и инфракрасной области спектра и соответственно низким коэффициентом отражения.

Целью работы являлось исследование влияния толщины адгезионного слоя титана на отражающую способность «теплого зеркала». Образцы для исследований изготавливались путем последовательного вакуумного и термического распыления титана и золота на поверхность покровного стекла. Толщина слоя титана варьировалась в пределах от 1 до 5 нм. Измерение отражающей способности зеркала проводилось с помощью спектрального эллипсометрического комплекса «Эллипс-1891» в диапазоне длин волн 400–1000 нм. Результаты исследований приведены на рис. 1–3.

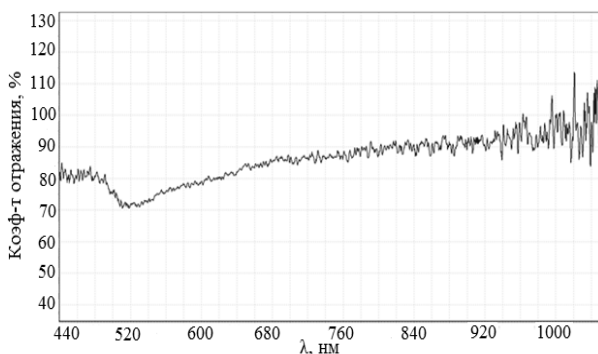


Рис. 1. Спектр отражения зеркала состава Ti (1 нм)/Au (200 нм)

Из спектров, представленных на рис. 1–3, следует, что все три образца имеют высокий коэффициент отражения для ближнего ИК-диапазона от 800 до 1050 нм, но при этом имеют широкую полосу поглощения в видимой области спектра от 480 до 640 нм. Данное поглощение обусловлено плазмонным резонансом в пленке титана нанометровой толщины [3]. Круговая частота плазмонного резонанса определяется по формуле

$$\omega_p = e \sqrt{\frac{n}{m_n^* \epsilon_0}}, \quad (1)$$

где  $n$  – концентрация свободных электронов;  $m_n^*$  – эффективная масса электронов.

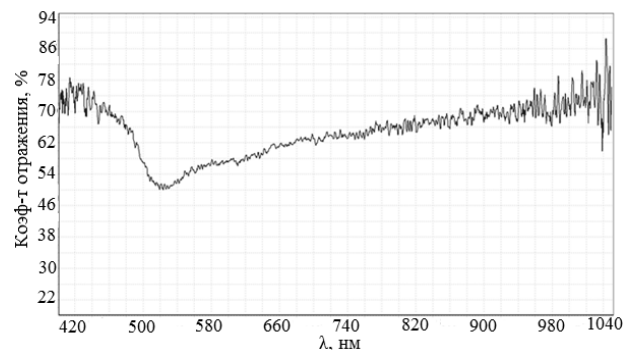


Рис. 2. Спектр отражения зеркала состава Ti (3 нм)/Au (200 нм)

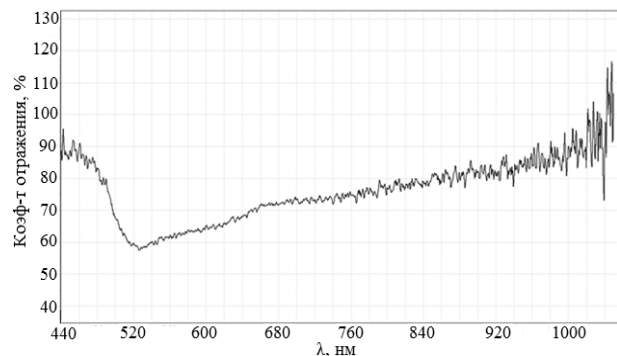


Рис. 3. Спектр отражения зеркала состава Ti (5 нм)/Au (200 нм)

Обычно в массивных металлах плазмонный резонанс наблюдается в УФ-диапазоне длин волн, но в тонких нанометровых пленках плазмонный резонанс наблюдается в видимой области спектра. Но мы предполагали, что при резонансе общая отражательная способность системы Ti-Au должна возрасти, так как в данном эксперименте толщина пленки титана значительно меньше толщины Вольтердорфа (для Ti  $d_w \approx 16$  нм), что оказалось не вполне корректно. Согласно формуле Хагена-Рубена [2], величина отклонения от полного отражения зависит от величины электропроводности адгезионного слоя

$$1 - R \approx \sqrt{8\epsilon_0 \omega_p / \sigma}, \quad (2)$$

где  $R$  – коэффициент отражения,  $\sigma$  – электропроводность.

На основании полученных экспериментальных результатов и их анализа сделан вывод о необходимости использования в качестве адгезионного подслоя в «тепловом зеркале» наноразмерных пленок металла с большей электропроводностью, чем титан, например хрома или тантала.

#### *Литература*

1. Проссе П. Свободные электроны в твердых телах. – М.: Мир, 1982. – 270 с.
2. Смиронов С.В. Наноразмерные светопропускающие пленки  $\text{In}_2\text{O}_3(\text{SnO}_2)$  с металлическим типом проводимости / С.В. Смиронов, О.Н. Минин, А.А. Чистоедова,

А.Е. Петрюк // Нанотехнологии: разработка, применение. XXI век. – 2019. – Т. 11, № 1. – С. 14–18.

3. Стефан А. Майер Плазмоника. Теория и приложения. – Москва; Ижевск: НИЦ «Регулярная и хаотическая динамика», 2011. – 296 с.

---

#### **Короткова Клавдия Владимировна**

Аспирант каф. ФЭ ТУСУРа

Эл. почта: klavdiya\_95k@mail.ru

#### **Смирнов Серафим Всеволодович**

Д-р техн. наук, профессор каф. ФЭ ТУСУРа

Эл. почта: serafim.smirnov@mail.ru



## Секция 5

## АНТЕННЫ И МИКРОВОЛНОВЫЕ УСТРОЙСТВА

Председатели секции – *Гошин Геннадий Георгиевич*, профессор каф. СВЧиКР, д-р физ.-мат. наук; *Сычев Александр Николаевич*, профессор каф. КСУП, д-р техн. наук

УДК 621.372

Б.А. Беляев, С.А. Ходенков, Т.И. Чурикова

## Микрополосковый сверхширокополосный фильтр

При помощи электродинамического численного анализа 3D-модели спроектирован микрополосковый сверхширокополосный фильтр с высокими избирательными свойствами. В конструкции используется один четырехмодовый резонатор и пара одномодовых. Наблюдается достаточно хорошее согласие рассчитанных данных с данными, снятыми на экспериментальном образце.

**Ключевые слова:** микрополосковый фильтр, амплитудно-частотная характеристика, электродинамический анализ, полоса пропускания.

Полосно-пропускающие фильтры (ППФ) сверхвысокочастотного (СВЧ) диапазона электромагнитных волн [1] традиционно применяются в узлах связи, в том числе космической и тропосферной. Разработчики таких конструкций постоянно улучшают их электрические характеристики [2, 3] и уменьшают массогабаритные показатели [4]. Кроме того, сейчас и в ближайшем будущем определен интерес представляют полосовые СВЧ-фильтры с относительной шириной полосы пропускания (ОШПП) более 50% [5, 6]. Очевидно, что высокая востребованность сверхширокополосных фильтров обусловлена прежде всего необходимостью передавать значительные объемы актуальных данных на определенные расстояния в электронном виде, и, по сути, исследование таких избирательных устройств способствует существенному развитию определенного сектора цифровой экономики.

Анализируя такие параметры, как массогабаритные, технологические, а также себестоимость изготовления, разработчики признают наиболее оптимальными ППФ на основе микрополосковых резонаторов [7]. Использование многомодовых ( $n$ -модовых) резонаторов [8], каждый из которых способен заменить сразу несколько одномодовых резонаторов в полосовых фильтрах, представляет собой подход в проектировании, направленный на уменьшение габаритов этих устройств без ухудшения их избирательных свойств. Кроме того, применяя оригинальную топологию полосковых проводников (ПП) таких резонаторов, удается сближать частоты их  $n$  нижайших резонансов, участвующих в построении полосы пропускания. Благодаря сильному взаимодействию электромагнитных полей резонаторов их частоты «расталкиваются», что и позволяет значительно расширить полосу пропускания.

Конструкция сверхширокополосного микрополоскового ППФ приведена на рис. 1. При разработке

данного устройства была выбрана подложка, показанная на схеме серым цветом, с фиксированными параметрами: диэлектрическая проницаемость  $\epsilon = 9,8$ , толщина  $h = 1$  мм. Расчеты амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) двух рассмотренных в работе фильтров были произведены с использованием численного электродинамического анализа (ЧЭА) их трехмерных моделей. Настройка ППФ была осуществлена «ручным» параметрическим синтезом, т.е. были подобраны размеры ПП и их положение на диэлектрической подложке.

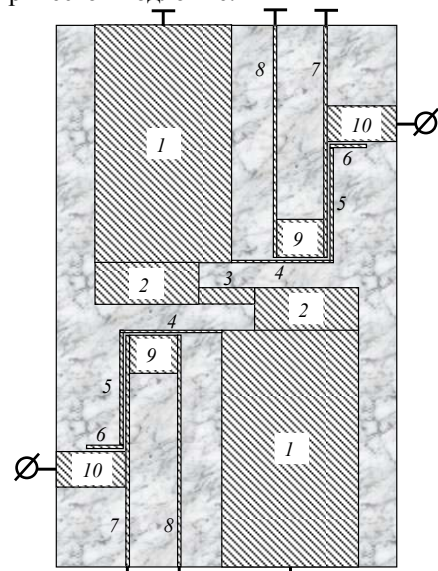


Рис. 1. Топология ПП микрополоскового сверхширокополосного фильтра

Рассмотрим топологию ПП микрополосковых резонаторов СВЧ-устройства (см. рис. 1, заштрихованные контуры): два широких прямогоугольных отрезка (1) ПП свободными концами заземлены на основание и состыкованы друг с другом через прямогоугольные отрезки (2) и центральный отрезок (3).

Кроме того, они (1) еще и соединены с расположенными перпендикулярно отрезками (4), которые далее состыкованы с двумя длинными отрезками (5)–(6). Такой ПП с отрезками (1)–(6), нанесенными на подложке, представляет собой многомодовый резонатор. От этого резонатора четыре нижайшие моды колебаний принимают участие при построении полосы пропускания ППФ.

Рассмотренный многомодовый резонатор имеет электромагнитную связь с парой резонаторов с П-образной формой ПП. Их параллельные отрезки (7) и (8) свободными концами также заземлены на основание и состыкованы друг с другом с другой стороны посредством широкого отрезка (9). Кроме того, каждый отрезок (7) состыкован с ортогонально расположенными отрезками (10), на свободных краях которых расположены 50-Ω входной и выходной порты. От каждого такого полуволнового резонатора один нижайший резонанс принимает участие в формировании полосы пропускания. Таким образом, трехзвенный микрополосковый фильтр имеет шестой порядок.

АЧХ, снятые на экспериментально изготовленном методом фотолитографии микрополосковом ППФ, приведены на рис. 2 и 4 точками в широком диапазоне частот и в узком соответственно. Для объективного сравнения полученных электрических характеристик изготовленной СВЧ-конструкции (рис. 3), геометрические размеры отрезков ее ПП были измерены при помощи измерительной видеосистемы, а затем именно эти величины были задействованы в расчетах характеристик трехмерной модели фильтра, представленных на рисунках линиями. Видно, что наблюдается достаточно хорошее согласие экспериментальных данных (прямые потери на прохождение мощности  $L$ , а также обратные потери на отражение мощности  $R$ ) с расчетными.

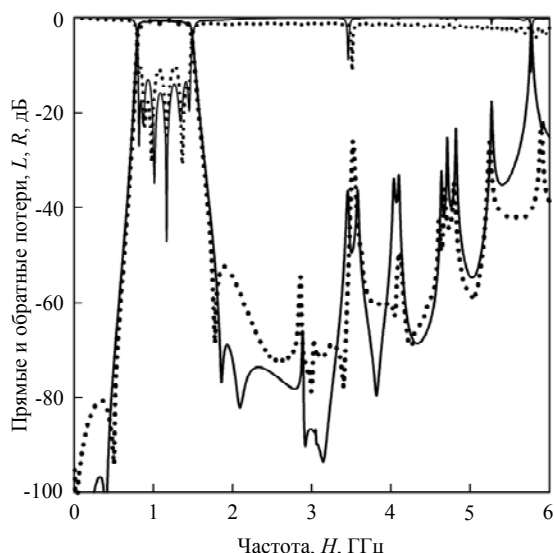


Рис. 2. АЧХ сверхширокополосного микрополоскового ППФ, широкий диапазон частот. Точки – экспериментальные данные, линии – расчетные соответственно

Значение ОШПП сверхширокополосного микрополоскового ППФ составило величину  $-\Delta f/f_0 \approx 60\%$ .

Измерения граничных частот полосы пропускания проведены по уровню  $-3$  дБ от минимальных потерь ( $L_{\min} \approx 0,6$  дБ) на ее частотах.

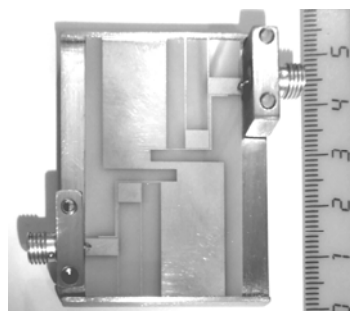


Рис. 3. Фотография микрополоскового сверхширокополосного ППФ

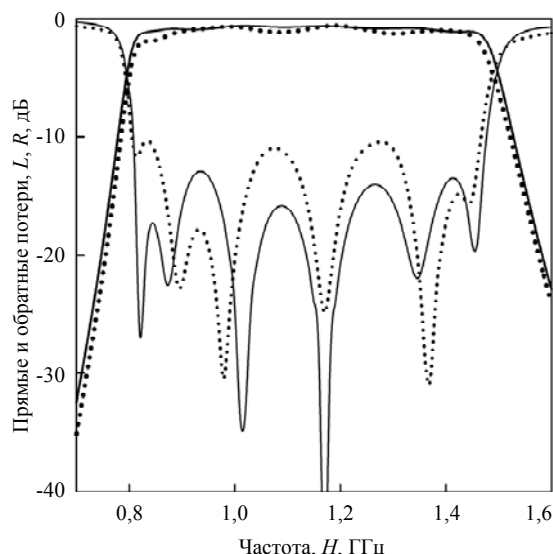


Рис. 4. АЧХ сверхширокополосного микрополоскового ППФ, узкий диапазон частот. Точки – экспериментальные данные, линии – расчетные соответственно

Высокие избирательные свойства рассмотренного СВЧ-устройства с центральной частотой полосы пропускания  $f_0 \approx 1,2$  ГГц обусловлены повышенной крутизной спада склонов полосы пропускания, реализованной за счет полюсов затухания, наблюдаемых на АЧХ несколько ниже и выше по частотам полосы пропускания. Также у фильтра наблюдаются небольшие потери мощности в полосе пропускания и сильное подавление мощности на низких частотах. Значительная протяженность высокочастотной полосы заграждения обусловлена ортогональным расположением отрезков (4) ПП и отрезков (1) в четырехмодовом резонаторе.

Конструктивные размеры экспериментально изготовленного фильтра приведены в табл. 1.

Также укажем величины зазоров между отрезками ПП резонаторов: 1 и 8 – 3,67 мм; 4 и 9 – 0,11 мм; 5 и 7 – 0,10 мм; 6 и 10 – 0,12 мм. Габариты фильтра – 48,01×30,28 мм<sup>2</sup>.

При этом существуют возможности рассмотренный фильтр значительно миниатюризировать с сохранением его высоких селективных свойств. Для этого можно использовать подложки с более высо-

кой диэлектрической проницаемостью, например  $\epsilon = 40$ . На рис. 5 представлена теоретически рассчитанная АЧХ такого ППФ, а его конструктивные размеры приведены в табл. 2. Габариты этого фильтра –  $24,25 \times 17,90 \text{ мм}^2$ .

Таблица 1

**Геометрические размеры отрезков ПП резонаторов экспериментального фильтра**

№ п/п	Тип резонатора	Размеры отрезков полосковых проводников		
		Позиция отрезка полоскового проводника на рис. 1	Длина отрезка полоскового проводника	Ширина отрезка полоскового проводника
1	Многомодовый	1	21,00	12,18
2	Многомодовый	2	9,13	3,70
3	Многомодовый	3	5,00	1,39
4	Многомодовый	4	8,71	0,19
5	Многомодовый	5	10,01	0,35
6	Многомодовый	6	3,54	0,30
7	Одномодовый	7	20,70	0,19
8	Одномодовый	8	20,70	0,20
9	Одномодовый	9	4,20	3,49
10	Одномодовый	10	6,33	3,09

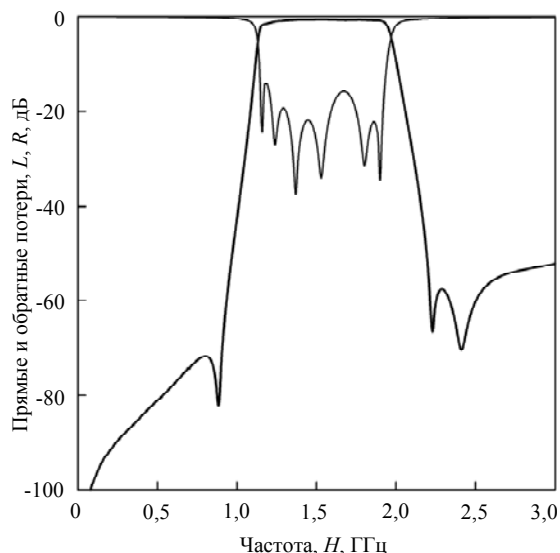


Рис. 5. АЧХ миниатюрного сверхширокополосного ППФ

Таблица 2

**Геометрические размеры отрезков ПП резонаторов теоретически рассчитанного фильтра**

№ п/п	Тип резонатора	Размеры отрезков полосковых проводников		
		Позиция отрезка полоскового проводника на рис. 1	Длина отрезка полоскового проводника	Ширина отрезка полоскового проводника
1	Многомодовый	1	6,50	7,15
2	Многомодовый	2	5,35	2,90
3	Многомодовый	3	2,85	0,90
4	Многомодовый	4	4,85	0,20
5	Многомодовый	5	2,90	0,20
6	Многомодовый	6	1,25	0,20
7	Одномодовый	7	6,20	0,05
8	Одномодовый	8	6,20	0,10
9	Одномодовый	9	3,45	2,40
10	Одномодовый	10	7,20	0,60

ОШПП миниатюрного ППФ – 54%, а его  $f_0$  – 1,55 ГГц.

Таким образом, рассмотрена конструкция миниатюрного сверхширокополосного ППФ на четырехмодовом резонаторе с высокими избирательными свойствами, обусловленными крутыми спадами склонов полосы пропускания и протяженной высокочастотной полосой заграждения.

#### Литература

1. 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. – P. 916–920.
2. Design of highly selective microstrip bandpass filters with a single pair of attenuation poles at finite frequencies / J.-S. Hong, M.J. Lancaster // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2000. – Vol. 48, No. 7. – P. 1098–1107.
3. 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. – P. 504–507.
4. Compact interlocked-coupled filter using folded stepped-impedance resonators / C. Chen, W. Wu, H. Wu // Journal of Electronics (China). – 2012. – Vol. 29, No. 1-2. – P. 137–141.
5. A Compact and Sharp Rejection Ultra-Wideband Bandpass Filter Based on Short and Open Stub-Loaded Multiple Mode Resonators / M. Danaeian, E. Zarezadeh, M.H. Gholizadeh, A.-R. Moznebi, J. Khalilpour // Journal of Electrical Engineering & Technology. – 2019. – P. 1–8.
6. 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. – P. 95–101.
7. Microstrip Spurious-Coupling Band-Pass Filters with Quarter-Wavelength and  $\Pi$ -Shaped Resonators / A.V. Zakharov, S.A. Rozenko // Journal of Communications Technology and Electronics. – 2019. – Vol. 64, No. 4. – P. 430–438.
8. Microstrip U-Shaped Resonators / A.V. Zakharov, I.Ye. Ilchenko, L.S. Pinchuk // Radioelectronics and Communications Systems. – 2012. – Vol. 55, No. 8. – P. 368–374.

#### Беляев Борис Афанасьевич

Д-р техн. наук, профессор каф. радиофизики и специальных радиоэлектронных устройств (РФ) ФГБОУ ВО «Сибирский государственный университет 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, зав. каф. электронной техники и телекоммуникаций (ЭТТ) СибГУ им. М.Ф. Решетнева  
Эл. почта: hsa-sibsau@mail.ru

#### Чурикова Татьяна Ивановна

Студентка каф. ЭТТ СибГУ им. М.Ф. Решетнева  
Эл. почта: kskireeva1106@gmail.com

УДК 537.871

В.В. Фисанов

## Обобщённая формулировка условий излучения

Дается обобщённая формулировка условия излучения Зоммерфельда для скалярных волн и условий излучения Сильвера–Мюллера для электромагнитного волнового поля, пригодная как для прямых, так и для обратных волн. Эти условия применимы для изотропных сред с действительными значениями проницаемостей, включая дважды отрицательные метаматериалы.

**Ключевые слова:** волновое уравнение Гельмгольца, изотропные среды, условие излучения, прямые волны, обратные волны, идентификатор типа волны.

Задачи излучения антенных устройств, дифракции и рассеяния электромагнитных волн на различных препятствиях и объектах в математическом отношении формулируются как внешние краевые задачи математической физики для системы дифференциальных уравнений Максвелла. А. Зоммерфельд в 1912 г. впервые показал на примере скалярного волнового уравнения для установившихся колебаний (уравнения Гельмгольца), что для обеспечения единственности решения граничной задачи с открытой областью требуется дополнить её условиями на бесконечности специального вида [1], получившими впоследствии название условий излучения Зоммерфельда. В дальнейшем эти условия уточнялись, модифицировались и конкретизировались применительно к волновым полям различной физической природы (электромагнитным, акустическим, упругим и др.). В динамической теории упругости известны, начиная с [2, 3], примеры структур, поддерживающих волны типа Рэлея–Лэмба с аномальной отрицательной дисперсией. В этой связи были предложены варианты условий излучения, получившие названия «принцип энергетического излучения Мандельштама» [4], «условия излучения Умова–Пойнтинга–Мандельштама» [5].

В качестве электромагнитных сплошных сред при определённых условиях могут рассматриваться метаматериалы – искусственные композитные вещества, получившие известность с начала 2000-х годов. Благодаря особому строению и резонансным размерам входящих в их состав включений, эти материалы способны обладать такими значениями эффективных материальных параметров, которые отсутствуют у природных сред. Наиболее интересными для разнообразных приложений признаны метаматериалы с двумя отрицательными проницаемостями (так называемые изотропные среды Веселаго). В.Г. Веселаго предсказал для них эффект плоской фокусирующей линзы и другие неожиданные явления [6]. Среда Веселаго является прозрачной для электромагнитных волн, но, в отличие от обычных сред, поддерживает не прямые, а обратные нормальные волны. Эти обратные волны являются объёмными, то есть они не связаны с какой-либо границей или поверхностью раздела сред. Обратная волна отличается от прямой волны тем, что её фазовая и групповая скорости (а также вектор Умова–Пойнтинга) направлены в прямо противоположные стороны. По

этой причине применение условий излучения в первоначальном виде (представленном, по умолчанию, для прямых волн) оказывается неприемлемым, и требуется их модификация [7]. Аналогичные трудности возникают применительно к акустическим и упругим волнам, для которых также предложены соответствующие метаматериалы.

Следует заметить, что Зоммерфельд уже первоначально подразумевал именно энергетический смысл условия излучения (источник находится в конечной части пространства): «Wird doch durch die Ausstrahlungsbedingung jede Energiezufuhr aus dem Unendlichen verboten» [1. P. 331] – «Условием излучения любая подача энергии из бесконечности запрещена», «Излучаемая источниками энергия должна рассеиваться на бесконечности» ([8. P. 265]. Однако в то время отсутствовало представление об обратных акустических и оптических волнах. Приоритет Зоммерфельда в отношении энергетического содержания принципа излучения отмечен в [9, 10].

Целью данной работы является представление условий излучения в обобщённом виде, пригодном для волн любого типа, которое опирается на введённое ранее понятие идентификатора типа волны  $a$  [11]. Пусть фазовый фронт волны распространяется в направлении единичного вектора  $\hat{\mathbf{k}}$ , а вектор Умова–Пойнтинга для потока энергии этой волны направлен по единичному вектору  $\hat{\mathbf{s}}$ . Их скалярное произведение

$$a = \hat{\mathbf{k}} \cdot \hat{\mathbf{s}} \quad (1)$$

является знаковой функцией: значение  $a = +1$  соответствует прямой волне, тогда как значение  $a = -1$  соответствует обратной волне. Применительно к прозрачным изотропным электромагнитным средам  $a = \text{sgn} \varepsilon = \text{sgn} \mu$  (в прозрачных средах знаки диэлектрической  $\varepsilon$  и магнитной  $\mu$  проницаемостей совпадают).

Условие излучения Зоммерфельда

$$\lim_{r \rightarrow \infty} r \left( \frac{\partial u}{\partial r} - iku \right) = 0 \quad (2)$$

было получено для установившихся сферических колебаний  $u$  с круговой частотой  $\omega$  и положительным волновым числом  $k = \omega \sqrt{\varepsilon \mu}$ , характеризуемых временным множителем  $e^{-i\omega t}$ , а также удовлетворяющих редуцированному волновому уравнению

$$\Delta u + k^2 u = 0, \quad (3)$$

где  $\Delta$  – оператор Лапласа.

При рассмотрении решения внутренней краевой задачи с расширяющейся трёхмерной областью и сферической границей  $\Sigma$  большого радиуса условие (2) обеспечивает обращение в нуль поверхностного интеграла, но только для уходящих (прямых) волн вида  $\frac{e^{ikr}}{r}$ , где  $r$  – радиальная сферическая координата. Таким образом, приходящие (прямые) волны вида  $\frac{e^{-ikr}}{r}$  и стоячие волны вида  $\frac{\sin kr}{r}$  при предельном переходе к внешней задаче из решения исключаются. Наряду с условием излучения Зоммерфельд приводит условие

$$\lim_{r \rightarrow \infty} r \left( \frac{\partial u}{\partial r} + iku \right) = 0, \quad (4)$$

названное им «условие поглощения». Условию (4) подчиняется приходящая волна, но она невозможна вследствие отсутствия источника в бесконечности и стока в конечной части пространства.

Применительно к обратным волнам условия (2) и (4) меняются местами. Их можно объединить в одно выражение, используя идентификатор типа волны  $a$ . Объединённое условие излучения в форме Зоммерфельда, как очевидно, выглядит так:

$$\lim_{r \rightarrow \infty} r \left( \frac{\partial u}{\partial r} - iaku \right) = 0. \quad (5)$$

Наряду с условием излучения Зоммерфельд ввёл дополнительное «условие конечности»

$$\lim_{r \rightarrow \infty} r |u| < \infty,$$

однако оно оказалось для доказательства единственности излишним, как показал Ф. Реллих [12]. Он распространил условие излучения на  $h$ -мерный случай, что обобщённо имеет вид

$$\lim_{r \rightarrow \infty} r^{\frac{h-1}{2}} \left( \frac{\partial u}{\partial r} - iaku \right) = 0. \quad (6)$$

В двумерном варианте из (6) следует

$$\lim_{r \rightarrow \infty} \sqrt{r} \left( \frac{\partial u}{\partial r} - iaku \right) = 0, \quad (7)$$

что уже было получено в [1] (для  $a=+1$ ). Наконец, одномерное условие излучения

$$\lim_{|x| \rightarrow \infty} \left( \frac{\partial u}{\partial |x|} - iaku \right) = 0 \quad (8)$$

для прямых волн также представлено Зоммерфельдом [1, 8]. Реллих доказал, что единственность обеспечивается более слабым, чем (2), интегральным условием, которое обобщённо записывается как

$$\lim_{r \rightarrow \infty} \int_{\Sigma} \left| \frac{\partial u}{\partial r} - iaku \right|^2 d\Sigma = 0. \quad (9)$$

Условие (9), однако, не делает различия между прямыми и обратными волнами, между приходящими и уходящими волнами, то есть не полностью соответ-

ствует физическому содержанию поставленной задачи дифракции волн.

В упругих средах распространяются два вида объёмных нормальных волн (продольные и поперечные), характеризуемых векторами смещений  $\mathbf{u}_j$  ( $j=1,2$ ), и в теории упругости условие (4) было предложено заменить на два условия излучения относительно каждой из них [13]. Соответственно, вместо (5) обобщённая формула для условия излучения примет вид

$$\lim_{r \rightarrow \infty} r \left( \frac{\partial u_j}{\partial r} - ia_j k u_j \right) = 0. \quad (10)$$

Идентификаторы  $a_j$  могут не совпадать ( $a_1 \neq a_2$ ). Подобная ситуация имеет место в изотропных киральных метаматериалах, если реализуется смешанный режим с одной прямой и со второй обратной циркулярно поляризованной волной Бельтрами [14].

Уравнения Максвелла для гармонических электромагнитных волн приводятся к векторному уравнению вида (3), в котором  $u$  заменяется на напряжённость электрического поля  $\mathbf{E}$  или напряжённость магнитного поля  $\mathbf{H}$ . Используя подход Зоммерфельда, К. Мюллер [15] пришёл к асимптотическим формулам

$$\lim_{r \rightarrow \infty} r (\omega \varepsilon \hat{\mathbf{r}} \times \mathbf{E} - k \mathbf{H}) = 0, \quad (11)$$

$$\lim_{r \rightarrow \infty} r (\omega \mu \hat{\mathbf{r}} \times \mathbf{H} - k \mathbf{E}) = 0, \quad (12)$$

где  $\hat{\mathbf{r}}$  – орт радиального направления распространения сферической волны. Аналогичные формулы привёл С. Сильвер в монографии [16], вышедшей в США в 1949 г. под его редакцией, а в русском переводе известны как [17]:

$$\lim_{r \rightarrow \infty} r \left( \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \hat{\mathbf{r}} \times \mathbf{E} - \mathbf{H} \right) = 0, \quad (13)$$

$$\lim_{r \rightarrow \infty} r \left( \hat{\mathbf{r}} \times \mathbf{H} + \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \mathbf{E} \right) = 0. \quad (14)$$

Формулы (11)–(12) и (13)–(14) известны в электромагнетизме как условия излучения Сильвера–Мюллера [18], они фактически идентичны и физически означают, что на больших расстояниях от источника поле имеет структуру уходящей плоской волны. Для того чтобы получить обобщённое представление условий Сильвера–Мюллера, обратимся к уравнениям Максвелла для плоских волн с распространяющимся вперёд фазовым фронтом, т.е. для волн вида  $\exp[i(\mathbf{k} \cdot \mathbf{r} - \omega t)]$ . Вихревые уравнения принимают вид

$$\hat{\mathbf{k}} \times \mathbf{E} = \omega \mu \mathbf{H}, \quad \hat{\mathbf{k}} \times \mathbf{H} = -\omega \varepsilon \mathbf{E}. \quad (15)$$

Переходя к направлению потока энергии и производя в (15) в соответствии с (1) подстановку  $\hat{\mathbf{k}} = ak \hat{\mathbf{s}}$ , придём к соотношениям

$$\hat{\mathbf{s}} \times \mathbf{E} = a \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \mathbf{H}, \quad \hat{\mathbf{s}} \times \mathbf{H} = -a \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \mathbf{E}. \quad (16)$$

Принимая во внимание (16), запишем обобщённые условия, пригодные не только для прямых, но и для обратных электромагнитных волн:

$$\lim_{r \rightarrow \infty} r \left( a \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \hat{\mathbf{r}} \times \mathbf{E} - \mathbf{H} \right) = 0, \quad (17)$$

$$\lim_{r \rightarrow \infty} r \left( \hat{\mathbf{r}} \times \mathbf{H} + a \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \mathbf{E} \right) = 0. \quad (18)$$

Здесь подразумевается, что направление движения энергии волны совпадает с положительным радиальным направлением ( $\hat{\mathbf{r}} = \hat{\mathbf{s}}$ ).

Условия (5), (17)–(18) подразумевают, что источники поля и рассеивающие объекты (если они присутствуют) локализованы в ограниченной области пространства, которое заполнено однородной средой. За пределами этой области среда является однородной и безграничной, в ней распространяются объёмные сферические волны. Условие Зоммерфельда остаётся справедливым, впрочем, и в случае неоднородной среды [19]. Пусть функция  $k^2(r, \theta, \varphi)$  равномерно относительно угловых сферических координат  $\theta, \varphi$  стремится к постоянному значению при  $r \rightarrow \infty$ . Тогда имеют место условие (2) и обобщённое условие (5).

Если в поставленной задаче имеются регулярные границы, уходящие в бесконечность (волноводы, слоистые структуры, объекты простой формы типа полуплоскости, клина или конуса), то с ними могут быть связаны направляемые границами волны, которые не подчиняются условиям Зоммерфельда и Сильвера–Мюллера. Поэтому указанные условия излучения в таких случаях должны быть дополнены требованием переноса энергии возбуждёнными поверхностными и волноводными модами из области локализации источников на периферию.

Работа поддержана Программой повышения конкурентоспособности НИ ТГУ среди ведущих мировых научно-образовательных центров и частично выполнена в рамках Госзадания Минобрнауки России (проект № 0336-2016-0006).

#### Литература

1. Sommerfeld A. Die Greensche Funktion der Schwingungsgleichung // Jahresbericht der Deutschen Mathematiker-Vereinigung. – 1912. – Vol. 21. – P. 309–353.
2. Lamb H. On group velocity // Proceedings of the London Mathematical Society. Ser. 2. – 1904. – Vol. 1, No. 849. – P. 473–479.
3. Tolstoy I. Low and high mode dispersion in elastic plates / I. Tolstoy, E. Usdin // Journal of the Acoustic Society of America. – 1956. – Vol. 28, No. 4. – P. 794–795.
4. Ворович И.И. Резонансные свойства упругой неоднородной полосы // Доклады АН СССР. – 1979. – Т. 245, № 5. – С. 1076–1079.

5. Leugering G. Umov–Poynting–Mandelstam radiation conditions in periodic composite piezoelectric waveguides / G. Leugering, S.A. Nazarov, J. Taskinen // Asymptotic Analysis. – 2019. – Vol. 111, No. 2. – P. 69–111.

6. Веселаго В.Г. Электродинамика веществ с одновременно отрицательными значениями  $\epsilon$  и  $\mu$  // Успехи физических наук. – 1967. – Т. 92, вып. 3. – С. 518–526.

7. Chew W.C. Sommerfeld integrals for lefthanded materials // Microwave and Optical Technology Letters. – 2004. – Vol. 42, No. 5. – P. 369–373.

8. Зоммерфельд А. Дифференциальные уравнения в частных производных физики. – М.: ИЛ, 1950. – 457 с.

9. Müller C. Foundations of the Mathematical Theory of Electromagnetic Waves. – Berlin: Springer-Verlag, 1969. – 356 p.

10. Фелсен Л. Излучение и рассеяние волн. – Т. 1 / Л. Фелсен, Н. Маркувиц. – М.: Мир, 1978. – 551 с.

11. Фисанов В.В. О преломлении в изотропную среду с отрицательными проницаемостями // Изв. вузов. Физика. – 2014. – Т. 57, № 5. – С. 111–116.

12. Rellich F. Über das asymptotische Verhalten der Lösungen von  $\Delta u + \lambda u = 0$  in unendlichen Gebieten // Jahresbericht der Deutschen Mathematiker-Vereinigung. – 1943. – Vol. 53. – P. 57–65.

13. Купрадзе В.Д., Бурчуладзе Т.В. Динамические задачи теории упругости и термоупругости // Итоги науки и техники. Сер.: Современные проблемы математики. – 1975. – Т. 7. – С. 163–294.

14. Фисанов В.В. Инварианты изотропной киральной среды // Радиотехника и электроника. – 2007. – Т. 52, № 9. – С. 1089–1091.

15. Müller C. Die Grundzüge einer mathematischen Theorie elektromagnetischer Schwingungen // Archiv der Mathematik. – 1948. – Vol. 1, No. 4. – P. 296–302.

16. Silver S. (Ed.) Microwave Antenna Theory and Design. – New York: McGraw-Hill Book Co., 1949. – 623 p.

17. Антенны сантиметровых волн. – Т. 1 / пер. с англ.; под ред. Я.Н. Фельда. – М.: Сов. радио, 1950. – 320 с.

18. Schot S.H. Eighty years of Sommerfeld's radiation condition // Historia Mathematica. – 1992. – Vol. 19, No. 4. – P. 385–401.

19. Свешников А.Г. Математические задачи теории дифракции / А.Г. Свешников, И.Е. Могилевский. – М.: Физический факультет МГУ, 2012. – 200 с.

#### Фисанов Василий Васильевич

Д-р физ.-мат. наук, профессор, вед. науч. сотр. СФТИ при НИ ТГУ, профессор каф. радиофизики Национального исследовательского Томского государственного ун-та (НИ ТГУ)  
Эл. почта: fisanov@mail.tsu.ru

Е.В. Матвиевский, А.С. Запасной, А.С. Мироньев, В.П. Беличенко

## Исследования возможностей макета ближнепольного интерференционного микроскопа на основе явления нарушенного полного внутреннего отражения

Обсуждается схемное решение ближнепольного интерференционного СВЧ-микроскопа, основанного на явлении полного внутреннего отражения. Данное схемное решение реализовано в виде максимально упрощенного по структуре действующего макета. Приводятся результаты тестовых испытаний по выявлению возможностей микроскопа при исследовании металлизированных полосок с разрывами.

**Ключевые слова:** ближнепольная диагностика, зонд, эванесцентные поля, микроволновый микроскоп, нарушенное полное внутреннее отражение.

Эффект нарушенного полного внутреннего отражения (НПВО) возникает на основе физических явлений, которые наблюдаются при отражении электромагнитного излучения на границе раздела двух сред с разными диэлектрическими параметрами. При НПВО возникает проникновение эванесцентного поля из оптически плотной среды с показателем преломления в слой конечной толщины граничащей с ней менее плотной среды с показателем преломления  $n_1$  в условиях полного внутреннего отражения (ПВО) на границе сред  $n_1 < n_2$  (рис. 1).

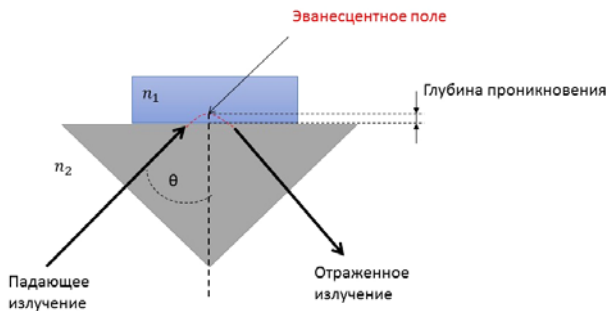


Рис. 1. Эффект нарушенного полного внутреннего отражения

Глубина проникновения светового луча в среду является функцией длины волны, показателей преломления кристалла, исследуемого вещества и угла падения. В зависимости от того, поглощает или не поглощает излучение соседняя среда, изменяется интенсивность отражённого света. В результате получается спектр отражения, подобный спектру пропускания. В этом спектре волновые числа, при которых происходит специфичное для данного вещества поглощение, будут такими же, как при измерении в проходящем свете. В 1908 г. А.А. Эйхенвальд аналитически продемонстрировал [1], что при выполнении данного условия падающая волна не обрывается на границе сред, а частично проникает в среду с показателем преломления  $n_2$ ; амплитуда данного излучения ослабевает экспоненциально внутри среды на некоторой глубине, равной нескольким длинам волн. Это затухание, никак не связанное с поглощением волны, имеет волновую природу, а также не может быть описано как «отражение лучей» в гео-

метрической оптике. Этот вывод вскоре был подтверждён опытом Л.И. Мандельштама и П. Селене (рис. 2) [2].

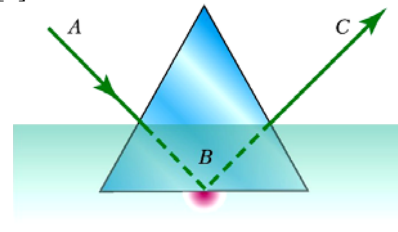


Рис. 2. Эксперимент Л.И. Мандельштама и П. Селене

Свет падает через боковую стенку призмы в направлении АВ на её нижнюю грань, погружённую во флуоресцирующую жидкость, под углом, большим, чем угол полного внутреннего отражения. Отражённый свет распространяется в направлении ВС. В тонком слое жидкости, прилегающем к нижней грани призмы, видно свечение флуоресценции, ослабевающее в глубине жидкости.

Примером практического приложения явления НПВО в СВЧ-диапазоне явилась работа [3]. В данной работе предложено схемное решение ближнепольного СВЧ-микроскопа (рис. 3). Это сканирующий ближнепольный микроволновый микроскоп для отображения распределения интенсивности эванесцентных мод, генерируемых на длине волны  $\lambda = 2,85$ . Элементы схемы: Пер – передатчик;  $\theta_{кр} = \arcsin(1/n)$  – угол падения; ОЛ – оптическая линза; СЗ – сигнальный зонд; Пр – приемник; Осциллограф – цифровой осциллограф; КП\_ШД – контрольная панель шаговых двигателей; ПК – персональный компьютер; ШД\_1, ШД\_2 – шаговые двигатели 1, 2; Z-S – винт для перемещения в направлении оси z; X-Y – платформа. Установка содержала сканирующий ближнепольный микроскоп и устройство для возбуждения эванесцентной моды на поверхности большой грани прямоугольной призмы из воска ( $n \sim 1,3$ ). Возбуждение моды производилось с помощью пучка когерентного СВЧ-излучения, испытывающего полное внутреннее отражение от упомянутой грани призмы (рис. 3). Источник излучения был выполнен на основе диода Ганна и обеспечивал на выходе 15 мВт когерентного линейно

поляризованного излучения на длине волны  $\lambda=2,85$  см. При этом диод Ганна размещался в полости резонатора, настроенного на резонансную частоту 10,525 ГГц. Для создания направленного излучения к резонатору подключался СВЧ-рупор. Приемная система включала в свой состав СВЧ-рупор, идентичный по структуре передающему рупору, а также диод Шоттки, размещенный в резонансной полости, настроенной на частоту 10,525 ГГц. Сканирование в микроскопе осуществлялось с использованием сканера автономного типа, чем обеспечивалось перемещение зонда вдоль всего неподвижного исследуемого образца или только вдоль фрагментов образцов больших размеров. Важно подчеркнуть, что при этом конфигурация всей системы возбуждения эванесцентной моды сохранялась неизменной.

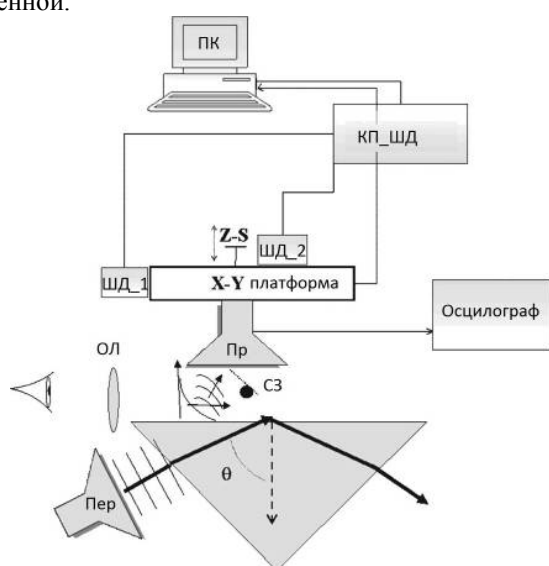


Рис. 3. Схема сканирующего ближнепольного микроволнового микроскопа для отображения распределения интенсивности эванесцентных мод

В конструкции сканера были использованы два шаговых двигателя, обеспечивающих перемещение зонда в плоскости XY. Положение зонда контролировалось с использованием карты управления шаговыми двигателями и компьютера. Роль зонда играла металлическая сфера радиусом 3 мм. Сфера действует как рассеиватель эванесцентного поля. В результате интерференции эванесцентной моды над гранью призмы и рассеянного сферой эванесцентного поля происходит формирование действительного интерференционного потока энергии, следы которого можно обнаружить и в дальнем поле с помощью приемной системы. Детали, связанные с условиями формирования подобных потоков энергии, достаточно подробно обсуждены, например, в [3, 4]. Требуемое расстояние между поверхностью грани призмы и зондом устанавливали с использованием микрометра. Визуальный контроль величины этого расстояния осуществляли с помощью линзы. Регистрация сигнала производилась в режиме сохранения расстояния постоянным. Поскольку при растровом сканировании зонд перемещается по образцу,

самый его конец слегка касается поверхности, создающей силы трения между зондом и образцом. Чтобы уменьшить силы трения, зонд был помещен на конце листовой пружины, или кантилевера, который изготавливался из акрилового материала. Как следствие, когда зонд находится в контакте с поверхностью, кантилевер страдает от вертикального отклонения, что позволяет устройству сканировать локальные высоты образца до размера порядка  $\lambda/2$ . Наконец, сигнал отправляется на цифровой осциллограф. Сигнал собирается и обрабатывается цифровой обработкой некоммерческим компьютерным программным обеспечением, код которого обеспечивает возможность позиционирования зонда  $x$  и  $y$  и контроль скорости сканирования. Скорость сканирования в основном ограничена количеством собранных данных в каждой отдельной отображаемой точке. Типичные собранные значения – 5000, которые обеспечивают достаточно высокое отношение сигнал/шум в обнаруженном сигнале. Разрешение шаговых двигателей фиксировано на 0,125 см для каждого шага или эквивалентного элемента изображения (пикселя).

Также длительное время проявляется неослабевающий интерес к фундаментальным исследованиям особенностей туннелирования электромагнитных волн. В первую очередь это стимулировалось желанием найти правдоподобное объяснение так называемому «парадоксу Хартмана» при туннелировании частицей потенциального барьера [4]. Дело в том, что непосредственное решение на основе экспериментальных исследований ключевой задачи о временах туннельных переходов электронов через квантовые барьеры чрезвычайно сложно. Поэтому ряд исследователей, имея в виду формальное сходство стационарного уравнения Шрёдингера и уравнения Гельмгольца, попытались найти ответ на основе исследования классических эффектов туннелирования электромагнитных волн через макроскопические фотонные барьеры [4–6].

Эксперименты по туннелированию электромагнитных волн проводились в условиях НПВО. Само НПВО реализовывалось [6] с помощью двух равнобедренных прозрачных для излучения прямоугольных призм с показателем преломления  $n$ , обращенных своими большими гранями друг к другу (рис. 4). При этом воздушный промежуток  $d$  представлял собой однородный фотонный барьер для пучка излучения 1, падающего на малую грань призмы 1 ортогонально, а на большую – под углом  $\theta$ , превышающим угол  $\theta_{кр} = \arcsin(1/n)$  полного внутреннего отражения. В указанных условиях происходит частичное отражение излучения в виде пучка 2, частичное туннелирование со сдвигом Гуса–Хансена через барьер в виде эванесцентной волны и последующее распространение пучка излучения 3 в призме II.

Следует отметить, что результаты проведенных исследований встретили как поддержку, так и достаточно суровую критику. Оживленные дискуссии продолжаются и по сей день. В то же время опреде-



ленная ценность этих исследований связана, во-первых, с достаточно тщательной обработкой экспериментальной базы, а во-вторых, с возможностью использования имеющих место физических процессов для решения совершенно иного круга проблем.

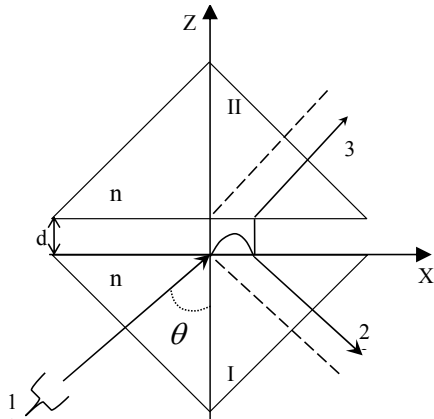


Рис. 4. Туннелирование электромагнитных волн через потенциальный барьер

#### Модификация технологии СВЧ-спектроскопии с использованием явления НПВО

В частности, в данной работе речь идет о модификации традиционной технологии СВЧ-спектроскопии с использованием явления НПВО. В рамках традиционной технологии используется одна прямоугольная призма, выполненная из материала с большим показателем преломления. На большой грани призмы размещается исследуемый объект с обеспечением полного контакта с ее поверхностью. В условиях НПВО падающее излучение будет частично проникать в объект в виде эванесцентной волны. При этом коэффициент отражения этого излучения становится зависящим от материальных параметров исследуемого объекта. Извлечение материальных параметров из спектров НПВО производится после измерения и специальной обработки спектров отраженного излучения приемной системой.

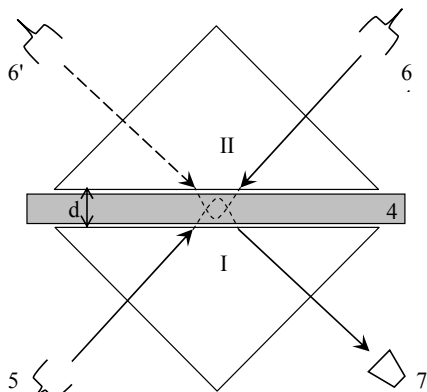


Рис. 5. Схема ближнепольного интерференционного СВЧ-зондирования с использованием НПВО

Модифицированная технология реализуется с использованием двух одинаковых призм (рис. 5). Исследуемый объект 4 помещается в промежутке между большими гранями этих призм. Источником

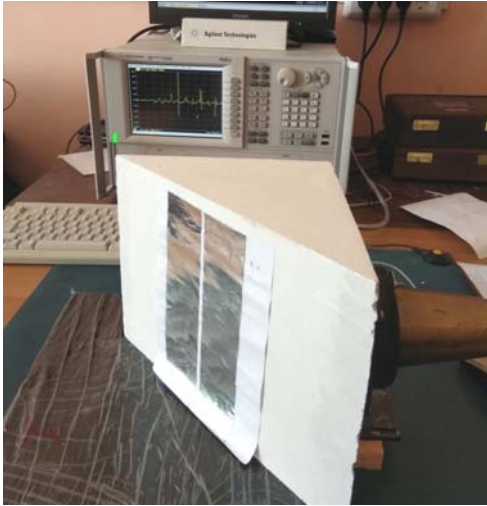
СВЧ-излучения служит антенна 5 высокой направленности. Наряду с антенной 5 используется еще одна такая же СВЧ-антенна 6 (размещение этой антенны в разных позициях (см. рис. 5) позволяет реализовать отличающиеся по своим характеристикам схемные решения). Обе антенны питаются от одного и того же генератора СВЧ. Тем самым обеспечивается когерентность излучаемых антеннами полей. Помимо этого, с помощью фазовращателя, включенного в цепь питания антенны 6, производится управление разностью фаз колебаний поступающих на входы антенн 5 и 6. Когда пучки электромагнитных волн излучаются антеннами под углами, превышающими критические значения, имеет место НПВО. В промежутке между большими гранями призмы I и II происходит наложение эванесцентных волн, приводящее к формированию действительного интерференционного потока энергии [8]. Существенно подчеркнуть, что поток энергии отдельной эванесцентной волны при этом является чисто мнимым. Гибкое управление режимом воздействия СВЧ-излучения на исследуемый объект 4 позволяет получить большой объем информации из результатов измерения приемной системой 7 отраженного излучения и их обработки.

#### Результаты эксперимента и их интерпретация

При разработке макета, реализующего предлагаемую технологию, были использованы сведения о конструктивном исполнении и методологии проведения экспериментов, содержащиеся в [6]. Экспериментальное исследование было направлено на выявление дефектов (разрывов) в тонких металлических пленках. Измерения проводились в частотном диапазоне от 1 до 7 ГГц, разрывы пленок составляли 1, 2, 4 и 6 мм, а сами пленки размещались либо на грани уединенной призмы, либо в промежутке между гранями двух призм. С целью существенного упрощения конструкции макета в цепь питания антенн был введен делитель мощности и производились измерения параметра  $S_{11}$  (коэффициента отражения) от делителя мощности с последующей нумеровкой результатов измерений на результаты измерений для пленок без дефектов. На рис. 6 представлены две схемы эксперимента: а – с использованием одного зонда и одной призмы; б – с двумя призмами и двумя зондами.

Объекты исследования: металлизированные полоски с зазорами между ними, помещаемые либо на грани уединенной призмы (см. рис. 6, а), либо в промежутке между гранями двух призм (см. рис. 6, б). При этом использовались, соответственно, один и два зонда. Результаты измерений в широком частотном диапазоне представлены на рис. 7.

Отчетливо видно, что при использовании системы зондирования, изображенной на рис. 6, а, можно выделить лишь одну частотную область в которой наблюдается изменение сигнала в зависимости от ширины зазора между полосками (рис. 8). Тогда как вторая система (см. рис. 6, б) обеспечивает уверенное выделение трех таких областей (рис. 9–11).

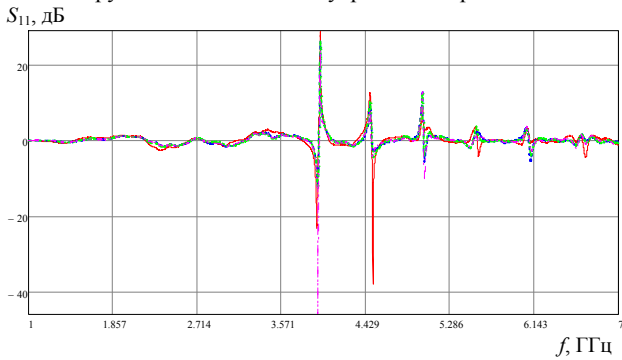


*a*

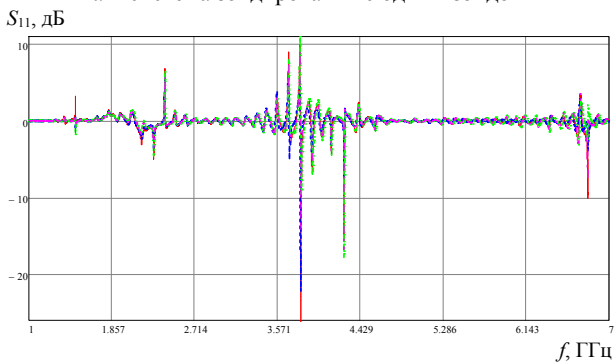


*б*

Рис. 6. Экспериментальные исследования по ближнепольному СВЧ-зондированию в условиях нарушенного полного внутреннего отражения



*a* – система зондирования с одним зондом



*б* – система зондирования с двумя зондами  
Рис. 7. Иллюстрация зависимости параметра  $S_{11}$  от примененной системы зондирования

$S_{11}$ , дБ

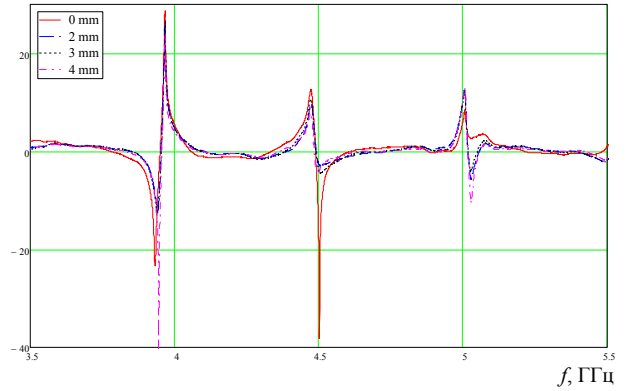


Рис. 8. Зависимость параметра  $S_{11}$  в частотном диапазоне от 3,5 до 5,5 ГГц

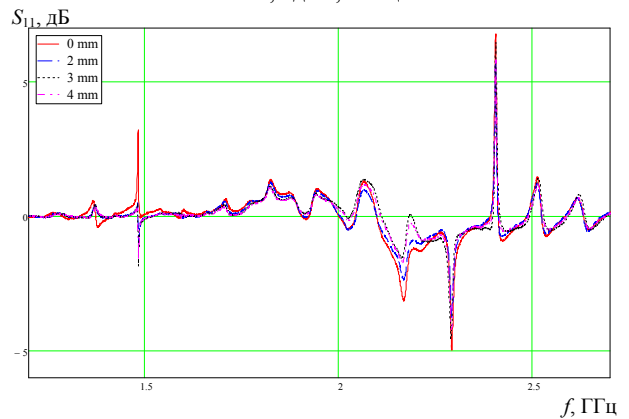


Рис. 9. Зависимость параметра  $S_{11}$  в частотном диапазоне от 1,2 до 2,7 ГГц

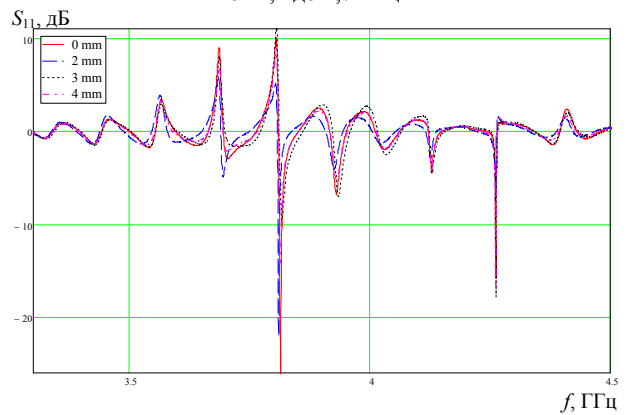


Рис. 10. Зависимость параметра  $S_{11}$  в частотном диапазоне от 3,3 до 4,5 ГГц

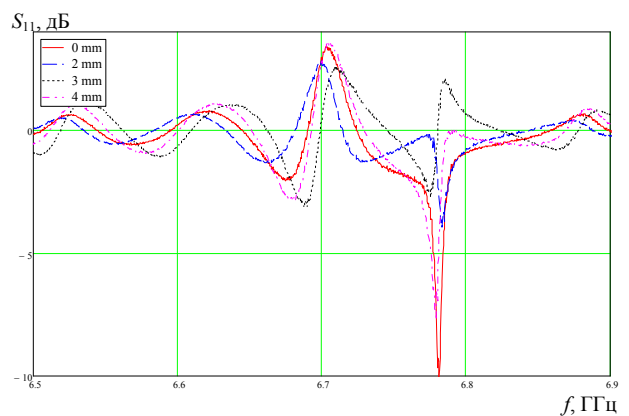


Рис. 11. Зависимость параметра  $S_{11}$  в частотном диапазоне от 6,5 до 6,9 ГГц

**Выводы**

Предложено схемное решение ближнепольного интерференционного СВЧ-микроскопа, основанного на явлении полного внутреннего отражения. Приведены результаты тестовых измерений плоского объекта при его размещении в промежутке между обращенными друг к другу большими гранями прямоугольных диэлектрических призм. По результатам проведенных экспериментов можно сделать выводы о преимуществах использования данного микроскопа, прежде всего, можно отметить весьма значительное отличие чувствительности интерференционного СВЧ-микроскопа от чувствительности прибора, использующего традиционное конструктивное исполнение.

#### Литература

1. Эйхенвальд А.А. Электричество. Руководство для высших учебных заведений. Пятое издание. – 1928. – Т. 5. – 754 с.
2. Шварцбург А. Свет в конце тунеля // Наука и жизнь. – 2008. – Т. 3, № 8. – С. 35–39.
3. Martínez C., Coello V., Cortés R., Villagómez R. // J. Korean Phys. Society. – 2005. – Vol. 47. – P. 152–156.
4. Колоколов А.А., Скоцкий Г.В. // Успехи физических наук. – 1992. – Т. 162, № 12. – С. 152–156.
5. Шварцбург А.Б. Туннелирование электромагнитных волн – парадоксы и перспективы // Успехи физических наук. – 2007. – Т. 177, № 1. – С. 43–58.

6. Haibel A., Nimtz G., Stahlhofen A.A. Frustrated total reflection: The double-prism revisited // Physical Review E. – 2001. – Vol. 63. – P. 047601-1–047601-3.

7. Mugnai D., Ranfagni A. Microwave Experiments on Tunneling Time // Lect. Notes Phys. – 2008. – Vol. 734. – P. 355–397.

8. Афанасьев С.А., Семенов Д.И. Поток энергии при интерференции электромагнитных волн // Успехи физических наук. – 2008. – Т. 178, № 4. – С. 377–384.

#### Матвиевский Ефим Владимирович

Магистрант каф. радиофизики (РФ)  
Национального исследовательского  
Томского государственного университета (НИ ТГУ)

#### Запасной Андрей Сергеевич

Канд. физ.-мат. наук, доцент каф. РФ НИ ТГУ  
Эл. почта: zas\_rff@live.com

#### Мироньев Александр Сергеевич

Инженер каф. РФ НИ ТГУ  
Эл. почта: mironchev42@mail.ru

#### Беличенко Виктор Петрович

Д-р физ.-мат. наук, профессор РФ НИ ТГУ  
Эл. почта: bvp@mail.tsu.ru

УДК 621.375.026

Р.К. Собянин, Г.Г. Гошин

## Моделирование в среде ADS усилителей мощности СВЧ-диапазона класса F по технологии GaN-HEMT

Приведены результаты моделирования высокоэффективных усилителей мощности (УМ) СВЧ-диапазона класса F. Моделирование осуществлялось при помощи системы автоматизированного проектирования (САПР) Advanced Design System (ADS) от Keysight. В качестве активных элементов были использованы нелинейные модели мощных GaN-HEMT-транзисторов. Результаты моделирования УМ представлены на частотах 4–6 ГГц (С-диапазон) и 17,5–18,5 ГГц (Ku-диапазон). УМ С-диапазона имеет более 35 дБм уровень выходной мощности, более 10 дБ коэффициент усиления и более 50% КПД по добавленной мощности. УМ Ku-диапазона имеет более 45 дБм выходную мощность, более 3 дБ коэффициент усиления и более 30% КПД.

**Ключевые слова:** высокоэффективный усилитель мощности, GaN-HEMT, Keysight ADS.

В приемопередающих устройствах современных радиоэлектронных систем, таких как системы телекоммуникации, навигации, радиолокации, спутниковой связи и т.д., усилители мощности (УМ) являются одними из самых важных. Основными параметрами для УМ можно назвать выходную и потребляемую мощности, линейность, массу и габариты, надежность и стоимость.

В связи с быстрым развитием радиоэлектронных систем ужесточаются требования к выходным параметрам усилителей мощности.

На сегодняшний день одними из самых перспективных технологий производства СВЧ-усилите-

лей мощности являются HEMT (High Electron Mobility Transistor) на основе полупроводниковых соединений GaN, превосходящие технологию GaAs по значениям выходной мощности, стоимости и надежности.

Усилители мощности делятся на множество классов, которые отличаются друг от друга по различным выходным параметрам, режимам работы и т.д. Одними из мощных и высокоэффективных УМ являются усилители класса F. Для его реализации необходимо выполнение по крайней мере двух критериев:

– Снижение потерь мощности путем управления формой тока и напряжения;

– Подавление высших гармоник на выходе УМ.

Помимо настройки УМ, на основную частоту  $f_0$  следует сформировать на четных гармониках режим короткого замыкания, а на нечетных – режим холостого хода. На практике, как правило, ограничиваются второй и третьей гармониками –  $2f_0, 3f_0$  [1, 2].

Для разработки УМ использовалась САПР Advanced Design System фирмы Keysight, в которой присутствуют все необходимые инструменты для проектирования.

В данной работе рассматривается моделирование двух однокаскадных высокоэффективных УМ класса F диапазона частот 4–6 ГГц (С-диапазон) и 17,5–18,5 ГГц (Ku-диапазон) на основе GaN-HEMT-транзисторов.

### Проектирование усилителей мощности

Для проектирования УМ использовались нелинейные модели GaN-HEMT-транзисторов, а именно:

- CGHV1F006S фирмы Cree для УМ С-диапазона;
- CGHV1J070D фирмы Cree для УМ Ku-диапазона.

В таблице представлены технические требования к выходным параметрам усилителей, где  $P_{out}$  – выходная мощность;  $G_T$  – коэффициент усиления; PAE – коэффициент полезного действия по добавленной мощности;  $S_{11}$  и  $S_{22}$  – параметры согласования по входу и выходу.

Требования к параметрам УМ

$\Delta f$ , ГГц	$P_{out}$ , дБм	$G_T$ , дБ	PAE, %	$S_{11}$ , дБ	$S_{22}$ , дБ
4–6	35	10	50	–10	–10
17,5–18,5	45	5	30	–10	–10

Усилители также должны быть устойчивыми во всем частотном диапазоне.

Первым этапом проектирования является стабилизация активных элементов. Для каждого транзистора были рассчитаны RC-цепь на его входе и резистор во входной цепи питания. Полученные результаты, а именно требуемый коэффициент устойчивости  $K$  при максимальном значении коэффициента усиления  $G_{max}$ , приведены на рис. 1.

Из рис. 1 видно, что у усилителя мощности С-диапазона коэффициент  $G_{max}$  равен 20,3 дБ на частоте 5 ГГц, а у усилителя мощности Ku-диапазона – 11,1 дБ на частоте 18 ГГц. Коэффициент устойчивости  $K$  во всем диапазоне частот каждого усилителя больше 1,1.

Второй этап заключается в разработке выходной согласующей цепи (СЦ) для реализации условий класса F и обеспечения максимальных значений выходной мощности и КПД. Для этого была применена технология load-pull моделирования в среде Keysight ADS, которая позволяет получить для УМ оптимальные импедансы нагрузки и генератора для УМ на основных частотах  $f_0$  и гармониках  $2f_0, 3f_0$ .

Формы тока и напряжения на внутреннем источнике тока транзисторов для УМ класса F, полученные при моделировании, представлены на рис. 2.

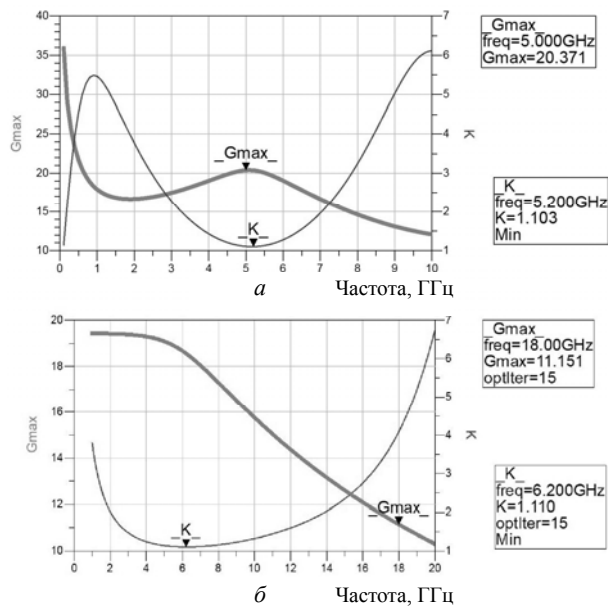


Рис. 1. Значения коэффициента устойчивости  $K$  и максимального коэффициента усиления  $G_{max}$  в зависимости от частоты: а – усилитель мощности С-диапазона; б – Ku-диапазона

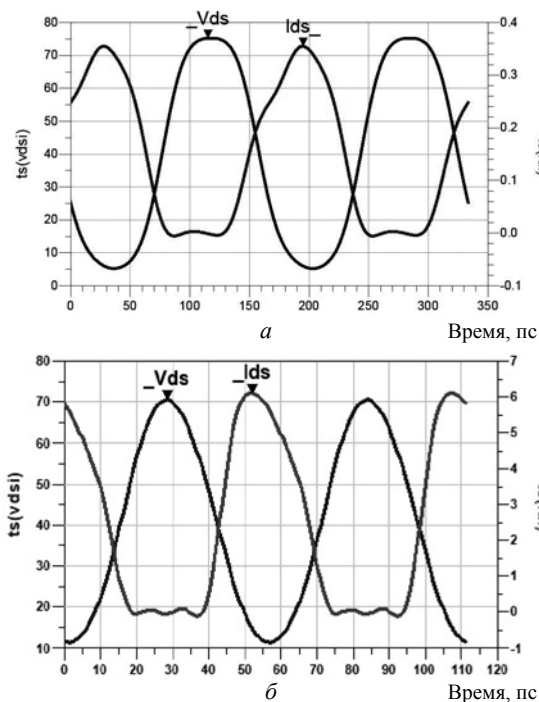


Рис. 2. Форма выходных сигналов тока и напряжения на GaN-транзисторе: а – усилитель мощности С-диапазона; б – Ku-диапазона

После получения необходимых импедансов и обеспечения требуемых форм сигналов тока и напряжения были построены входные и выходные согласующие цепи. Окончательная схема для двух УМ одинакова по структуре и вместе с разделительными и блокировочными конденсаторами приведена на рис. 3. Согласующие цепи состоят из отрезков линий передачи. В схеме УМ использовались идеальные элементы без потерь. На рис. 4 приведены результаты моделирования в зависимости от частоты

ты выходной мощности  $P_{out}$ , коэффициента усиления  $G_T$ , КПД по добавленной мощности PAE, а также коэффициенты отражения по входу и выходу  $|S_{11}|$  и  $|S_{22}|$ . Рабочая точка УМ С-диапазона частот составляла 40 В и 60 мА, а на УМ Ку-диапазона – 40 В и 480 мА.

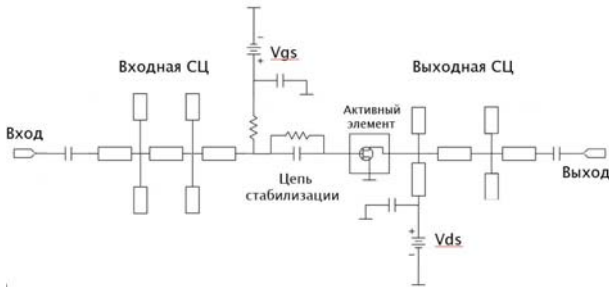


Рис. 3. Принципиальная схема однокаскадного УМ

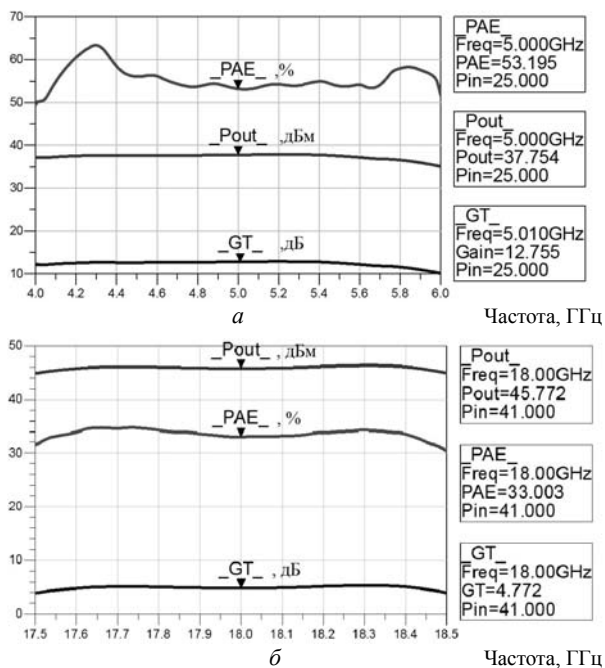


Рис. 4. Результаты моделирования однокаскадного усилителя мощности в зависимости от частоты: а – УМ С-диапазона; б – Ку-диапазона

Таким образом, при моделировании УМ С-диапазона частот достигнута выходная мощность  $P_{out} = 35...37,6$  дБм при  $PAE = 50...60\%$  и коэффициенте усиления  $G_T = 12,6 \pm 0,5$  дБ. При моделировании УМ Ку-диапазона частот – выходная мощность  $P_{out} = 45...46$  дБм при  $PAE = 30...35\%$  и коэффициенте усиления  $G_T = 3...4$  дБ.

На рис. 5 изображены выходные параметры усилителей в зависимости от входной мощности.

**Заключение**

При помощи САПР Keysight ADS были спроектированы два однокаскадных УМ класса F С- и Ку-диапазонов частот. Из рис. 4 и 5 видно, что выходные параметры УМ не полностью удовлетворяют техническим требованиям.

Усилитель мощности С-диапазона при входной мощности 25 дБм показал следующие параметры:  $P_{out} > 35$  дБм (3,16 Вт),  $PAE > 50\%$ ,  $G_T > 12,5$  дБ.

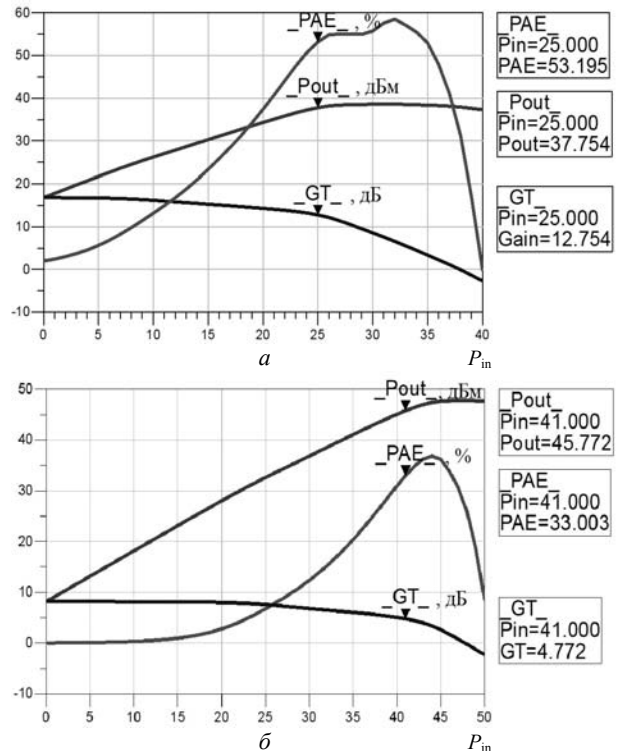


Рис. 5. Результаты моделирования однокаскадного усилителя мощности в зависимости от входной мощности: а – УМ С-диапазона; б – Ку-диапазона

На рис. 6 приведены результаты моделирования УМ в малосигнальном режиме, а именно их S-параметры.

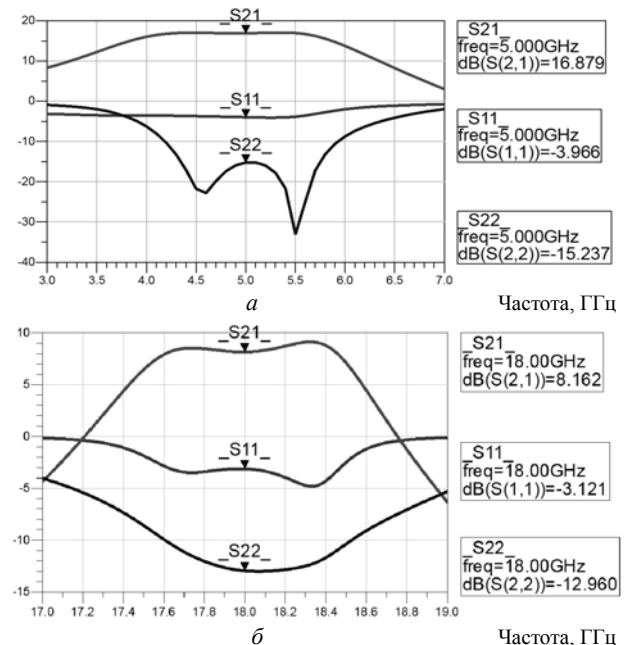


Рис. 6. Значения S-параметров усилителей мощности: а – параметры усилителя мощности С-диапазона; б – Ку-диапазона

Усилитель мощности Ку-диапазона обладает следующими характеристиками при входной мощности 41 дБм:  $P_{out} > 45$  дБм (31,6 Вт),  $PAE > 30\%$ ,  $G_T > 3$  дБ.

В дальнейшем планируется улучшение выходных параметров УМ с использованием библиотек SMD-компонентов и микрополосковых линий передач.

*Литература*

- 1 Собянин Р.К., Коколов А.А. Разработка высокоэффективного СВЧ-усилителя мощности класса F-диапазона 5,5–5,8 ГГц // Матер. докл. XIII Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления». – 2017. – Т. 1, ч. 1. – С. 75–78.
2. Крыжановский В.Г. Транзисторные усилители с высоким КПД. – Донецк: Апекс, 2004. – 448 с.

**Собянин Роман Константинович**  
Аспирант каф. СВЧКР ТУСУРа  
Эл. почта: savardunleashed@gmail.com

**Гошин Геннадий Георгиевич**  
Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. СВЧКР ТУСУРа  
Эл. почта: goshingg@svch.tusur.ru

УДК 621.372

**К.К. Жаров, А.Н. Сычев**

## Моделирование транснаправленного ответвителя на связанных линиях с многослойным диэлектрическим заполнением

Представлена квазистатическая модель транснаправленного ответвителя на неодинаковых связанных линиях с лицевой связью и неоднородным диэлектрическим заполнением. Разработанная модель реализована в виде компьютерной программы, использующей пакет SC-Toolbox, выполняющий преобразование Кристоффеля–Шварца в среде MATLAB. Выявлено, что модель обладает большой вычислительной эффективностью.

**Ключевые слова:** связанные линии, лицевая связь, направленный ответвитель, транснаправленный ответвитель, трансформация импеданса, преобразование Кристоффеля–Шварца.

Полосковые связанные линии (СЛ) являются неотъемлемой частью многих интегральных СВЧ-устройств и служат основой для создания направленных ответвителей, мостов, фильтров и т.п. Традиционно используются симметричные СЛ, но в последнее время вызывает значительный интерес применение и несимметричных СЛ из-за совмещения в одном устройстве свойств направленного ответвителя и трансформатора импеданса [1–5]. Более того, использование транснаправленных ответвителей (ТрНО) представляется перспективным благодаря гальванической развязке между линиями в структуре, что упрощает проектирование конечных устройств. Однако несимметричные связанные линии вызывают гораздо больше сложностей при моделировании их поведения. В данной работе предпринимается попытка создания ТрНО на неодинаковых связанных линиях с лицевой связью.

### Описание исследуемой структуры

В работе анализируется сложная структура, являющая собой две связанные линии с лицевой связью и неоднородным диэлектрическим заполнением, причем первый диэлектрический слой  $\epsilon_1$  с толщиной  $h_1$  ограничен по ширине второй линией  $w_2$ . Второй слой  $\epsilon_2$  полагается неограниченным по ширине.

Как видно из рис. 1, исследуемые линии являются несимметричными в электрическом плане, т.к. в них нет межлинейной «горизонтальной» симметрии. Однако в них присутствует «вертикальная» геометрическая симметрия, позволяющая перейти к анализу только половины структуры (здесь правой).

В итоговом расчете потребуется удвоить значения полученных погонных емкостей.

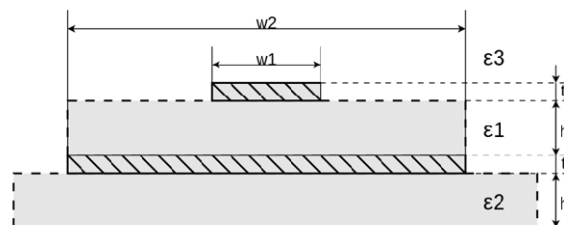


Рис. 1. Геометрия исследуемой структуры

### Метод численных конформных отображений

В работе используется метод численных конформных отображений (ЧКО), основанный на использовании интегрального преобразования Кристоффеля–Шварца (ИКШ) [2–6]. В прямой форме ИКШ позволяет конформно отобразить каноническую область на физическую область. В качестве канонической области может использоваться единичная окружность или верхняя комплексная полуплоскость. В физической области мы имеем дело с внутренностью односвязного многоугольника, у которого одна или несколько вершин могут лежать в бесконечности. В обратной форме ИКШ конформно отображает физическую область на каноническую.

Композитное (составное) преобразование, используемое для анализа в данной работе, выполняется в два этапа. В композитном прямом преобразовании сначала используется обратное ИКШ для перехода от анализируемой структуры (по факту,

10-угольника с одной вершиной в бесконечности) к промежуточной канонической области. Затем, применяя прямое ИКШ, мы отображаем промежуточную каноническую область на целевую физическую область: прямоугольник. Путем установления соответствия между электродами структуры и углами прямоугольника мы получаем плоский конденсатор для двух режимов возбуждения структуры: противофазного и синфазного. Такой выбор целевой физической области значительно упрощает задачу расчета карты поля.

Композитное обратное преобразование осуществляется аналогично: сначала используем обратное ИКШ для перехода от целевого прямоугольника к промежуточной канонической области, а затем прямое ИКШ позволяет получить отображение канонической области на исследуемую структуру.

#### Расчет матрицы погонных индуктивностей

Для получения матрицы погонных индуктивностей структура анализируется для воздушного диэлектрического заполнения. При помощи композитного прямого преобразования строим целевые прямоугольники для синфазного и противофазного возбуждений (рис. 2). Рассчитываем емкости соответствующих плоских конденсаторов:  $C(1)_c$ ,  $C(1)_\pi$ ; определяем карты полей (силовые и эквипотенциальные линии). При помощи композитного обратного преобразования получаем карты полей для анализируемой структуры (см. рис. 2).

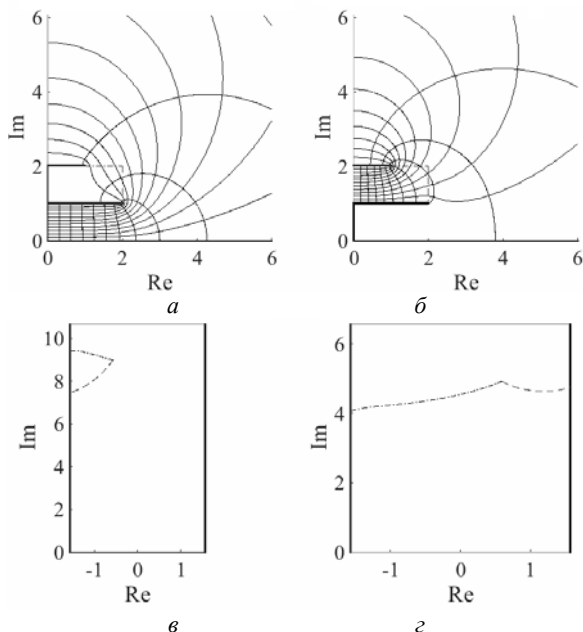


Рис. 2. Правая полуструктура в различных режимах возбуждения: *a* – карта поля для синфазного возбуждения; *b* – карта поля для противофазного возбуждения; *v* – целевой прямоугольник для синфазного возбуждения; *z* – целевой прямоугольник для противофазного возбуждения

В условиях, когда первая линия не полностью экранируется другой, матрица погонных емкостей для воздушного диэлектрического заполнения может быть найдена следующим образом:

$$C(1) = \begin{bmatrix} C(1)_\pi & -[C(1)_\pi - C(1)_{01}] \\ -[C(1)_\pi - C(1)_{01}] & C(1)_c + C(1)_\pi - 2C(1)_{01} \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Для поиска собственной частичной емкости первой линии  $C(1)_{01}$  в целевом прямоугольнике ищется силовая линия, соответствующая точке из межэлектродного пространства исходной структуры. Емкость частичного конденсатора, отсекаемого этой линией, и будет являться  $C(1)_{01}$ . Композитное обратное преобразование позволяет получить изображение этой линии на исходной структуре (рис. 3).

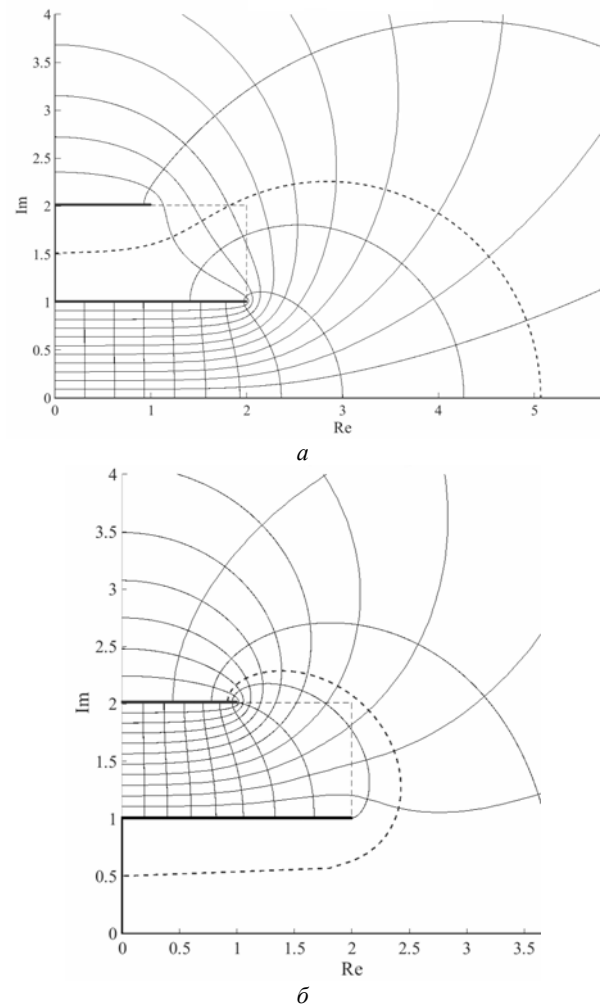


Рис. 3. Собственная частичная емкость первой линии: *a* – для синфазного возбуждения; *b* – для противофазного возбуждения

Матрицу погонных индуктивностей найдем по известной зависимости

$$L = \frac{1}{c^2} C(1)^{-1}, \quad (2)$$

где  $c$  – скорость света в свободном пространстве.

#### Расчет матрицы погонных емкостей с учетом неоднородного диэлектрического заполнения

Для учета неоднородного диэлектрического заполнения целевой прямоугольник разбивается на подобласти двух типов: с однородным и с неоднородным

родным диэлектрическим заполнением. Емкость однородных областей (I, IV в синфазном и I, III в противофазном (рис. 4) рассчитывается как для плоского конденсатора. Неоднородные области (II, III для синфазного и II для противофазного возбуждения) подвергаются дальнейшему делению на более мелкие плоские конденсаторы, для которых границу раздела диэлектриков удается с достаточной точностью аппроксимировать прямой линией (рис. 5).

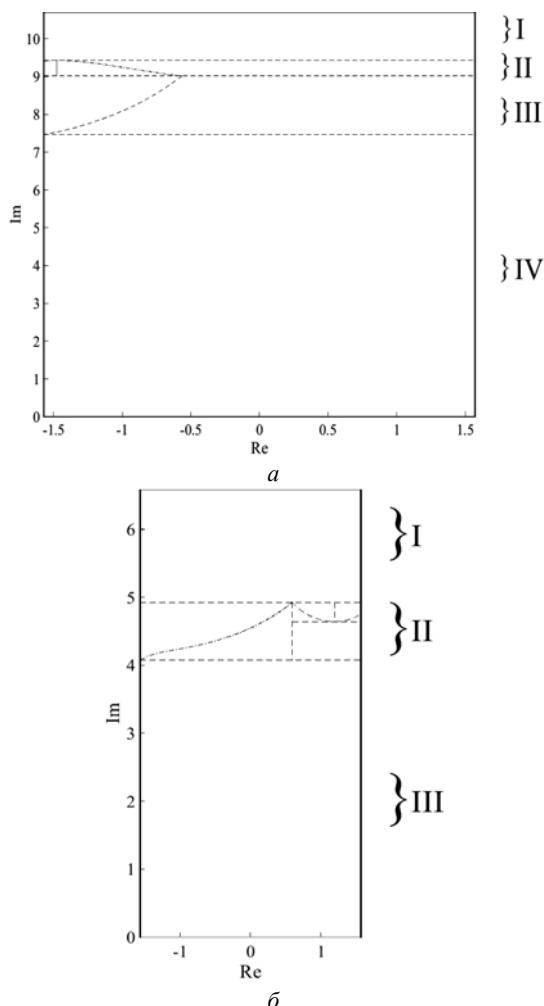


Рис. 4. Разбиение целых прямоугольников на подобласти: *a* – синфазное возбуждение; *b* – противофазное возбуждение

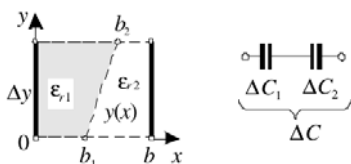


Рис. 5. Прямоугольный конденсатор с наклонной линией раздела диэлектриков

Разделив неоднородные подобласти на элементарные участки, в пределах которых границу между диэлектриками можно считать прямой линией, расчет проводится по методике из [3]. В дальнейшем проводится суммирование всех найденных емкостей и определяются модальные ёмкости  $C_c$  и  $C_\pi$ . С ис-

пользованием последних определяется матрица погонных емкостей  $C$ :

$$C = \begin{bmatrix} C_\pi & -(C_\pi - C_{01}) \\ -(C_\pi - C_{01}) & C_c + C_\pi - 2C_{01} \end{bmatrix}. \quad (3)$$

**Верификация результатов**

Для верификации полученных результатов были построены и сопоставлены частотные характеристики *S*-параметров одной и той же структуры (отрезка несимметричных СЛ), полученные двумя способами: 1) по погонным параметрам, найденным данным методом численных конформных отображений (ЧКО); 2) по геометрическим параметрам с использованием пакета AWR Microwave Office (MWO), в котором реализован метод моментов.

Исследуемая структура имеет следующие физические параметры (см. рис. 1):  $w_1 = 2$  мм,  $w_2 = 4$  мм,  $\epsilon_{r1} = 16$ ,  $\epsilon_{r2} = \epsilon_{r3} = 1$ ,  $t_1 = t_2 = 0,01$  мм,  $h_1 = h_2 = 1$  мм, длина линии  $L = 75$  мм. Погонные параметры, полученные методом ЧКО:  $C_{11} = 396$  пФ/м;  $C_{12} = 387$  пФ/м;  $C_{22} = 480$  пФ/м;  $L_{11} = 409,4$  нГн/м;  $L_{12} = 144,8$  нГн/м;  $L_{22} = 191,7$  нГн/м. Расчетные модальные параметры:  $m = 2,56$ ;  $k = 0,751$ ;  $Z_0 = 34,6$  Ом. При этом для достижения ответвителем на отрезке СЛ идеальной транснаправленности согласно [4, 9] необходимо обеспечить:  $m = 3$ ;  $k = 0,816$ ;  $Z_0 = 35,4$  Ом.

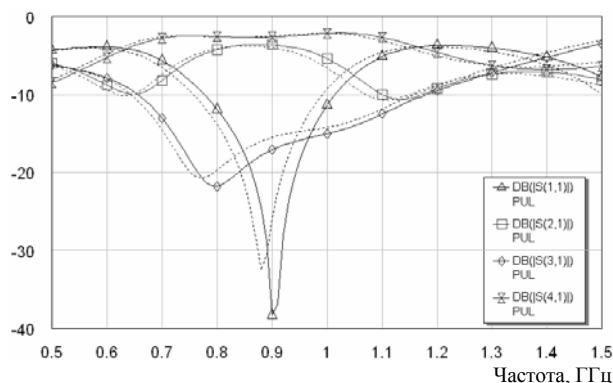


Рис. 6. Частотные зависимости *S*-параметров отрезка несимметричных СЛ

На рис. 6 сплошной линией обозначены зависимости *S*-параметров от частоты, полученные в данной работе методом ЧКО, а пунктиром – рассчитанные при помощи AWR MWO (метод моментов). Из графиков видно, что в полосе рабочих частот 0,84... 0,96 ГГц (0,9 ГГц ± 6,7%) возвратные потери  $S_{11}$  и развязка  $S_{31}$  больше 16 дБ, амплитудный баланс на портах 2 и 4  $S_{12}$  и  $S_{14}$  близок к уровню 3 дБ.

**Выводы**

Выполнено моделирование ТрНО на связанных линиях с неоднородным диэлектрическим заполнением. Впервые предложена структура с сильной диэлектрической неоднородностью и ограничением ширины диэлектрического слоя, при этом учитывалась толщина проводников. Данная структура позволяет добиться одновременного создания ТрНО и трансформатора импеданса. Метод ЧКО, использованный в данной работе, дает хорошее согласие с



результатами, полученными известным методом моментов.

При данной геометрии структуры удалось существенно приблизиться к достижению эффекта идеального трансправленного ответвления.

#### *Литература*

1. Asymmetric coupled-line directional couplers as impedance transformers in balanced and  $n$ -way power amplifiers / K. Wincza, S. Gruszczynski // IEEE Trans. – 2011. – Vol. MTT-59, No. 7. – P. 1803–1810.

2. 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), May 2017, Sevilla, Spain. – P. 124–1263.

3. Sychev A.N. Analysis of microstrip structures by numerical conformal transformations technique / A.N. Sychev, M.A. Chekalin, V.A. Shestakov // Telecommunication Sciences. – 2012. – Vol. 3. – No. 1. – P. 28–34.

4. Сычев А.Н. Параметры несимметричных связанных линий с неоднородным диэлектриком / А.Н. Сычев, Н.Ю. Рудый // Доклады ТУСУР. – 2018. – Т. 21, №4-1. – С. 7–15.

5. Sychev A.N. Analysis of asymmetric broad-side coupled lines by conformal mapping technique / A.N. Sychev, K.K. Zharov // IEEE Sibcon. – 2019. – r530.

6. Driscoll T.A. Schwarz–Christoffel mapping / T.A. Driscoll, L.N. Trefethen. – Cambridge Univ. Press, 2002. – 132 p.

7. Пат. 189725 РФ, МПК Н 01 Р 1/185. СВЧ фазовращатель отражательного типа / А.Н. Сычев, Н.Ю. Рудый, К.К. Жаров. – заявл.: 27.03.2019; опубл.: 31.05.2019. Бюл. № 16. – 8 с.

8. Сычев А.Н. Моделирование неодинаковых связанных линий с лицевой связью / А.Н. Сычев, К.К. Жаров // Электронные средства и системы управления: матер. докл. XIV Междунар. науч.-практ. конф. (28–30 нояб. 2018 г.): в 2-х ч. – Ч. 1 – Томск: В-Спектр, 2018. – С. 91–93 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://storage.tusur.ru/files/122116/2018-1.pdf> (дата обращения: 01.09.2019).

9. Сычев А.Н. Синтез идеального фазового отношения для ответвителей на связанных линиях по заданному типу направленности / А.Н. Сычев, С.М. Стручков, Н.Ю. Рудый // Доклады ТУСУР. – 2017. – Т. 20, № 2. – С. 15–18.

---

#### **Константин Константинович Жаров**

Ст. преп. каф. компьютерных систем в управлении и проектировании (КСУП) ТУСУРа  
Эл. почта: [konstantin.k.zharov@tusur.ru](mailto:konstantin.k.zharov@tusur.ru)

#### **Сычев Александр Николаевич**

Д-р техн. наук, профессор каф. КСУП ТУСУРа  
Эл. почта: [ans@main.tusur.ru](mailto:ans@main.tusur.ru)

## Секция 6

## ПРИБОРЫ И МЕТОДЫ КОНТРОЛЯ

*Председатели секции – Лоцилов Антон Геннадьевич, проректор по НРиИ,  
зав. каф. КУДР, начальник СКБ «Смена», канд. техн. наук;*

*Филатов Александр Владимирович, профессор каф. ТОР, д-р техн. наук*

УДК 621.315.592

**С.Г. Еханин, А.А. Томашевич, Н.К. Афанасьев**

## Исследование нестабильности электрических характеристик flip-chip-светодиодов

Было проведено исследование микротоков и свечения поверхности flip-chip-светодиода в режиме туннельной электролюминесценции в зависимости от времени и режимов испытаний при постоянном напряжении. В результате было подтверждено, что еще до испытаний наблюдается резко неоднородная картина туннельной электролюминесценции. Это может быть связано с начальной неоднородностью состава активной зоны, неоднородностью распределения микронеровностей подложки и структурных дефектов. Перед испытаниями наблюдалась точечная картина свечения, а после кратковременных испытаний при небольших плотностях тока эта картина существенно сглаживалась. В процессе исследования наблюдались разрастание пятен туннельной электролюминесценции от испытания к испытанию, появление дополнительных токов утечки и эффект релаксации. Также в некоторых образцах наблюдались нестабильности электрических характеристик в области микротоков. Проведенные исследования позволяют прояснить физику процесса деградации структуры flip-chip-светодиодов.

**Ключевые слова:** flip-chip-светодиод, туннельная электролюминесценция, неоднородность структуры, механизмы деградации, нестабильность тока.

Туннельная электролюминесценция (ЭЛ) возникает при малых значениях прямого напряжения, когда  $p-n$ -переход еще практически закрыт и все напряжение приложено к тонкому слою гетероструктуры. Известно, что спектр свечения туннельной ЭЛ несет информацию о концентрации дефектов [1]. Фотографии туннельной ЭЛ могут дать информацию о планарном распределении дефектов [2, 3]. Начальная планарная неоднородность инжекции носителей заряда в InGaN-квантовую яму до и после оптической деградации связывается с диффузией и электромиграцией ионов металла и остаточной примеси вдоль дефектных трубок, индуцированной механическими напряжениями [4]. Это приводит к возрастанию токов утечки и катастрофической деградации структуры.

Эти процессы можно контролировать по изменениям электрооптических характеристик туннельной ЭЛ, как было показано в работах [2, 3]. С научной и практической точки зрения вызывает интерес проведение таких же исследований для светодиодов, изготовленных по flip-chip-технологии.

### Экспериментальная часть

В составе экспериментальной установки использовалось следующее оборудование: прецизионный измеритель LCR фирмы Keysight модели E4980A; микроскоп «Альтами ПС0745»; цифровая камера ЕСМ051200КРА.

В качестве образцов для исследования применялись flip-chip-светодиоды средней мощности без люминофора, установленные на подложке, изготовленной по алюмооксидной технологии.

Методика исследования характеристик туннельной ЭЛ СД в зависимости от режимов и времени испытаний заключается в следующем:

- измерение вольт-амперной характеристики (ВАХ) в области микро- и нанотоков при прямом напряжении в диапазоне 0–2,5 В;
- проведение коротких циклов испытаний при определенных значениях тока и напряжения (70 мА, 3,0 В) в течение часа;
- проведение первого этапа испытаний при определенной величине тока и напряжения (250–350 мА, 3,0 В) в течение суток;
- проведение этапа релаксации для каждого из образцов;
- получение фотографий картин туннельной ЭЛ до и после испытаний, а также после релаксации.

### Полученные результаты

После проведенных испытаний в одном из образцов были обнаружены нестабильности ВАХ в области микро-токов. В других образцах явных изменений в полученной ВАХ не выявлено.

На рис. 1 изображены прямые вольт-амперные характеристики нестабильного образца на первых стадиях испытаний.

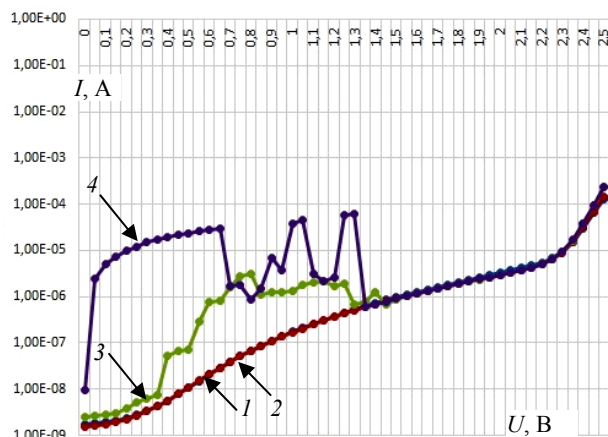


Рис. 1. Прямые вольт-амперные характеристики нестабильного образца на первых стадиях испытаний (в логарифмическом масштабе): 1 – до испытаний; 2 – после 1 ч испытаний; 3 – после 20 ч испытаний; 4 – после дополнительного испытания 1 ч

Как видно из рис. 1, после двадцати часов испытаний при токе 350 мА картина ВАХ существенно меняется: в области малых напряжений (0,3–1,4 В) наблюдаются нестабильности по току.

Можно заметить, что после еще 1 ч испытаний величина тока в указанной области напряжений увеличивается, а начальное напряжение, при котором возникают нестабильности, уменьшается.

Как показано в работе [4], подобные нестабильности, но проявляемые в области макротоков могли частично «залечиваться». Поэтому было принято решение выдержать образец некоторое время без нагрузки, после чего были проведены повторные измерения ВАХ.

На рис. 2 изображены прямые вольт-амперные характеристики нестабильного образца после повторных испытаний.

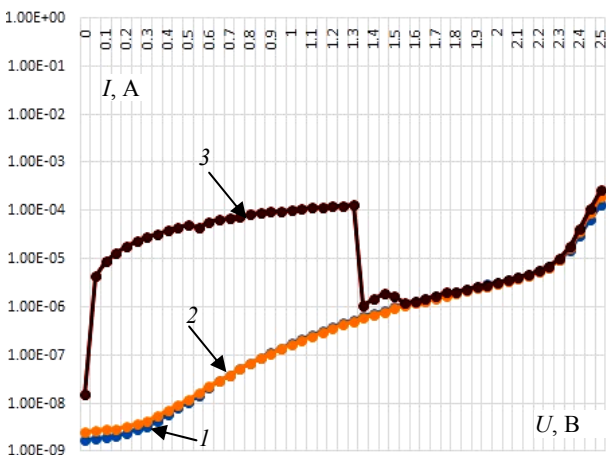


Рис. 2. Прямые вольт-амперные характеристики нестабильного образца после дополнительной релаксации и после испытаний (в логарифмическом масштабе): 1 – до испытаний; 2 – после длительной релаксации; 3 – после испытания 1 ч после релаксации

Как видно из рис. 2, после трехдневной релаксации произошло исчезновение нестабильностей

тока и общая ВАХ практически стала совпадать с характеристикой «свежего» образца (до испытаний).

Продолжение релаксации еще на два дня привело к полному совпадению ВАХ с первоначальной характеристикой.

Это свидетельствует о том, что процесс деградации даже при меньшем токе полностью ликвидировал положительный эффект, вызванный релаксацией, и не только повторил деградационную картину, возникшую после первого испытания, но и несколько ухудшил ее (ток утечки при малых напряжениях возрос в несколько раз).

#### Физическая картина процессов деградации

Основываясь на процессах, связанных с катастрофической деградацией, обусловленных электромиграцией металла и остаточных примесей вдоль дефектных трубок и генерацией дефектов [4], можно объяснить вышеприведенные экспериментальные результаты следующим образом.

При долговременных испытаниях (в течение суток и токе нагрузки 350 мА) в кристалле светодиода (СД) наблюдается генерация дефектов и электромиграция металла и остаточных примесей вдоль дефектных областей, пронизывающих светодиодную структуру. Поскольку электромиграция имеет диффузионную природу, то этот процесс является медленно протекающим и поэтому продвижение электропроводящего канала сквозь активную зону может быть неполным. В связи с этим на ВАХ, изображенной на рис. 1, при малых напряжениях можем наблюдать туннельный ток, начинающийся не с 2,5 В, как при свежем образце, а с 0,4 В. Но и этого напряжения хватает, чтобы туннельный ток с проводящего канала, образованного в дефектной трубке, начал протекать через оставшуюся часть активной зоны. Дальнейшее испытание приводит к удлинению проводящего канала в дефектной трубке и возникновению омической закоротки в активной зоне. Омическая закоротка в режиме туннельной электролюминесценции приводит к потемнению смежных областей поверхности СД, как изображено на рис. 3.

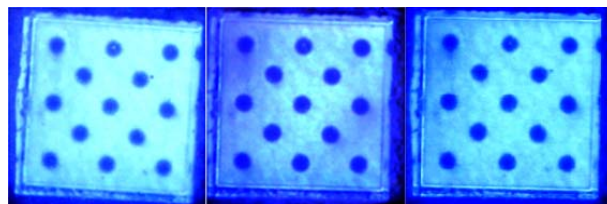


Рис. 3. Картина туннельной ЭЛ в зависимости от проведения испытаний: а – свежий образец; б – после испытаний; в – после релаксации

В процессе релаксации, обратная диффузия примесей и атомов металла из дефектных трубок приводит к уменьшению длины и электропроводности трубок. Чем больше время релаксации, тем сильнее этот эффект. Этот процесс приводит к уменьшению токов утечки, исчезновению нестабильностей и затемненных областей (см. рис. 3, в).

Наблюдавшиеся омические закоротки также могли частично «самозалечиваться» изменением полярности приложенного напряжения и вновь создаваться под прямым смещением, как показано в работе [4]. После долговременных испытаний образцы были поставлены на испытание при обратном напряжении. При этом напряжение, как указывает производитель, не должно превышать 5 В, чтобы не возникли дополнительные дефекты.

На рис. 4 изображены прямые вольт-амперные характеристики нестабильного образца после одного часа испытаний при обратном его подключении.

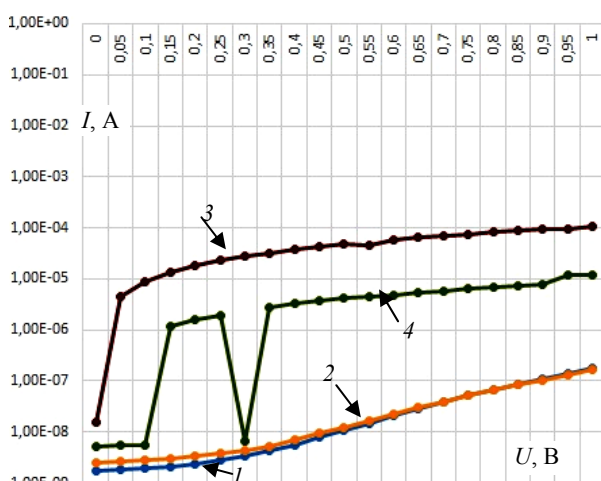


Рис. 4. Прямые вольт-амперные характеристики нестабильного образца после одного часа испытаний при обратном его подключении (в логарифмическом масштабе): 1 – до испытаний; 2 – после длительной релаксации; 3 – после испытания; 4 – после 1 ч выдержки при обратном напряжении

Как показали экспериментальные результаты, при обратном напряжении на начальных участках прямой ВАХ видно уменьшение тока утечки и увеличение порогового напряжения, что свидетельствует о процессах «самозалечивания». Сравнивая скорость самозалечивания при длительной релаксации и кратковременном включении СД при обратном напряжении, можно сделать вывод, что при обратном напряжении гораздо быстрее происходит восстановление свойств структуры образца, чем при релаксации.

Как показано в [4, 5], все процессы деградации происходят в неких дефектных трубках, в которых происходит сильный локальный нагрев, механические напряжения и образование дополнительных точечных дефектов, являющихся центрами безызлучательной рекомбинации, которые, нагреваясь, способствуют дальнейшему образованию дефектов. В работах [6–8] было показано, что в качестве таких трубок могут выступать скопления линейных дислокаций, пронизывающих активную зону СД. Известно, что вдоль оси дислокаций структура кристалла более рыхлая, что способствует процессам диффузии и электродиффузии, что и наблюдается в экспериментах.

## Заключение

С помощью исследования свечения поверхности СД в режиме туннельной ЭЛ было подтверждено, что еще до испытаний наблюдается резко неоднородная картина туннельной ЭЛ. Это может быть связано с начальной неоднородностью состава активной зоны, неоднородностью распределения микронеровностей подложки и структурных дефектов. Тот факт, что перед испытаниями наблюдалась точечная картина свечения, а после кратковременных испытаний при небольших плотностях тока эта картина существенно сглаживалась [2, 3], свидетельствует о том, что в этом случае играют роль быстрые процессы, а именно, формирование объемных зарядов, сглаживающих влияние микронеровностей (микронеоднородностей), обуславливающих резко неоднородную туннельную эмиссию.

С увеличением времени испытаний и нагрузочных токов включаются ионные механизмы (электромиграция заряженных дефектов), что приводит к разрастанию пятен затемнения туннельной ЭЛ от испытания к испытанию, появлению дополнительных токов утечки и нестабильности, а также к возникновению эффекта релаксации после испытаний.

Разработанная установка позволяет исследовать динамику дефектообразования, наблюдая картины туннельной и лавинной электролюминесценции светодиода при изменении времени испытаний.

Проведенные исследования нестабильности ВАХ в области микротоков позволили уточнить физику процесса деградации СД.

Таким образом, полученные результаты могут лечь в основу метода входного контроля в производстве светодиодных изделий, который позволит характеризовать состояние не только «свежих» образцов, но и следить за процессами деградации структуры СД при испытаниях и эксплуатации.

## Литература

1. Ковалев А.Н. Изменения люминесцентных электрических свойств светодиодов из гетероструктур InGaN/AlGaIn/GaN при длительной работе / А.Н. Ковалев, Ф.И. Манягин, В.Е. Кудряшов, А.Н. Туркин, А.Э. Юнович // Физика и техника полупроводников. – 1999. – Т. 33, вып. 2. – С. 224–232.
2. Еханин С.Г. Комплексное исследование процесса дефектообразования в кристаллах GaN-светодиодов средней мощности при длительных испытаниях / С.Г. Еханин, А.А. Томашевич, Н.К. Афанасьев // Электронные средства и системы управления: матер. междунар. науч.-практ. конф.: в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2018. – С. 94–97.
3. Томашевич А.А. Изменение картин туннельной электролюминесценции светодиодов на основе нитрида галлия в зависимости от режимов и времени испытаний / А.А. Томашевич, С.Г. Еханин, К.К. Слепцов, С.Л. Аржаков // Электронные средства и системы управления: матер. междунар. науч.-практ. конф.: в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2017. – С. 156–159.
4. Бочкарева Н.И. Неоднородность инжекции носителей заряда и деградация синих светодиодов / Н.И. Бочкарева, А.А. Ефремов, Ю.Т. Ребане и др. // Физика и техника полупроводников. – 2006. – Т. 40, вып. 1. – С. 122–127.

5. Закгейм А.Л. Исследование тепловых процессов в мощных InGaN/GaN флип-чип светодиодах с использованием инфракрасной тепловизионной микроскопии / А.Л. Закгейм, Г.Л. Курышев, М.Р. Мизиров // ФТП. – 2010. – Т. 44, вып. 3. – С. 390–396.

6. Еханин С.Г. Оценка локального перегрева в гетероструктуре светоизлучающего диода на основе GaN / С.Г. Еханин, М.Н. Романовский, А.А. Томашевич // Доклады ТУСУР. – 2012. – Ч. 1. – С. 57–60.

7. Еханин С.Г. Исследование роли термопластических явлений в механизме деградации полупроводниковых гетероструктур на основе GaN / С.Г. Еханин, А.А. Томашевич // Доклады ТУСУР. – 2017. – Т. 20, № 4. – С. 23–25. DOI: 10.21293/1818-0442-2017-20-4-23-25

8. Tomashevich A. Appraisal of role of thermoplastic deformation in degradation process of gan-based semiconductor heterostructures / A. Tomashevich, S. Ekhanin, I. Yunusov // AIP Conference Proceedings 14. Is.: Prospects of Fundamen-

tal Sciences Development, PFSD–2017: Proceedings of the XIV International Conference of Students and Young Scientists. – 2017. – P. 060005.

#### Еханин Сергей Георгиевич

Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. КУДР ТУСУРа  
Эл. почта: exan@ultranet.tomsk.ru

#### Томашевич Александр Александрович

Аспирант каф. КУДР ТУСУРа  
Эл. почта: tom.alex@mail.ru

#### Афанасьев Никита Константинович

Магистрант каф. ЭП ТУСУРа  
Эл. почта: stinger\_777@sibmail.com

УДК 004.67:519.684

**В.А. Фаерман**

## Математическое обеспечение и реализация в Matlab коррелятора реального времени

Работа посвящена адаптации алгоритма корреляционной обработки сигналов, представленных цифровыми отсчётами, для выполнения в режиме реального времени. Новизна предложенного решения состоит в возможности уточнения значений результирующей корреляционной функции на основе обработки поступающих порций данных. Важной особенностью алгоритма являются сравнительно невысокие вычислительные затраты при сохранении возможности применения наложения при сегментации данных, а также нормализации корреляционной функции. Работоспособность решения, в том числе применимость для анализа аудиосигналов в реальном масштабе времени, показана в ходе моделирования в Simulink Matlab. Необходимо, однако, отметить, что возможность применения созданного решения для вычислений в реальном времени в каждом отдельном случае определяется вычислительными ресурсами компьютера.

**Ключевые слова:** коррелятор, корреляционный анализ, аудиосигналы, Simulink, DSP Library, RT workshop.

Практически важной задачей цифровой обработки сигналов является оценка времени запаздывания (TDE), которая находит применение в ряде приложений радиотехники [1], гидролокации [2], речевого управления [3] и неразрушающего контроля.

Широко известным и эффективным методом решения задачи TDE является корреляционная обработка сигналов. Последнее предполагает получение корреляционной функции (КФ) сигналов и последующее определение положения корреляционного пика [4]. Примером практического применения корреляционной обработки является задача определения положения трубопроводных утечек, описанная в [5].

Настоящая работа направлена на анализ базового алгоритма корреляционной обработки сигналов, его модификацию и разработку на этой основе алгоритмического обеспечения коррелятора, предназначенного для обработки непрерывно поступающих данных.

### Простой коррелятор

Функциональная схема устройства, осуществляющего базовую корреляционную обработку, представлена на рис. 1 [4].

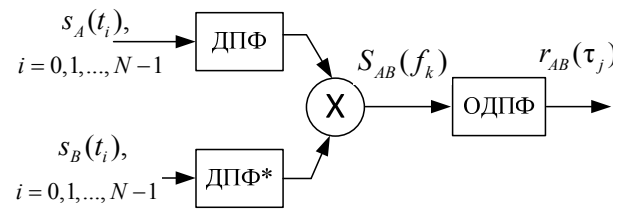


Рис. 1. Простой коррелятор

Обработка цифровых сигналов  $s_A(t_i)$ ,  $s_B(t_i)$  ( $t_i = i \cdot \Delta t$ ,  $i = 0, 1, 2, \dots, N-1$ ) в соответствии со схемой выше производится в соответствии с (1)–(3):

$$r_{AB}(\tau_j) = \frac{1}{N} \cdot F^{-1}[S_{AB}(f_k)], \quad (1)$$

$$S_{AB}(f_k) = S_A^*(f_k) \times S_B(f_k), \quad (2)$$

$$S_A^*(f_k) = F^*[s_A(t_i) \times W(i)], \quad S_B(f_k) = F[s_B(t_i) \times W(i)]. \quad (3)$$

Используются следующие обозначения:  $N$  – число отсчётов сигналов в одном сегменте данных;  $\Delta t$  – интервал дискретизации;  $W(i)$  – оконная функция;  $\times$  – поэлементное умножение массивов;  $F[\cdot]$  – прямое оконное дискретное преобразование Фурье

(ДПФ);  $F^*[\cdot]$  – комплексное сопряжение результата ДПФ (ДПФ\*);  $F^{-1}[\cdot]$  – обратное ДПФ (ОДПФ);  $S_A(f_k)$ ,  $S_B(f_k)$  – дискретные спектры сигналов;  $S_{AB}(f_k)$  – взаимный спектр сигналов;  $r_{AB}(\tau_j)$  – взаимная КФ.

Дальнейшая обработка КФ сводится к определению положения пика и оценки времени запаздывания ( $T_d$ ) по его аргументу

$$T_d = \arg \max(r_{AB}(\tau_j)).$$

### Коррелятор с сегментацией данных

Получение корреляционной функции с применением (1) с одной стороны накладывает ограничение на размерность входных данных ( $N$ ), а также требует выполнения нелинейно нарастающего количества операций. Для того чтобы обеспечить возможность обработки продолжительных сигналов, находит применение сегментация данных [6].

Сегментация предполагает разбиение исходных сигналов, содержащих  $Q \cdot N$  отсчётов, на  $Q$  сегментов по  $N$  отсчётов каждый. После чего каждый из  $q$  сегментов данных обрабатывается в соответствии с (1) с целью получения КФ  $r_{AB}^{(q)}(\tau_j)$ , а окончательный результат формируется путём суммирования каждой из  $Q$  функций

$$r_{AB}(\tau_j) = F^{-1} \left[ \sum_{q=0}^{Q-1} w_q \cdot S_{AB}^{(q)}(f_k) \right], \quad (4)$$

где  $w_q$  – весовой коэффициент,  $S_{AB}^{(q)}(f_k)$  – взаимный спектр сигналов, вычисленный в соответствии с (2) для  $q$ -го сегмента.

Функциональная схема коррелятора с сегментацией представлена на рис. 2. Необходимо отметить, что в силу линейности ДПФ [4] усреднение КФ и взаимных спектров сигналов эквивалентно.

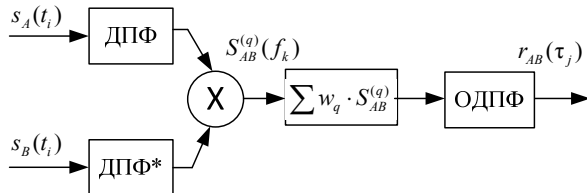


Рис. 2. Коррелятор с сегментацией данных

Как правило, при выборе весовых коэффициентов в (4) руководствуются принципом когерентного усреднения КФ [7]

$$w_q = \frac{1}{Q}, \quad q=0,1,\dots,Q-1.$$

Однако, применение (4) предполагает наличие априорных сведений о продолжительности входных сигналов. В качестве альтернативы предложено применение рекурсивного выражения

$$r_{AB}(\tau_j, q) = \frac{1}{q} \cdot F^{-1} \left[ (q-1) \cdot S_{AB}(f_k, q-1) + S_{AB}^{(q)}(f_k) \right], \quad (5)$$

где  $S_{AB}(f_k, q)$  – результирующий взаимный спектр после обработки  $q$ -го сегмента данных. Преимуществом (5) является возможность обработки непрерывно поступающих данных.

Поскольку обработка данных осуществляется порционно (по сегментам), поступающие данные накапливаются в буфере на входе коррелятора.

### Наложение и чувствительность

В ряде задач спектрального анализа и корреляционной обработки сигналов применяется сегментация с наложением [6]. Суть наложения состоит в том, что любая пара соседних сегментов имеет некоторое количество общих отсчётов  $N_0$ , фактическое число которых определяется коэффициентом перекрытия  $k_{ol}$ .

$$N_0 = \lceil k_{ol} \cdot N \rceil, \quad 0 \leq k_{ol} \leq 1.$$

Введение перекрытия не оказывает влияния на процедуру обработки отдельного сегмента, однако влияет непосредственно на величину  $B_0$  буфера на входе коррелятора

$$B_0 = \lfloor (1 - k_{ol}) \cdot N \rfloor.$$

Таким образом, величина буфера определяется коэффициентом перекрытия и величиной сегмента данных.

Наряду с коэффициентом перекрытия  $k_{ol}$  может быть введён коэффициент чувствительности  $k_s$ , определяющий, насколько результирующая КФ изменчива под влиянием новых поступающих данных.

Для определённости положим область допустимых значений коэффициента чувствительности  $-1 \leq k_s \leq 1$ . При  $k_s = 1$  результирующее значение КФ полностью определяется последним обработанным сегментом данных. Напротив, при  $k_s = -1$  результирующая КФ никаким образом не изменяется под влиянием поступающих данных. При  $k_s = 0$  вычисления сводятся к (5). Руководствуясь принятыми положениями, преобразуем (5) для обоих случаев:

$$r_{AB}(\tau_j, q) = (1 - k_s) \times \left( \frac{1}{q} \cdot F^{-1} \left[ (q-1) \cdot S_{AB}(f_k, q-1) + S_{AB}^{(q)}(f_k) \right] \right) + k_s \cdot S_{AB}^{(q)}(f_k), \quad k_s \in [0, 1]; \quad (6)$$

$$r_{AB}(\tau_j, q) = \frac{1}{q} \times F^{-1} \left[ (q-1 - k_s) \cdot S_{AB}(f_k, q-1) + (1 + k_s) \cdot S_{AB}^{(q)}(f_k) \right], \quad k_s \in [-1, 0). \quad (7)$$

### Нормализация корреляционной функции

Значения КФ определяются не только степенью коррелированности сигналов, но и их уровнем. Для того чтобы исключить последнее, используется нормализация.

Коэффициент нормализации  $1 / D_q$  для КФ, полученной по единственному  $q$ -му сегменту данных, вычисляется в соответствии с формулой Пирсона [4]:

$$\frac{1}{D_q} = \frac{1}{\sigma \left[ S_A^{(q)}(t_i) \right] \cdot \sigma \left[ S_B^{(q)}(t_i) \right]}, \quad (8)$$

где  $\sigma[\cdot]$  – среднеквадратическое отклонение. Смысл коэффициента, вычисляемого по (8), состоит в том, что

$$-1 \leq \frac{1}{D_q} \cdot r_{AB}^{(q)}(\tau_j) \leq 1. \quad (9)$$

Аналогично может быть получен коэффициент нормализации  $1 / D(q)$  для КФ, вычисляемой в соответствии с (5), такой что

$$-1 \leq \frac{1}{D(q)} \cdot r_{AB}(\tau_j, q) \leq 1.$$

Для этого представим КФ на произвольном  $Q$ -м шаге  $r_{AB}(\tau_j, Q)$  следующим образом:

$$r_{AB}(\tau_j, Q) = \frac{1}{Q} \cdot \sum_{q=1}^Q F^{-1} [S_{AB}^{(q)}(f_k)]. \quad (10)$$

Учитывая (9) и (1), имеем

$$-1 \leq \frac{F^{-1} [S_{AB}^{(q)}(f_k)]}{D_q} \leq 1. \quad (11)$$

Однако если справедливо (11), то справедливо и

$$-1 \leq \frac{\sum_{q=1}^Q F^{-1} [S_{AB}^{(q)}(f_k)]}{\sum_{q=1}^Q D_q} \leq 1. \quad (12)$$

При этом числитель (12) с точностью до постоянного множителя соответствует правой части (10), следовательно,

$$\frac{1}{D(Q)} = Q \cdot \frac{1}{\sum_{q=1}^Q D_q}. \quad (13)$$

В качестве альтернативы (13) для применения совместно с (5) предложено рекурсивное выражение

$$D(q) = \frac{1}{q} \cdot [(q-1) \cdot D(q-1) + D_q].$$

Аналогичным образом могут быть получены выражения для коэффициентов нормализации, применяемых совместно с (6) и (7) соответственно:

$$D(q) = \frac{1-k_s}{q} \cdot [(q-1) \cdot D(q-1) + D_q] + k_s \cdot D_q,$$

$$D(q) = \frac{1}{q} \cdot [(q-1-k_s) \cdot D(q-1) + (1+k_s) \cdot D_q].$$

**Реализация коррелятора в Simulink**

Описанные алгоритмические решения были положены в основу коррелятора реального времени, реализованного в виде компонента пользовательской библиотеки в Simulink. Функциональная схема компонента представлена на рис. 3 и описана далее. На рис. 4 представлен компонент «под маской».

Отсчёты двухканального цифрового сигнала поступают в буфер. Ёмкость буфера определяется величиной сегмента данных ( $N$ ) и коэффициентом наложения ( $k_{oi}$ ), которые наряду с другими параметрами задаются пользователем через интерфейс в маске. В Simulink буфер реализуется посредством блока Buffer из библиотеки DSP Library.

Далее применяется пользовательский блок MATLAB Function block (реализует функцию на языке MATLAB). После чего с применением блоков FFT, IFFT из DSP Library производится вычисление мгновенного взаимного спектра.

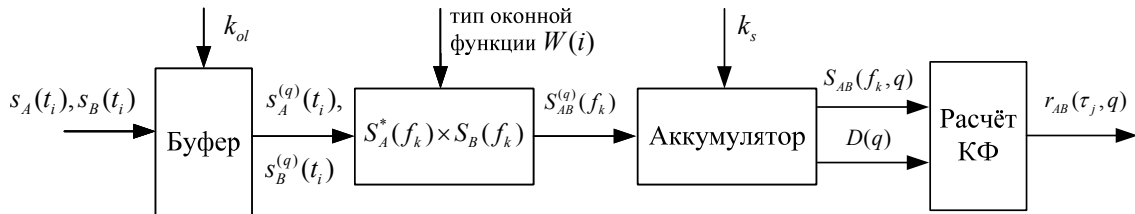


Рис. 3. Схема коррелятора в Simulink

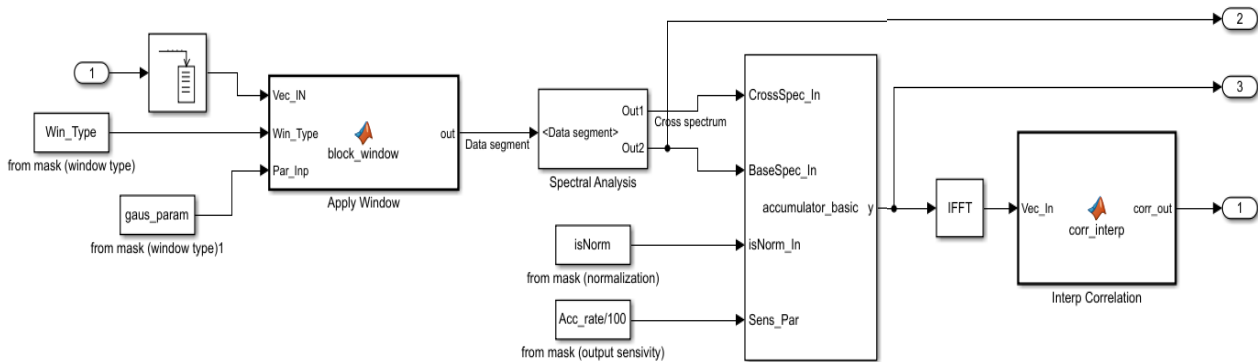


Рис. 4. Компонент «под маской»

Аккумулятор осуществляет рекурсивное усреднение мгновенных спектров, а также рекурсивное вычисление коэффициента нормализации. Поскольку решение данной задачи требует внутренней памяти, для её выполнения использован блок Matlab system block. Особенностью данного блока является то, что его функциональные возможности опреде-

ляются пользовательским классом, в котором могут быть определены необходимые свойства и методы.

На заключительном этапе осуществляется обратное преобразование спектральных отсчётов, нормализация и смещение начала координат в результирующей КФ.

Сигнал на выходе коррелятора, отображённый с применением блока Array Plot из DSP Library, представлен на рис. 5.

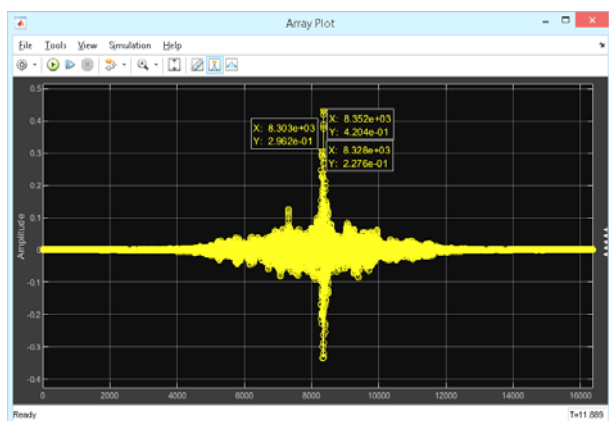


Рис. 5. Сигнал на выходе коррелятора

### Заключение

В работе предложены и теоретически обоснованы алгоритмы корреляционной обработки сигналов, адаптированные для применения в режиме реального времени. Особенностью разработанных алгоритмов является рекурсивный способ вычисления усредненного взаимного спектра и коэффициента нормализации, а также возможность задания коэффициента чувствительности КФ на выходе коррелятора к изменению сигналов на входе.

За счёт рекурсивной реализации вычислений достигается возможность обработки вновь поступающих данных (после их накопления в буфере) без априорной информации о продолжительности анализируемых сигналов и без хранения в памяти всего набора мгновенных взаимных спектров и временных реализаций входных сигналов. Тем не менее необходимо отметить, что возможность применения

алгоритмического решения в реальном времени вычислительно затратно и, следовательно, накладывает определённые требования на вычислительное устройство. При этом требования в значительной степени определяются размером сегмента данных [8].

### Литература

1. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
2. Carter C. Time delay estimation for passive sonar signal processing // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. – 1981. – Vol. ASSP-29, No. 3. – P. 463–470.
3. Jian M., Kot A.C., Er M.H. Performance study of time-delay estimation in a room environment // Proceeding of IEEE International conference on Circuits and Systems. – Monterey: IEEE, 1998. – P. 554–558.
4. Айфичер Э.С., Джервис Б.У. Цифровая обработка сигналов: практический подход. – 2-е изд.; пер. с англ. – М.: ИД «Вильямс», 2004. – 992 с.
5. Fuchs H.V., Riehle R. Ten Years of Experience with Leak Detection by Acoustic Signal Analysis // Applied Acoustics. – 1991. – Vol. 33, Iss. 1. – P. 1–19.
6. Carter G. Coherence and time-delay estimation: An applied tutorial for research, development, test, and evaluation engineers. – Piscataway (NJ, USA): IEEE Press, 1933. – 518 p.
7. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. – М.: Мир, 1990. – 265 с.
8. Аврамчук В.С., Фаерман В.А. Реализация корреляционных алгоритмов определения положения трубопроводных утечек на микроконтроллерах Cortex // Высокопроизводительные вычисления системы и технологии. – 2018. – Т. 2, № 1. – С. 17–20.

### Фаерман Владимир Андреевич

Преподаватель каф. КИБЭВС ТУСУРа, член IEEE  
ORCID: 0000-0002-9643-0245  
Эл. почта: vaf@tpu.ru

УДК 553.05

М.С. Южаков, А.В. Бадьин, Д.А. Пидотова, Д.И. Фильченко

## Разработка и применение УСКД-365П для создания системы сбора, передачи и хранения климатических данных

Рассматривается создание системы автономных датчиков для сбора климатических данных на протяжении продолжительного промежутка времени, их резервирование и передачу данных на сервер. Описываются основные достоинства и недостатки, результаты тестирования и возможности модификации. Приводятся возможные области применения системы датчиков.

**Ключевые слова:** метеодатчик, arduino, lorawan, климат, Сибирь, исследование климата, автоматизация.

С каждым годом критичность положения климатической обстановки растет. Наиболее опасными причинами его ухудшения являются глобальное потепление, резкая смена климата, шквальные ветры и ливни, опустынивание поверхности земли [1]. За последние несколько лет сильные ураганы, жара, лесные пожары затронули миллионы людей и при-

чинили им большой ущерб [2]. Для наблюдения изменений и прогнозирования последствий необходимы данные, собираемые с отдаленных и труднодоступных местностей, с мест проведения промышленных работ и экологически опасных районов. Стоит отметить, что важна не столько точность полученных измерений, сколько динамика изменения от-



дельных параметров окружающей среды на больших площадях. Важным является и такой параметр, как стоимость, потому что, во-первых, для исследования больших территорий необходимы сотни таких датчиков, а во-вторых, стоит учитывать проблему вандализма в нашей стране. Также следует отметить необходимость таких устройств для эксплуатации на научных станциях, расположенных в важных климатических районах. Одним из примеров таких станций является научная станция Национального исследовательского Томского государственного (НИ ТГУ) университета в д. Кайбасово. Такие устройства крайне важны для размещения в отдаленных местах на длительный период, потому что доступ к ним может быть ограничен в связи с сезонными природными условиями, например паводками.

Дистанционное зондирование является очень важным инструментом для исследования параметров почвы, но показания диэлектрической проницаемости будут варьироваться в зависимости от теплопроводности почвы. Для этого необходимо знать температуру почвы на разных глубинах. Такая задача также может быть выполнена с помощью разрабатываемого устройства. Следует отметить, что для этого потребуется лишь одно устройство и множество датчиков температуры почвы.

Ни для кого не секрет, что XXI в. – век автоматизации и цифровизации аграрного сегмента. Важным этапом цифровизации является сбор и анализ климатических данных в полях. Ведь от таких параметров, как температура и влажность почвы, напрямую зависит количество урожая. Вновь возникает потребность в разрабатываемых устройствах причём в гораздо больших количествах, чем необходимо для научных целей. Применение в сельском хозяйстве таких устройств не ограничивается полями и угодьями, ведь существуют и другие способы выращивания растений, например гидропоника. Это место, где контроль за состоянием климата крайне важен, поэтому гидропоника также нуждаются в большом количестве таких датчиков. Отличным примером применения датчиков является оранжерея ботанического сада НИ ТГУ. В ней присутствует огромное разнообразие климатов, и для каждого необходим качественный контроль температуры и влажности окружающего воздуха, а также температуры и влажности почвы. Размещение таких датчиков в оранжерее позволит контролировать климат и оперативно выявлять неисправности в оборудовании климат-контроля.

Для решения поставленных задач необходимо своеобразное техническое решение, учитывающее множество факторов. Таким образом, устройство должно быть недорогим при массовом выпуске, хранить собранную информацию на надёжном носителе, иметь постоянный источник энергии для автономной работы на протяжении нескольких месяцев или года. Важным является и то, что устройства должны быть способными передавать данные на общий сервер, потому что отслеживание данных

в реальном времени крайне важно. И финальным требованием к устройству является простота в эксплуатации, чтобы каждый пользователь без труда смог настроить и использовать данный продукт. Стоит отметить, что в НИ ТГУ уже есть опыт разработки подобных устройств [3].

#### **Общий принцип работы устройства**

В основе передающего метеозонда лежит пять базовых систем – система сбора климатических данных, система обработки и резервирования данных, система передачи данных и система питания.

На первом этапе устройство выполняет сбор климатических данных, затем эти данные передаются по радиоканалу на базовую станцию. После успешной передачи данные записываются на карту памяти и микроконтроллер переходит в спящий режим.

#### **Система сбора климатических параметров**

В состав системы входят: датчик атмосферного давления BMP280, датчик относительной влажности воздуха HTU21 и внешний датчик температуры почвы DS18B20 (рис. 1).

BMP280 – пьезорезистивный датчик давления производства фирмы Bosch Sensortec. Датчик позволяет измерить атмосферное давление в пределах от 300 до 1100 ГПа с точностью  $\pm 0,12$  ГПа (при  $t = 25$  °C). Преимуществом данного датчика являются его малые габаритные размеры:  $2,0 \times 2,5 \times 0,95$  мм. Одной из важных особенностей является возможность точного измерения температуры ( $\pm 0,01$  °C) в диапазоне от  $-40$  до  $+85$  °C. Поддерживается два интерфейса подключения к микроконтроллеру – SPI и I2C [4].

HTU21 – резистивный датчик относительной влажности воздуха производства Measurement Spec. Рабочий диапазон  $0 \dots 100\%$  с точностью  $\pm 2\%$  ОВ (при  $t = 25$  °C и  $20 \text{--} 80\%$  ОВ). Габаритные размеры датчика  $3,0 \times 3,5 \times 0,9$  мм. Присутствует возможность измерения температуры в диапазоне  $-40 \dots +125$  °C с точностью  $\pm 0,3$  °C. HTU21 может быть подключен к микроконтроллеру двумя способами: как по шине I2C, так и простым аналоговым способом [5].

Датчик температуры почвы DS18B20 способен измерять температуру в диапазоне от  $-55$  до  $+125$  °C с необходимой точностью ( $\pm 0,5$  °C). Главной особенностью является возможность подключения до 127 датчиков по одной шине. Система таких датчиков может быть использована для измерения температуры почвы на разных глубинах [6].

Также имеется возможность подключения прочих внешних датчиков, таких как датчик влажности почвы, датчик уровня CO<sub>2</sub>. Набор датчиков для каждого потребителя может быть уникальным.

#### **Система резервирования данных**

В состав системы резервирования входит модуль SD-карты и микроконтроллер. Система резервирования необходима для того, чтобы исключить утерю данных в случае отказа системы передачи данных.

Основой устройства является микроконтроллер ATmega328P. Микроконтроллер работает на пятивольтовой логике при напряжении питания от 7 до

12 В. Имеет 14 цифровых входов/выходов (6 из которых могут использовать широтно-импульсную модуляцию) и 8 аналоговых входов (использующих 8-битный АЦП). Максимальная тактовая частота –

16 МГц (от внешнего кварцевого резонатора). Устройство имеет 32 кБ флэш-памяти, 2 кБ оперативной памяти и 512 байт энергонезависимой памяти [7].

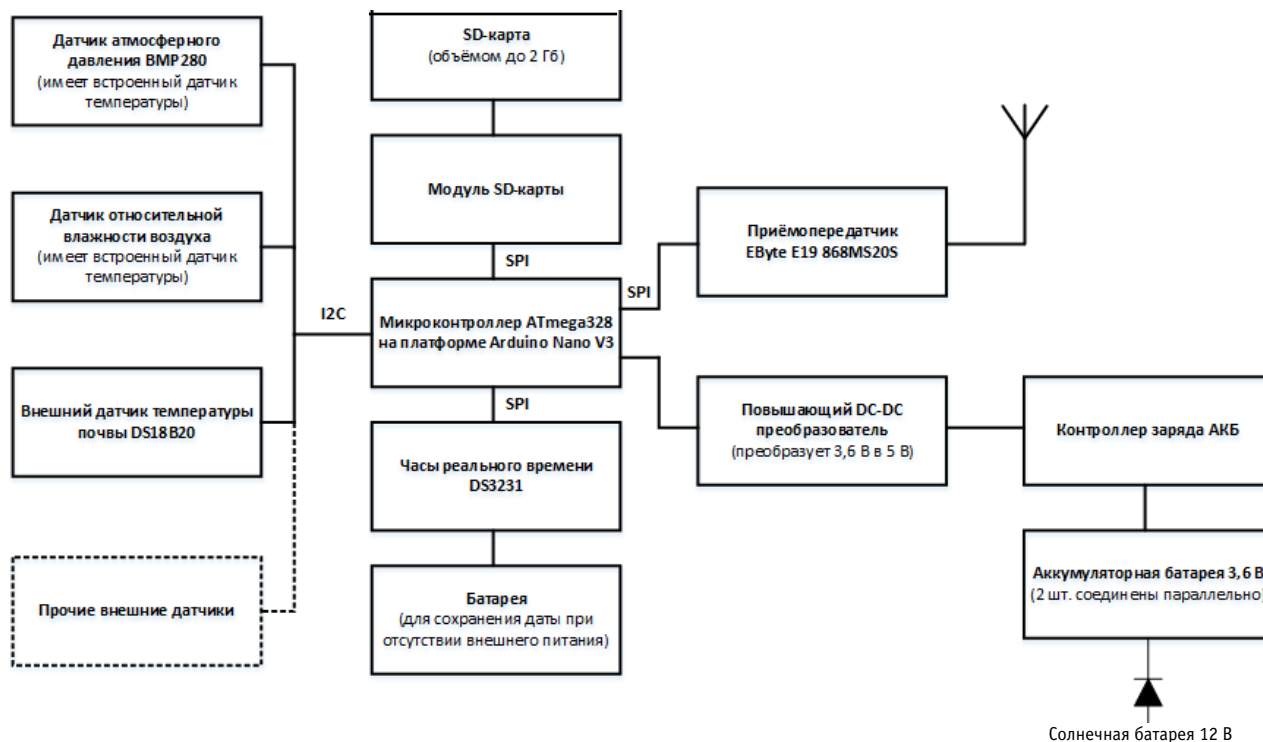


Рис. 1. Блок-схема устройства

Для формирования временных меток используются часы реального времени на основе микросхемы DS3231 производства Dallas Semiconductors и энергонезависимой памяти. Данная микросхема обладает системой компенсации температурного воздействия на частоту работы кварцевого резонатора. Точность отсчёта времени составляет  $\pm 2$  ppm (при  $t = 0...+40$  °C) и  $\pm 3,5$  ppm (при  $t = -40...+85$  °C). Модуль подключается посредством интерфейса I2C [8].

**Система передачи данных**

В основе системы передачи данных лежит модуль E19 868M20S производства EByte на платформе микросхемы SX1278, работающей по протоколу LoRa WAN на частоте 868 МГц.

Протокол LoRaWAN (Long Range) использует модуляцию LoRa – модуляция с расширением спектра. Основа – внутриимпульсная линейная частотная модуляция (Chirp-FM). Большая дальность передачи достигается путем установления низкой скорости передачи. Диапазон рабочих частот 862–893 МГц, дальность передачи до 5 км, мощность передатчика +20 дБм (100 мВт), IP3 по входу –12 дБм, чувствительность –147 дБм, ток потребления 620 мА (режим передачи), 14 мА (режим приёма), 1 мкА (режим ожидания) [9].

Стоит отметить, что для корректного использования передающего модуля необходима регистрация в сети. Для регистрации методом Activation By Personalization необходимо задать 3 параметра: адрес устройства (DevAddr), сетевой сессионный ключ

(NwkSKey), сессионный ключ приложения (AppSKey). После этого базовая станция начнет приём данных от устройства.

Размер пакета передаваемых данных составляет 10 байт, где по 2 байта занимают температура, давление, влажность и 4 байта занимают дата и время в формате Unixtime.

В качестве базовой станции выступают аналогичные микроконтроллер и приемопередатчик, а также Wi-Fi модуль ESP8266. Базовая станция всегда прослушивает эфир и ожидает данных от метеодатчика. После успешного приёма по радиоканалу данные передаются на сервер по сети Wi-Fi.

ESP8266 – Wi-Fi модуль производства Espressif Systems, позволяющий передавать данные через беспроводные сети Wi-Fi. Подключение модуля осуществляется посредством интерфейса SPI [10].

**Система питания и заряда метеостанции**

Для непрерывного функционирования необходимо стабильное питание. В качестве источника питания используются два литий-ионных аккумулятора типоразмера 18650 ёмкостью 1100 мАч, подключенных параллельно, напряжение которых составляет 3,6 В. Все элементы устройства питаются от напряжения 3,3 В. Для преобразования напряжения используется импульсный преобразователь напряжения MT3608 производства Aergosemi с высоким КПД (до 93%) [11].

Главная цель системы заряда – обеспечить автономность метеодатчика. Система состоит из кон-

троллера заряда и солнечной панели. Контроллер заряда выполнен на базе микросхемы MP1405 от фирмы Linear Technology и поддерживает максимальный ток заряда 1 А. В качестве источника электрической энергии для поддержания автономности системы УСКД-365П применялась солнечная панель мощностью 1,5 Вт.

### Тестирования устройства

Первый этап тестирования проходил на научной станции НИ ТГУ Кайбасово. Система сбора климатических данных была размещена рядом с стационарной метеостанцией для того, чтобы в дальнейшем сравнить показания датчиков. Тестирование проводилось в период со 2 по 4 марта 2019 г. в условиях низкой температуры окружающей среды и воздействия осадков в виде снега. В ходе тестирования была выявлена следующая особенность – от нагрева солнечной батареи происходит нагрев самого корпуса, и показания датчика температуры становятся искаженными. Поэтому систему УСКД-365П необходимо размещать в тени, при таком размещении показания всех датчиков будут актуальны.

Следующий этап тестирования был проведен в оранжерее ботанического сада НИ ТГУ. Две системы сбора климатических данных были размещены в разных климатических поясах (умеренно влажных тропиках и холодных субтропиках). Тестирование проводилось в течение семи дней в условиях повышенной влажности. При тестировании не было выявлено трудностей или недостатков. Третий этап тестирования составлял 21 день и проходил в г. Томске в районе ул. Лыткина в условиях низких температур, воздействия дождя, снега, а также полного оледенения. Целью было проверить автономность метеостанции и способность метеостанции пережить условия сибирского климата (рис. 2).

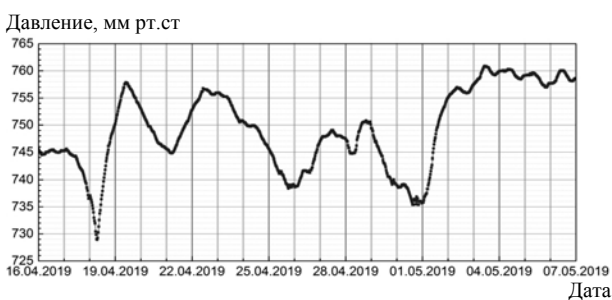


Рис. 2. Динамика изменения атмосферного давления

На рис. 2 изображена динамика изменения давления, по нему можно сказать, что ночью 19 апреля 2019 г. произошло оледенение, т.к. давление резко упало. В ходе тестирования система УСКД-365П проявила себя наилучшим образом, выдержав все условия сибирского климата.

### Результаты и выводы

В итоге было разработано устройство сбора и передачи климатических данных, способное автономно эксплуатироваться в условиях сибирской зимы и повышенной влажности. Было проведено тес-

тирование метеостанции в различных условиях. Можно с уверенностью сказать, что метеостанция удачно прошла тестирование и пригодна для эксплуатации. Применение метеостанции захватывает широкую область научного и аграрного сегмента, потому что устройство выполняет простые, но необходимые для данных отраслей измерения. Стоимость устройства на порядок ниже, чем у конкурентов с аналогичным набором функций.

### Литература

1. Nagayoshi K., Hisashi I., Kenji S. Hydrological and climate changes in southeast Siberia over the last 33 kyr // *Global and Planetary Change*. – 2018. – № 164. – P. 11–26.
2. Callaghan T.V., Kirpotin S.N., Borilo L.P. Siberian Environmental Change Network – a New and Developing Network for Detecting, Understanding and Predicting Siberian Environmental Change and its Societal Consequences // *Eos*. 2018 (in press).
3. Бадьин А.В., Бердюгин А.И., Выговский В.Ю. Применение микроконтроллеров для автоматизированного сбора микроклиматических параметров лабораторий // *Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения*. – 2016. – Т. 16, № 4. – С. 84–86.
4. Bosch Sensortec. BMP280: Data sheet. Reutlingen, Bosch Sensortec GmbH. – 2015. – P. 49.
5. Measurement Specialties. HTU21D(F) Sensor. – Dortmund, Measurement Specialties. – 2013. – P. 21.
6. Dallas Semiconductor, DS18B20 Programmable Resolution 1-Wire Digital Thermometer: Data sheet. – San Jose, Maxim Integrated Inc, 2018. – P. 20.
7. Arduino Nano [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.arduino.cc/en/uploads/Main/ArduinoNanoManual23.pdf> (дата обращения: 20.09.2019).
8. Products M.I. DS3231 Extremely Accurate I2C-Integrated RTC/TCXO/Crystal. – San Jose, Maxim Integrated, 2015. – P. 20.
9. EByte SX1278/SX1276 Wireless Module E19 Series User Manual. – Chengdu, Chengdu Ebyte Electronic Technology Co., Ltd. – 2018. – P. 13.
10. ESP8226EX Version 6.2 / Zhangjiang, Espressif Inc. – 2019. – P. 30.
11. Arosemi, MT3608 High Efficiency 1.2 MHz 2A Step Up Converter: Data sheet. – Shaanxi, Arosemi, 2016. – P. 7.

### Южаков Михаил Сергеевич

Студент радиофизического фак-та (РФФ) НИ ТГУ  
Эл. почта: miha.yuzhakov@gmail.com

### Бадьин Александр Владимирович

Доцент каф. радиоэлектроники РФФ НИ ТГУ  
Эл. почта: thzlab@mail.ru

### Пидотова Диана Андреевна

Студентка РФФ НИ ТГУ  
Эл. почта: diana.nov.15@mail.ru

### Фильченко Даниил Игоревич

Студент РФФ НИ ТГУ  
Эл. почта: Filchenko-Daniil@yandex.ru

О.В. Калашникова

## Разработка системы многофункциональных устройств автоматизированного управления помещениями

Системы автоматизированного управления помещениями развиваются, становятся все более популярными, но существующие решения обладают определенными недостатками, что не позволяет им стать повсеместными и доступными для всех потенциальных потребителей. В данном исследовании представлены концепция и аспекты по реализации более многофункциональной системы, интегрирующей все важнейшие элементы: датчики, камеры, приборы воспроизведения аудио и планшетный компьютер.

**Ключевые слова:** автоматизированное управление помещениями, безопасность, «умный дом», датчики, видеонаблюдение.

Безопасность является неотъемлемым аспектом жизнедеятельности человека, общества, бизнеса и государства. В Государственной программе Национальной технологической инициативы (НТИ) имеется важнейший раздел «Сэйфнет» [1] – рынок новых персональных систем безопасности, включающий устройства для обеспечения безопасности, безопасность сетей и платформ управления, безопасные и защищенные компьютерные технологии, безопасность информационных и киберфизических систем.

Одними из ключевых сегментов отрасли Сэйфнет являются устройства, применяемые для обеспечения безопасности (датчики, камеры видеонаблюдения с минимальной программной компонентой и т.д.) и прикладные системы для решения задач безопасности (система биометрического контроля и аутентификации). По итогам 2017 г. объем рынка технических средств безопасности (ТСБ), включая видеонаблюдение, оповещения и управления доступом, в России составил приблизительно 70 млрд. руб. с учетом всех государственных тендеров и коммерческих закупок [2]. Но несмотря на рост продаж подобной оборудования, по-прежнему существуют проблемы возникновения аварий как на производственных объектах, в офисах, так и жилых помещениях. Если на предприятия могут оказать влияние регламентирующие документы и правовые акты, современные тенденции и возможность экономии, то внедрить элементы автоматизации в квартиры и частные дома намного сложнее. В 2018 г., по данным МЧС, в России произошло более 110 тыс. пожаров [3]. По статистике сайта ГУ МВД по Красноярскому краю за аналогичный период были зарегистрированы 222 квартирные кражи [4]. Решения этих и многих других проблем существуют, но имеют определенные недостатки: проводные системы являются дорогими, сложными в установке и эксплуатации, а отдельные беспроводные устройства пользователь не всегда может самостоятельно корректно настроить. При этом продукты отдельных фирм не совместимы между собой. Но подобные решения изживают себя: в 2019 г. компания Lowe's прекратила производство устройств для «умного дома» серии Iris.

В данной статье приводится описание концепции и аспектов технологической реализации ком-

плексной системы автоматизации, обладающей преимуществами проводных и беспроводных систем, но лишенных недостатков, интегрирующей компьютер, видеонаблюдение, аудиосопровождение и важнейшие элементы автоматизации.

### Описание концепции системы

Типовой комплект системы включает:

1. Управляющий планшетный компьютер.
2. Устройства для жилых помещений, интегрирующие в одном корпусе камеру видеонаблюдения, динамик для воспроизведения музыки и оповещений, микрофон для голосового управления, датчики движения, температуры, влажности, дыма, освещенности.
3. Устройства для помещений с водоснабжением, включающие датчики протечек воды.
4. Элементы управления осветительными приборами (выключатели).
5. Приборы управления электропитанием бытовой техники.
6. Прибор контроля доступа со сканером отпечатков пальцев и NFC.

Пользователю моментально будут поступать оповещения об аварии (задымлении, протечке воды) или незаконном проникновении. При этом человек сможет самостоятельно следить за происходящим с помощью видеонаблюдения и контролировать вход в помещение.

Для питания будут использоваться не простые элементы питания, а перезаряжаемые аккумуляторы: устройства можно подключать к сети постоянно либо периодически подзаряжать.

Каждый клиент сможет самостоятельно выбрать желаемое количество устройств в зависимости от количества комнат. Настройка параметров будет осуществляться при производстве, что упростит эксплуатацию и сократит вероятность ошибок в работе.

### Отличительные особенности и преимущества решения

В отличие от систем автоматизации на основе проводной передачи данных, данное решение не требует проведения ремонтных работ, дополнительной проводки и программирования сценариев работы. Элементы управления электропитанием будут встраиваться в уже имеющиеся розетки, а элементы

управления освещением по габаритам сопоставимы с обычными выключателями. Стоимость элементов мультимедиа (аудиовизуального сопровождения) в разрабатываемой системе будет ниже аналогов.

В существующих беспроводных системах каждое устройство (датчик, камера, контроллер, осветительные приборы) приобретается и настраивается отдельно. Каждое устройство использует обычный элемент питания, поэтому требует периодической замены. Аудиосопровождение представлено «умными колонками», которые требуют дополнительной синхронизации с другими устройствами, при этом совместимы с продукцией ограниченного количества производителей. В разрабатываемой системе аккумуляторные элементы упростят процесс эксплуатации. Интеграция всех важнейших элементов в одном корпусе упростит процесс производства и эксплуатации, а также снизит расходы как для производителя, так и для потребителя. Основные настройки и сценарии будет задаваться при производстве, поэтому пользователю нужно будет только подключить устройства к сети, что снизить риск ошибки.

Управляющий контроллер в существующих беспроводных системах обычно представляет собой прибор неизвестного для потребителя назначения, который получает всю информацию с датчиков и отправляет команды. В данном решении управлять периферийными приборами будет полноценный планшетный компьютер с сенсорным дисплеем и ОС Windows 10, следовательно, более многофункциональный гаджет. Применение такого решения позволит отказаться от использования корпоративного облака, сторонних служб или серверов, а хранить всю информацию именно на планшете. Это снизит влияние человеческого фактора по обработке данных и обслуживания серверов, следовательно, позволит увеличить информационную безопасность.

#### Режимы работы и функции

Предполагается 2 основных режима работы системы:

- 1) пользователь находится в помещении;
- 2) пользователь находится за пределами помещения.

Когда пользователь заходит в квартиру, дом или офис, необходимо пройти процедуру идентификации с помощью сканера отпечатка пальцев или метки NFC на смартфоне, которые встроены в прибор контроля доступа у входа. После этого устройства системы будут работать в соответствующем режиме: при фиксации появления человека в комнате в темное время будет включаться освещение, при изменении температуры свыше допустимых пределов будет подаваться питание к кондиционеру или обогревателю. Пользователь сможет включить или выключить с помощью смартфона или управляющего планшета освещение, питание какого-либо предмета бытовой техники, подключенного к элементу питания из системы автоматизации, а также проверить изображение с камер видеонаблюдения. Музыка и оповещения будут воспроизводиться именно в той зоне, где находится пользователь.

Когда человек уходит из дома или офиса, с помощью нажатия одной кнопки на приборе контроля доступа можно автоматически отключить все освещение и электропитание, активируется 2-й режим. В случае фиксации задымления или протечки воды пользователю поступит оповещение об аварии. Если будет зафиксировано движение, но процедура идентификации не будет пройдена, то пользователю будет отправлено оповещение о незаконном проникновении и изображение с камеры видеонаблюдения.

#### Аспекты технологической и программной реализации решения

Основу управляющего планшета составляет одноплатный компьютер LattePanda, имеющий следующие характеристики:

- 1) четырёхъядерный процессор Intel Cherry Trail Z8350 с частотой 1,8 ГГц;
- 2) 2 Гб ОЗУ DDR3L и 32 Гб постоянной памяти;
- 3) графический ускоритель Intel HD Graphics, 12 EUs с частотой 200–500 МГц;
- 4) один порт USB 3.0 и 2 порта USB 2.0;
- 5) WiFi и Bluetooth 4.0;
- 6) встроенный сопроцессор Arduino ATmega32u4 (Leonardo);
- 7) мультимедийные порты HDMI и MIPI-DSI;
- 8) поддержка 100Mbps Ethernet;
- 9) порты GPIO: 6 GPIO от основного процессора; 20 GPIO от процессора Arduino Leonardo; 6 «Plug and play» коннекторов для датчиков серии Gravity;
- 10) питание: 5 В/2 А;
- 11) размер: 88×70 мм.

К плате с помощью шлейфов FPC на 40 и 10 Pin подключаются IPS-дисплей диагональю 7 дюймов и разрешением 1024×600 пикселей и тачскрин. Для питания используется плата с контроллером напряжения на 5 В и два аккумулятора 18650 емкостью 4400 мА×ч. Для воспроизведения звука выбраны усилитель класса D и динамики. Фотография управляющего устройства без корпуса представлена на рис. 1.



Рис. 1. Управляющий планшет

В качестве аппаратной основы всех периферийных устройств выступают модификации микроконтроллера ESP32. Для питания применяются модули с контроллерами напряжения на 3,3 В и аккумуляторы 18650.

Устройство для жилых помещений включает:

- 1) камеру OV2640 с разрешением 2 МР с возможностью распознавания лиц;
- 2) bluetooth-усилитель звука ТРА3116 с микрофоном и двумя динамиками, что позволяет воспроизводить музыку с помощью смартфона, принимать голосовые команды и, следовательно, делает подобное устройство более многофункциональным аналогом «умных колонок»;
- 3) датчик температуры и влажности DTH22 с диапазоном измерения температуры  $-40\text{ }^{\circ}\text{C} \dots +80\text{ }^{\circ}\text{C}$ , влажности – 0–100%;
- 4) датчик освещенности GL5528;
- 5) датчик дыма MQ-2;
- 6) 5 инфракрасных пирозлектрических датчиков движения HC-SR501 с регулировкой задержки от 10 с до 2 мин, что позволяет фиксировать движение в более широком диапазоне;
- 7) модуль из 16 адресуемых светодиодов для дополнительной подсветки и визуализации аварии;
- 8) емкостный датчик (сенсорная кнопка) для включения/выключения звука и подсветки.

Модули управления освещением и электропитанием состоят из следующих элементов:

- 1) реле;
- 2) импульсный преобразователь напряжения до 3,3 В.

Прибор контроля доступа объединяет:

- 1) сканер отпечатков пальцев FPM10A;
- 2) сканер RFID/NFC;
- 3) емкостный датчик (сенсорная кнопка) для включения освещения и бытовой техники при выходе.

С помощью программ КОМПАС-3D и SketchUp созданы 3D-модели корпусов устройств. Они в дальнейшем будут использованы для печати на 3D-принтере. Предполагается использовать материал PETG, поскольку он является наиболее прочным, экологически чистым, наименее деформируемым и удобным при производстве (не требуется наличие специальной нагревательной площадки).

Большое значение имеет программная составляющая для отображения всех показателей среды в помещении. Были рассмотрены варианты создания десктопного (настольного компьютерного) приложения, приложения для смартфона, кроссплатформенного приложения и веб-приложения, также изучена возможность реализации хаба с помощью облачной системы Microsoft Azure и средства отображения статистики Power BI. Универсальным решением является создание веб-приложения, которое может работать на устройстве с любой операционной системой и не требует специальных установочных средств.

Программная составляющая подразумевает:

1. На периферийных устройствах: приложение для считывания показаний с датчиков и отправки в

базу данных, разработанное с помощью платформы ESP-IDF.

2. На управляющем устройстве:

- а) база данных MySQL для хранения показаний;
- б) программа записи показаний в базу данных и считывания из базы данных – хаб, созданный на языке C# с помощью интегрированной среды программирования Visual Studio 2017;

в) программа управления: формирование и отправка команд периферийным устройствам в зависимости от показаний датчиков или полученных команд от пользователя.

3. Веб-приложение, созданное с помощью платформы ASP.Net, которое позволяет контролировать показания датчиков удаленно, из любой точки мира при наличии интернет-соединения. Пример работы Веб-приложения с показаниями датчиков температуры, освещенности, плотности воздуха (дыма) представлен на рис. 2.

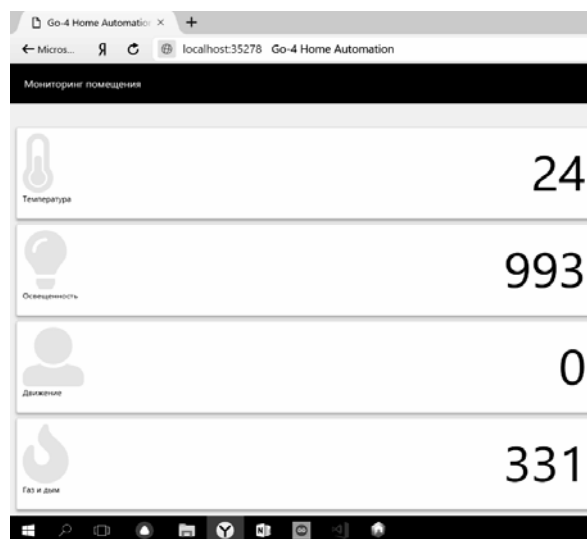


Рис. 2. Интерфейс приложения

### Заключение

С увеличением количества устройств увеличивается количество подключений и возрастает риск возникновения сбоев и взломов. В ходе исследования подготовлен образец системы многофункциональных устройств, в котором множество мультимедийных элементов и элементов автоматизации интегрируются в конечные приборы, что упрощает процессы производства и эксплуатации, а также снижает расходы.

Такое решение обеспечит пользователям комфорт, безопасность и экономию, при этом является более простым и доступным, чем существующие проводные и беспроводные системы «умного дома», и более многофункциональными, нежели «мные колонки».

Распространение такого решения может стать толчком для формирования новых трендов, новой культуры деятельности, увеличения значимости фактора безопасности за счет использования в качестве основы компьютера с распространенной операционной системой. С учетом потенциально широко-

го спектра применения система может стать связывающим элементом нынешнего состояния и новой цифровой экономики, поскольку будучи частью рынка Сэйфнет комплекс может быть использован в развитии других рынков НТИ: Технет, Хелснет, Эдунет и напрямую влияет на сквозные технологии НТИ.

#### Литература

1. Сэйфнет – национальная технологическая инициатива [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.nti2035.ru/markets/safenet>, свободный (дата обращения: 10.09.2019).

2. Российский рынок систем безопасности 2017–2022. Оценка и прогнозы [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://lib.secuteck.ru/articles2/ohr\\_sys/rossiyskiy-rynok-sistem-bezopasnosti-otsenka-i-prognozy](http://lib.secuteck.ru/articles2/ohr_sys/rossiyskiy-rynok-sistem-bezopasnosti-otsenka-i-prognozy), свободный (дата обращения: 10.09.2019).

3. В России в 2018 году при пожарах погибло более 300 детей [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://tass.ru/obschestvo/5807450>, свободный (дата обращения: 10.09.2019).

4. Статистика и аналитика. ГУ МВД по Красноярскому краю [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [https://24.xn--b1aew.xn--p1ai/slujba/Statistika\\_i\\_analitika](https://24.xn--b1aew.xn--p1ai/slujba/Statistika_i_analitika), свободный (дата обращения: 10.09.2019).

5. LattePanda 2Gb/32Gb [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.lattepanda.com/products/1.html>, свободный (дата обращения: 10.09.2019).

6. Интернет вещей, IoT, M2M [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [www.tadviser.ru/index.php/](http://www.tadviser.ru/index.php/) Статья: Интернет вещей, IoT, M2M (мировой рынок), свободный (дата обращения: 10.09.2019).

#### Калашникова Ольга Викторовна

Магистрант Сибирского федерального университета (СФУ)  
Эл. почта: [kalashqk@gmail.com](mailto:kalashqk@gmail.com)

УДК 621.372

Г.А. Малютин

## Экспериментальные характеристики расщепленных полосковых линий

Рассмотрены расщепленные полосковые линии (РСПЛ), образованные разделением полоскового проводника на две части продольной прорезью. Экспериментально исследованы частотные характеристики различных схем включения частей РСПЛ и введенной дополнительной управляющей полоски, имеющей сильную электромагнитную связь с частями РСПЛ.

**Ключевые слова:** РСПЛ, электромагнитная связь.

Проектирование СВЧ-устройств различного функционального назначения существенно упрощается, если есть возможность применить эквивалент полосковых линий с изменяемыми параметрами. Можно выделить два основных приема изменения параметров полосковых линий передачи. Первый прием состоит в управлении параметрами диэлектрической [1–5], магнитной или мантио-диэлектрической среды. Второй вариант управления реализуется внесением сосредоточенных неоднородностей, приводящим к изменению параметров в определенной полосе частот, поскольку при этом неизбежно образуются резонансные колебания и получается селективная цепь [3]. В качестве сосредоточенных управляемых неоднородностей используются емкости сегнетоэлектрических конденсаторов, варикапов. Сами передающие линии при включении в них сосредоточенных элементов не изменяют свои параметры, а эффект регулирования параметров схемы образуется вследствие наложения падающих и отраженных от неоднородностей волн.

В работе [6] было показано изменение параметров в управляемых секциях связанных полосковых линий, получены выражения для расчета частотных

характеристик управляемых секций при вариации сопротивления регулирующего элемента. При этом секция рассматривается как полосковая линия с изменяемым характеристическим сопротивлением и изменяемым коэффициентом распространения, если диэлектрическое заполнение структуры неоднородно в поперечном сечении.

В настоящей работе рассматриваются расщепленные полосковые линии (РСПЛ), которые образуются разделением токонесущего проводника продольной прорезью на две равные части. Была поставлена задача исследования частотных свойств РСПЛ при введении дополнительного полоскового проводника.

#### Частотные характеристики звеньев РСПЛ

Проведены экспериментальные исследования нескольких схем включения проводников РСПЛ, показанных на рис. 1–5. Эквивалентные схемы показанных звеньев включают полоски 1 и 2, нагрузки на входе и выходе  $Z_{H1}$ ,  $Z_{H2}$  и источник ЭДС  $E$ . В схемы рис. 2, 3, 5 и 6 введены дополнительные полоски 3, имеющие сильную электромагнитную связь с полосками 1 и 2.

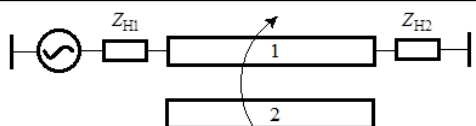


Рис. 1. Отрезок расщепленной полосковой линии, в которой вторая полоска находится в режиме холостого хода

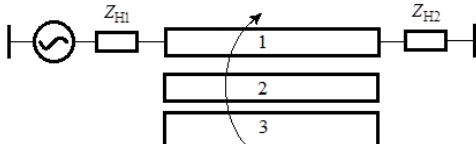


Рис. 2. Отрезок расщепленной полосковой линии с введенной полоской 3, имеющей сильную электромагнитную связь с полосками 1 и 2

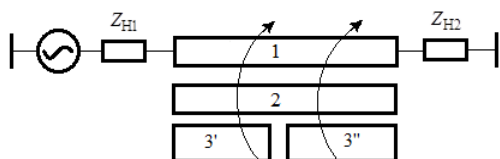


Рис. 3. Отрезок расщепленной полосковой линии, введена полоска 3, имеющая сильную электромагнитную связь с полосками 1 и 2 и разделенная поперечной прорезью на 2 части – 3' и 3''

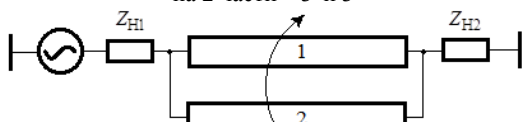


Рис. 4. Отрезок расщепленной полосковой линии, полоски 1 и 2 соединены параллельно

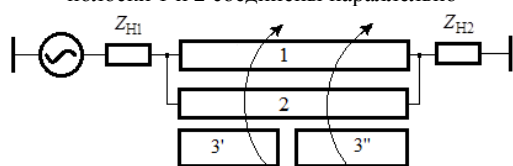


Рис. 5. Отрезок расщепленной полосковой линии, полоски соединены параллельно и введена третья полоска, связанная с первой и второй полосками

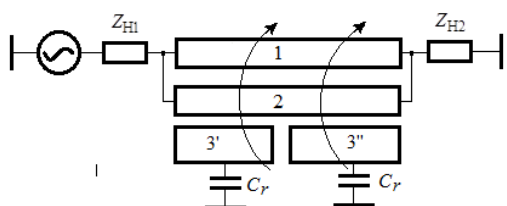


Рис. 6. Отрезок расщепленной полосковой линии с подстройкой параметров сосредоточенными элементами с емкостью  $C_r$

Полоски 1 и 2 на схемах представляют собой две связанные линии, в которых распространяются квази-Т-волны синфазного и противофазного типа [7], несмотря на то, что их возбуждение в точке включения ЭДС близко к синфазному (четному). В общем случае эти волны имеют разные фазовые скорости, поэтому в отрезке РСПЛ наблюдается интерференция падающих и отраженных волн.

Был изготовлен макет РСПЛ с размерами поперечного сечения РСПЛ, показанными на рис. 7. Взятые следующие размеры:  $W = 1,1$  мм,  $D = 1$  мм,  $h = 1,5$  мм,  $A = 10$  мм,  $B = 4$  мм,  $\epsilon_1 = 4,5$ ,  $\epsilon_2 = 1,0$ . Расчет матриц погонных емкостей  $C$  и индуктивно-

стей  $L$  методом сеток [8] дал такие значения элементов  $C$  и  $L$ :  $C_{11} = C_{22} = 90,497$  пФ/м,  $C_{12} = C_{21} = -4,545$  пФ/м,  $L_{11} = L_{22} = 0,375$  мкГн/м,  $L_{12} = L_{21} = 0,107$  мкГн/м.

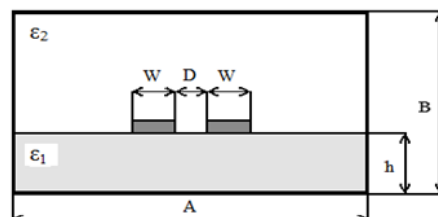


Рис. 7. Конструкция поперечного сечения РСПЛ (полоски 1 и 2)

На рис. 8 показаны теоретически [9] и экспериментально полученные в данной работе зависимости вносимых и возвратных потерь схемы рис. 1 от отношения длины отрезка к длине волны воздействующего сигнала в свободном пространстве. Зависимости  $S_{11}$  и  $S_{21}$  от  $l/\lambda$  показывают, что в ограниченном частотном диапазоне отрезок РСПЛ по схеме рис. 1 согласуется по уровню возвратных потерь  $-10$  дБ и вносит потери меньше 1 дБ.

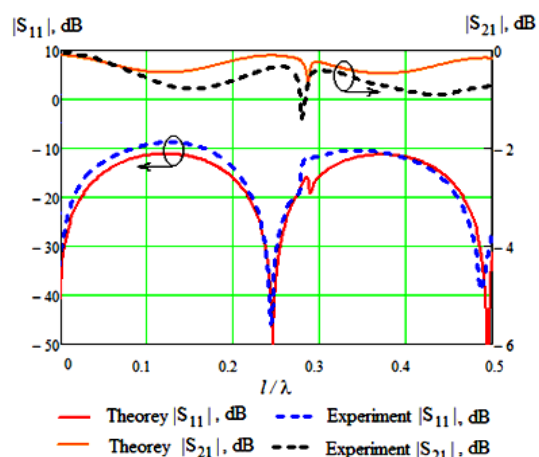


Рис. 8. Теоретические и экспериментальные зависимости вносимых и возвратных потерь от резка РСПЛ (см. схему на рис. 1) от отношения длины отрезка к длине волны воздействующего сигнала в свободном пространстве

Был проведен эксперимент по улучшению характеристик звена по рис. 1 путем введения дополнительной полоски 3 (см. рис. 2), имеющей лицевую связь с полосками 1 и 2. Конструкция поперечного сечения полосковой структуры показана на рис. 9. Измерено влияние на вносимые потери введенной полоски 3 (см. схему на рис. 2) и ее разделение на две части поперечной прорезью (см. схему на рис. 3). Результаты измерений показаны на рис. 10. Сравнение зависимостей  $S_{21}(l/\lambda)$  показывает уменьшение вносимых потерь вследствие введения полоски 3 и ее сегментации.

Расчет и экспериментальные измерения схемы (см. рис. 4) показали, что частотная характеристика отрезка РСПЛ при параллельном включении полосок 1 и 2 имеет ярко выраженные резонансы при отношении длины отрезка  $l$  к длине волны  $\lambda$  воздействующего сигнала в свободном пространстве при  $l/\lambda = 0,13$  и  $l/\lambda = 0,40$  в диапазоне изменения



$l/\lambda = 0 \dots 0,5$  (рис. 11). Данный результат оказался неожиданным, так как полоски 1 и 2 на схеме возбуждаются синфазно в точке включения источника сигнала, а связь между ними достаточно мала. Рисунок 11 иллюстрирует изменение частотной зависимости вносимых и возвратных потерь при переходе от полосковой структуры рис. 1 (эксперимент 1) к структуре рис. 9 и схеме включения проводников (см. рис. 5, эксперимент 2). Мы наблюдаем исчезновение резонансов и значительное уменьшение возвратных потерь.

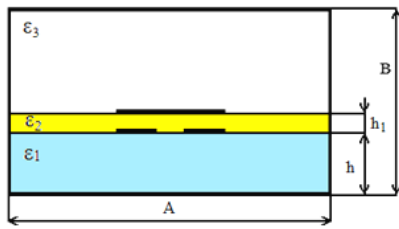


Рис. 9. Поперечное сечение РСПЛ с дополнительной полоской

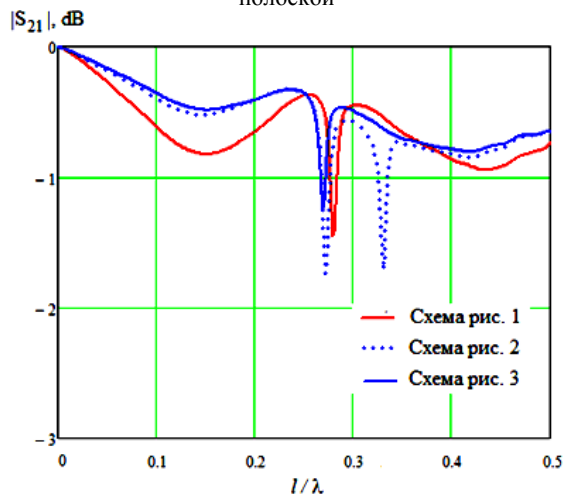


Рис. 10. Экспериментальные зависимости вносимых потерь отрезка расщепленной полосковой линии (см. схемы включения на рис. 1–3) от отношения длины отрезка к длине волны воздействующего сигнала в свободном пространстве

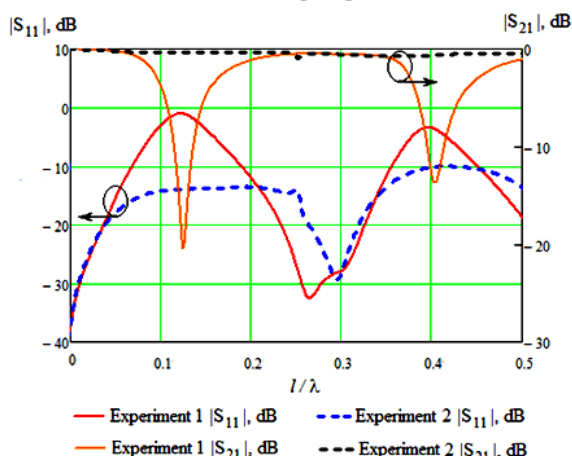


Рис. 11. Экспериментальные зависимости вносимых и возвратных потерь отрезка РСПЛ (см. схему включения рис. 4 – эксперимент 1, рис. 5 – эксперимент 2) от отношения длины отрезка к длине волны воздействующего сигнала в свободном пространстве

Рисунок 12 отражает зависимость вносимого фазового сдвига для схем рис. 4 и 5. Следует отметить, что фазовый сдвиг  $\arg(S_{21}) \rightarrow 90^\circ$  при  $l/\lambda \rightarrow 0$  в отличие от равенства фазового сдвига нулю при  $l/\lambda \rightarrow 0$  в одиночной полосковой линии с Т-волной.

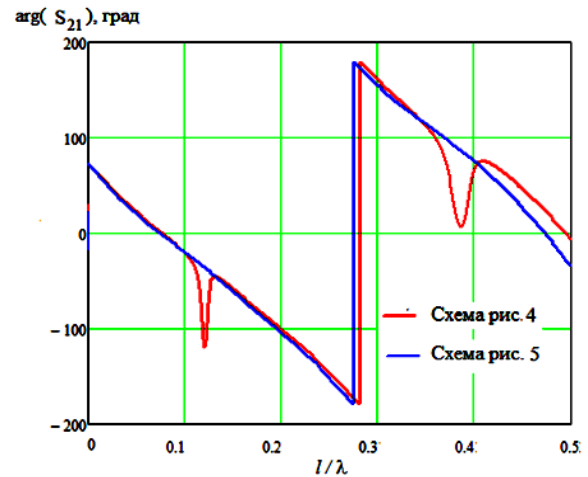


Рис. 12. Зависимость вносимого фазового сдвига отрезка РСПЛ

### Обсуждение

Полученные результаты показывают, что в установленном ограниченном диапазоне отношения длины к длине волны воздействующего сигнала в свободном пространстве  $l/\lambda$  имеют достаточно низкие вносимые потери (примерно 0,5 дБ). При этом в звеньях со схемой включения полосок по рис. 1–3 присутствует полоска 2, полностью развязанная по постоянному току с полоской 1, но участвует в передаче мощности СВЧ-колебаний.

Целесообразно применение отрезков РСПЛ в устройствах, в которых необходим эквивалент линии передачи с изменяемым характеристическим сопротивлением, например в трансформаторах импеданса. Рассмотренные варианты звеньев на основе полосковой структуры с дополнительной полоской (см. рис. 9), как это видно из сопоставления частотных характеристик (см. рис. 11), представляют эквивалент связанных линий с изменяемым коэффициентом связи по электрическому полю (по емкости), что может быть полезным свойством при проектировании направленных ответвителей и фильтров различных типов.

### Заключение

Экспериментально исследованы конструкции расщепленных полосковых линий, позволяющие проектировать различные устройства на основе эквивалента линий передачи с изменяемыми характеристическим сопротивлением и коэффициентом связи между линиями.

Экспериментальные результаты получены с использованием оборудования ЦКП «Импульс» при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ по соглашению 075-15-2019-1644, идентификатор проекта RFMEFI62119X0029.

## Литература

1. Belyaev B.A. Physical principles of the design of electrically controllable microstrip devices / B.A. Belyaev, A.A. Leksikov, V.F. Shabanov, A.M. Serzhantov // Russian Physics Journal. – 2008. – Vol. 51, № 9. – P. 919–929.
2. Serzhantov A.M., Lemberg K.V. Investigation of a liquid crystal tunable phase shifter / 20th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology. – Sevastopol, Crimea, 2010. – P. 702–703.
3. Pleskachev V.V., Vendik I.B. Tunable microwave filters based on ferroelectric capacitors // 13th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, 2003. CriMiCo–2003. – 2003. – P. 468–470.
4. Makoto Tsutsumi, Kensuke Okubo. Effect of stubs on ferrite microstrip line magnetized to wave propagation // Asia Pacific Microwave Conference. – 2009. – P. 1234–1237.
5. Moussavou A.-G., Sauleau, R., Mahdjoubi, K. et al. Study of planar transmission lines printed on a ferroelectric thin Film: Optimum tunability and figure of merit // 2006 First European Conference on Antennas and Propagation. DOI:10.1109/eucap.2006.4585018
6. Vorob'ev P.A., Malyutin N.D., Federov V.N. Quasi-T-waves in devices using coupled strip lines with unbalanced electromagnetic coupling // Radio Engineering and Electronic Physics. – 1982. – Vol. 27, № 9. – P. 38–44.
7. Zysman G.I., Jonson A.K. Coupled transmission line networks in an inhomogeneous dielectric medium // IEEE Trans, on MTT. – 1969. – Vol. MTT-17, № 10. – P. 753–759.
8. Vincent F. Fusco. Microwave circuits. Analysis and Computer Design. – Prentice-Hall International (UK) Ltd, 1987.
9. Малютин Н.Д., Малютин А.Н., Федоров В.Н. Расщепленные полосковые линии с подстраиваемыми параметрами и устройства на их основе: матер. 29-й Международ. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», 8–12 сентября 2019 г. – Севастополь. В печати.

**Малютин Георгий Александрович**  
Студент каф. КУДР ТУСУРа  
Эл. почта: mg.mageorge@yandex.ru

УДК 53.043

**С.Г. Еханин, Ю.Э. Орлова, Д.Ю. Попов**

## Исследование взаимного влияния запутанных электронных состояний в ионных ловушках кристаллов NaCl

Эксперименты были выполнены с несколькими пространственно разделенными частями (чипами) кристалла NaCl. Чипы из искусственно выращенного нелегированного кристалла хлорида натрия были облучены гамма-излучением на медицинской кобальтовой пушке одновременно и совместно с целью создания запутанных электронных состояний в ионных ловушках (центрах окрашивания). Производилось фотостимулированное обесцвечивание master-образца, удаленного на 5 м от двух slave-образцов (запутанных с первым), у которых измерялись электропроводность и спектр поглощения. Показано, что воздействие света и электрического поля совместно на два дистанционно разнесенных образца кристалла NaCl, содержащего запутанные электронные состояния, вследствие взаимного их влияния, вызывает суммарный отклик в третьем образце.

**Ключевые слова:** квантовое запутывание, переключение запутанного состояния, центры окраски, наведенная электропроводность, фотостимулированное обесцвечивание, квантовые телекоммуникации.

Эксперименты по квантовой запутанности в твердых телах, описываемые в статье [1], были выполнены с пространственно разделенными запутанными TLD-кристаллами (кристаллами для термолюминесцентной дозиметрии), находящимися в Батон-Руж, Луизиана (США), и Живарлэ (Франция) на расстоянии 8182 км.

В работах [2, 3] была использована идея квантовой запутанности электронных состояний в ионных ловушках щелочно-галогидных кристаллов, как и в статье [1], но вместо метода термовысвечивания использовались методы термообесцвечивания и термостимулированных токов.

Данная работа является продолжением исследований [2, 3] с использованием электронных ловушек в кристалле NaCl (одном из представителей щелочно-галогидных кристаллов) при реализации переключения запутывания частиц в гамма-лучах так же, как и в [1]. В статьях [2, 3] каждый метод

реализовывался отдельно, так как вызывало опасение наличие факта взаимного влияния master- и slave-образцов друг на друга. Представляет значительный научный интерес одновременная реализация этих двух методов.

### Методика исследования

Три образца размерами 30×20×5 мм выкалывались из одного монокристаллического слитка кристалла NaCl.

Перед экспериментами образцы подвергались экспонированию под гамма-излучением кобальтовой пушки в лаборатории НИИПП г. Томска. Суммарная доза, полученная каждым образцом, равна  $10^5$  рад.

Известно, что под воздействием гамма-излучения в кристалле NaCl возникают радиационные дефекты, представляющие собой нарушения в ионной и электронной подсистемах кристаллической решетки [2, 3], в результате чего в кристалле возникают электронные центры окраски. Эти центры придают

кристаллу коричневую окраску. Наибольшей концентрации достигают так называемые F-центры, представляющие собой электроны, локализованные вблизи анионной вакансии [2, 3].

Поскольку при гамма-облучении образцов кристалла возникают запутанные электронные состояния [1], то следует ожидать, что их запутанность сохранится и при захвате на электронные ловушки, т.е. некоторая часть F-центров будет представлять собой захваченные запутанные электроны.

На рис. 1 представлена схема эксперимента по исследованию взаимного влияния дистанционно разнесенных master- и slave-образцов при одновременном воздействии на них неких физических факторов. При воздействии света лампы накаливания на master-образец происходит фото- и термоионизация центров окраски (F2-центров).

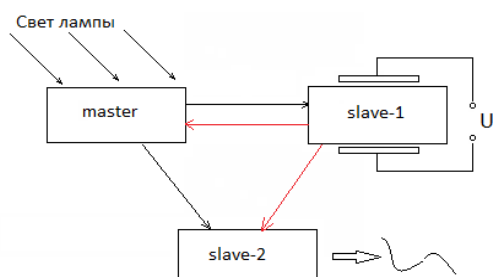


Рис. 1. Структурная схема эксперимента

Освободившиеся электроны вносят вклад в собственную электропроводность кристалла NaCl, вызывая некоторое уменьшение сопротивления master-образца и увеличение коэффициента пропускания его в некоторой спектральной области.

Такие явления, проходящие в master-образце благодаря квантовой запутанности некоторых электронов, имеющих в master- и slave-образцах, должны вызывать схожие процессы и в slave-образцах.

Одновременно с воздействием света на master-образец осуществлялась подача напряжения на slave1-образец и измерение спектральной характеристики коэффициента пропускания slave2-образца.



Рис. 2. Спектральные характеристики коэффициента пропускания slave2-образца до и после воздействия света на master-образец и электрического поля на slave1-образец

Как видно из рис. 2, в красной области спектра (в полосе поглощения F2-центров) наблюдается увеличение коэффициента пропускания, т.е. проис-

ходит их разрушение. В синей области спектра, наоборот, наблюдается увеличение коэффициента поглощения, т.е. происходит увеличение концентрации F-центров (не так, как ожидалось). Ожидалось, что при освещении master-образца лампой накаливания концентрация F-центров практически не должна измениться или незначительно уменьшиться в связи с тем, что в спектре лампы накаливания интенсивность синей составляющей значительно меньше, чем красной и инфракрасной.

По-видимому, вследствие наличия взаимного влияния квантово-запутанных электронных состояний образцов slave1-образец, к которому приложено напряжение 100 В, дистанционно влияет на другие электронные состояния образцов: master- и slave2-образец (на рис. 1 эти связи показаны красными линиями). Вследствие этого ионизованные F2-центры разрушаются, а их составляющие (электроны и анионные вакансии) уносятся «наведенным» электрическим полем от их первоначального местоположения. Следовательно, после разрушения F2-центра (две анионные вакансии, захватившие два электрона) на его месте остается F-центр (одна анионная вакансия, захватившая электрон). Вследствие таких процессов и наблюдаются особенности изменения спектра пропускания slave2-образца (см. рис. 2).

#### Описание физических процессов при измерении электропроводности

Почему при облучении светом master-чипа получается изменение электропроводности в slave-чипе, который не освещается и удален от master-чипа на расстояние 5 м?

Перед экспериментом slave-образцы и master-образец были облучены источником гамма-излучения, производящим последовательно некоторое количество пар запутанных фотонов (гамма-квантов).

При этом запутанные фотоны гамма-излучения передают свою запутанность (entanglement swapping [1]) захваченным ловушками электронам (F-центрам). Таким образом, три чипа содержат большое количество запутанных захваченных электронов, которые энергетически метастабильны. Некоторая часть (приблизительно одна треть [1]) запутанных электронных состояний состоит из одного электрона, захваченного в одном чипе, и одного электрона, захваченного в другом чипе, образуя много квантовых связей между двумя чипами.

Каждая группа запутанности состоит из квантовой системы только двух пойманных в ловушки электронов. Поэтому декогеренция таких квантовых систем очень низкая, так как нет коллективного запутывания [1].

Рассмотрим структуру центра окраски, состоящего из двух анионных вакансий (вакансий хлора) и одного электрона (рис. 3).

Запутанные электроны легко принимаются таким центром, так как он имеет избыточный положительный заряд. Кроме того, такие электроны не имеют вращения, так как они находятся в состоянии суперпозиции.

Таким образом, создается двухэлектронный центр окраски (F2-центр), в котором один электрон находится в запутанном состоянии. Практически он ничем не отличается от обыкновенного F2-центра и может участвовать в процессах термолюминесценции, термо- и фотостимулированной электропроводности.

Во время экспериментов по измерению электропроводности master-чип освещается светом (фотостимуляция), в нем происходит разрушение центров окраски (обесцвечивание), появляются свободные электроны, которые увеличивают электропроводность master-образца.

При этом следует иметь в виду, что если в master-чипе освобождается запутанный электрон, то происходит нарушение суперпозиции (декогеренция) и его близнеца в slave-образце. То есть два запутанных электрона декогерируют одновременно.

При декогеренции электрон в slave-образце приобретает спин минус 1/2 или плюс 1/2 с вероятностью 50%.

После коллапса орбитальные конфигурации электронов в F2-центре могут измениться [4]. Когда вращение коллапсирующего электрона противоположно другому электрону, конфигурация стабильна, так как принцип Паули не нарушается.

Если вращение не противоположно вращению другого электрона, то, согласно принципу Паули, электрон выбрасывается из орбитали и становится свободным, увеличивая электропроводность slave-образца.

На рис. 3 показана структура F- и F2-центра до (а) и после воздействия светом (б) на slave-образец.

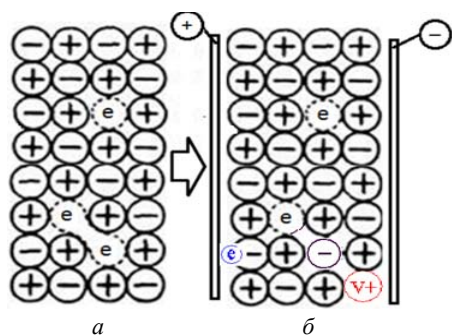


Рис. 3. Структура F- и F2-центра до (а) и после воздействия светом и электрическим полем (б) на slave-образец

На рис. 3 показано, что после воздействия светом и электрическим полем коллапсирующий электрон в случае несоблюдения принципа Паули покидает центры окраски и уносится электрическим полем к аноду, а вакансия имеет возможность осуществлять движения к катоду. Очевидно, такие процессы приводят к увеличению электропроводности slave-образца и образованию дополнительного F-центра, что мы и наблюдали в эксперименте по дистанционному влиянию квантовых связей между запутанными электронами на электропроводность кристалла NaCl.

### Описание физических процессов при взаимном влиянии квантово-запутанных электронных состояний в нескольких кристаллах NaCl

Рассмотрим систему из трех чип-кристаллов NaCl (рис. 4), которые облучались совместно гамма-лучами и в которых созданы квантово-запутанные электронные состояния. При рассмотрении такой системы следует иметь в виду, что квантовая запутанность наблюдается только между двумя электронами.

Рассмотрим F2-центр в slave1-образце. Предположим, один электрон запутан с электроном из F2-центра master-образца (связь «а»).

Возьмем еще одну пару запутанных электронов. При этом один запутанный электрон находится в slave1-образце, а второй в F2-центре slave2-образца (связь «в»).

В третьей паре запутанных электронов один находится в master-образце, а второй в slave2-образце (связь «б»).

При воздействии светом на master-образец в полосе поглощения F2-центров (лампа накаливания), происходит декогеренция электронов в master- и slave2-образце (связь «б»), в результате чего электрон в slave2-образце приобретает спин. Поскольку на slave1-образец подается электрическое поле и происходит поляризация электронного смещения, запутанный электрон (связь «в») в slave2-образце приобретает эллипсоидную орбиту и связь с вакансией становится слабее. Учитывая тот факт, что при декогеренции электрона, связанного с master-образцом, F2-центр (связь «б») возбуждается, то электрон с эллипсоидной орбиты может покинуть F2-центр в slave2-образце.

Таким образом, F2-центр в slave2-образце превращается в F-центр (см. рис. 3, б), что и наблюдается в эксперименте с одновременным воздействием света на master-образец и электрического поля на slave1-образец.

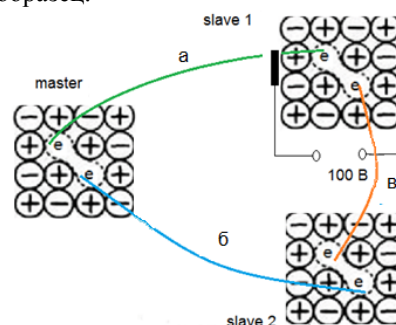


Рис. 4. Взаимное влияние квантово-запутанных электронных состояний в нескольких кристаллах NaCl

В качестве подтверждения данного механизма можно привести следующий экспериментальный факт.

При взаимодействии двух чипов master и slave в экспериментах по исследованию влияния квантовой запутанности электронных состояний на электропроводность было замечено, что после воздействия солнечного света на master-образец и электриче-

ского поля на slave1-образец была замечена его аномальная окрашенность (рис. 5).



Рис. 5. Окрашенность master- и slave-образца при измерении электропроводности при воздействии солнечного света на master-образец

Как видно из рисунка, там, где находился прижимной электрод (было приложено электрическое поле), окрашенность более темная. Очевидно, это связано с тем, что часть F2-центров в slave-образце в том месте, где существовало электрическое поле, при разрушении превращалась в F-центры.

#### Заключение

По-видимому, вследствие наличия взаимного влияния квантово-запутанных электронных состояний slave1-образец, к которому приложено напряжение 100 В, дистанционно влияет на другие образцы: master- и slave2-образец (на рис. 1 эти связи показаны красными линиями). Вследствие этого ионизованные F2-центры разрушаются, а их составляющие (электроны и анионные вакансии) уносятся «наведенным» электрическим полем от их первоначального местоположения. Следовательно, после разрушения F2-центра (две анионные вакансии, захватившие два электрона) на его месте остается F-центр (одна анионная вакансия, захватившая электрон). Вследствие таких процессов и наблюдаются особенности изменения спектра пропускания slave2-образца (см. рис. 2).

Таким образом, одновременно воздействуя на master-образец светом разного спектрального состава,

а на slave1-образец электрическим полем, возможно дистанционно манипулировать не только прозрачностью slave2-образца, но и цветностью, что может позволить в дальнейшем нелокально передавать изображения.

#### Литература

1. Desbrandes R., Van Gent D.L. Intercontinental quantum liaisons between entangled electrons in ion traps of thermoluminescent crystals // arXiv:quant-ph/0611109, November 10, 2006.
2. Артищев С.А., Еханин С.Г., Орлова Ю.Э., Попов Д.Ю. Квантовые связи между запутанными электронами в ионных ловушках кристалла NaCl: матер. докл. XIV Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления» (28–30 ноября 2018 г.): в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2018. – С. 110–113.
3. Артищев С.А., Еханин С.Г., Орлова Ю.Э., Попов Д.Ю. Дистанционное влияние квантовых связей между запутанными электронами на электропроводность кристалла NaCl: матер. докл. XIV Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления» (28–30 ноября 2018 г.): в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2018. – С. 101–104.
4. Диффузия одноэлектронных и двухэлектронных вакансионных центров в полярных кристаллах // Физика твердого тела. – 2007. – Т. 49, В. 5.

#### Еханин Сергей Георгиевич

Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. КУДР ТУСУРа  
Эл. почта: gemma@main.tusur.ru

#### Орлова Юлия Эдуардовна

Магистрант ИШНКБ НИ ТПУ  
Эл. почта: yulya\_orlova\_1997@list.ru

#### Попов Денис Юрьевич

Студент каф. КУДР ТУСУРа  
Эл. почта: den-popov@sibmail.com

УДК 621.317.613

Д.П. Аргунов, Б.В. Ширяев, А.В. Безрук

## Установка измерения импульсных ВАХ полевых транзисторов

Представлены результаты начального этапа разработки отечественной автоматизированной программно-аппаратной системы характеристики силовых транзисторов. Приведены результаты экспериментов по характеристике полевых транзисторов в импульсном режиме работы.

**Ключевые слова:** импульсные ВАХ, силовые транзисторы.

Сегодня полупроводниковые приборы получили широкое распространение, их можно встретить практически во всех устройствах производимых промышленностью и применяемых в различных технологических процессах и сложных системах управления как гражданского, так и военного назначения. В частности, одним из важных направлений развития приборостроения являются устройства преобразования энергии. Для разработки подобных устройств, обладающих максимальной эффективно-

стью и надежностью, крайне важно иметь точные характеристики применяемых активных элементов, таких как силовые транзисторы.

Контроль качества и характеристика транзисторов, как правило, выполняются с помощью специализированных компьютеризированных комплексов измерения ВАХ. При этом в число наиболее важных параметров таких комплексов входит время воздействия напряжения на исследуемый прибор, что в значительной степени влияет на эффекты саморазогрева.

Конечной целью данной работы является разработка отечественной программно-аппаратной системы, предназначенной для характеристики мощных транзисторов в импульсном режиме.

**Описание установки**

Статические методы измерения ВАХ предусматривают подачу на исследуемый полупроводниковый прибор электрических измерительных воздействий, непрерывно изменяющихся во времени. Динамические методы предусматривают подачу на исследуемый полупроводниковый прибор коротких импульсов, во время действия которых измеряется отклик прибора [1].

На первом этапе разработки системы для сбора необходимых экспериментальных данных необходимо собрать макет измерительной системы. Для этого было принято решение использовать имеющееся в наличии оборудование в качестве основных узлов установки. На рис. 1 представлена функциональная схема макета установки.

Величина напряжения, подаваемого на затвор, а также амплитуда импульсного напряжения на стоке задаются при помощи двухканального источника-измерителя (SMU) K2612B. Для генерации мощных импульсов на стоке использовался модулятор импульсов на базе микросхемы ХХХ. Измерение величины импульсного тока осуществляется на шунте с сопротивлением 0,1 Ом, при этом измерение импульсного напряжения на стоке и шунте производится при помощи цифрового осциллографа DSO9254A.

Управление измерительным комплексом осуществляется при помощи специально разработанного программного обеспечения для ЭВМ. Управляющая программа позволяет задать длительность импульса от 1 мкс до 10 мс, захват данных осциллографом осуществляется по строб-импульсу с генератора прямоугольных импульсов. Исходные данные осциллограмм импульсов передаются на ЭВМ по интерфейсу Ethernet для дальнейшей обработки.

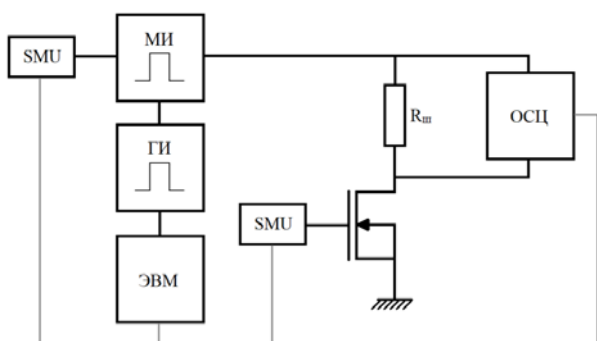


Рис. 1. Функциональная схема экспериментальной установки: SMU – источник-измеритель (source measurement unit); МИ – модулятор импульсов; ГИ – генератор импульсов; ОСЦ – осциллограф; ЭВМ – управляющий компьютер

**Методика и результаты экспериментов**

В качестве экспериментальных образцов в данной работе использовались полевые кремниевые транзисторы IRF7380 и PND3055 производства Infineon и Nexperia соответственно.

На сток исследуемых транзисторов подаются импульсы напряжения с заданной фиксированной длительностью. Данные измеренных напряжений извлекаются из осциллограмм в диапазоне времени 1 мкс с отступом 500 нс от спада, после чего извлеченные значения усредняются, среднее значение принимается за величину измеренного напряжения.

С помощью описанной методики на тестовых образцах были проведены измерения семейства выходных ВАХ, в серии экспериментов длительность импульсов варьировалась от 10 мкс до 1 мс. Полученные семейства вольт-амперных характеристик при длительности импульсов 50 мкс представлены на рис. 2.

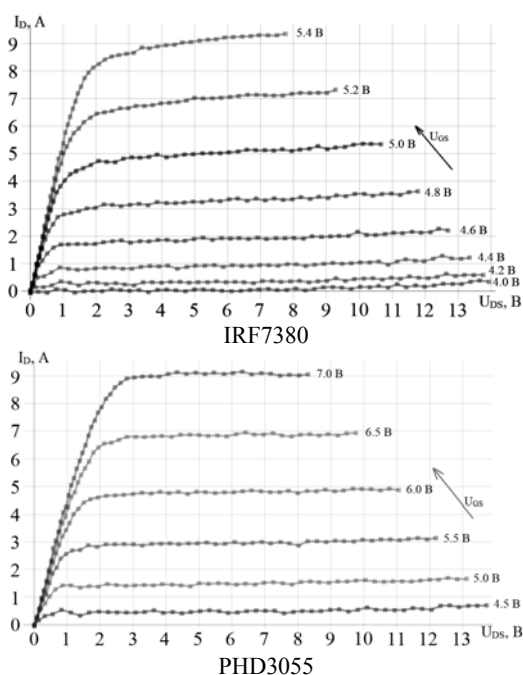


Рис. 2. Результаты измерения семейства вольт-амперных характеристик при длительности импульса 50 мкс

Из рис. 2 видно, что качественный вид характеристик полностью соответствует поведению полевых транзисторов.

Для верификации достоверности измерений был проведен сравнительный анализ результатов измерений и SPICE-модели транзистора IRF7380, полученной с сайта производителя. На рис. 3 представлены результаты моделирования DC характеристик транзистора и результаты импульсных измерений при длительности импульса 1 мс.

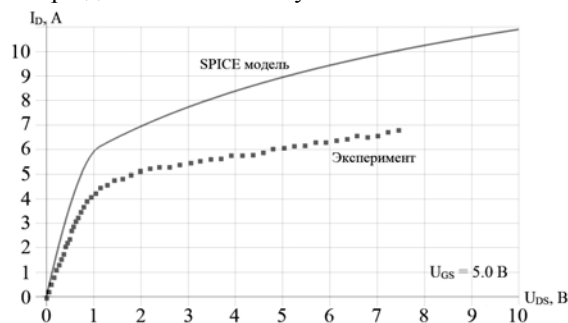


Рис. 3. Отклонение от SPICE-модели транзистора IRF7380

Как можно судить из рис. 3, результаты измерений пропорционально отличаются от моделирования во всем диапазоне измерений примерно в 1,5 раза.

Данное расхождение может быть связано с отклонением фактического порогового напряжения транзистора от заданного в модели. Согласно техническому описанию на транзистор пороговое напряжение лежит в диапазоне от 2 до 4 В [2], модель же оперирует значением 3,87 В. Также на расхождение с моделью могли повлиять неточности осциллографических измерений, поскольку предел допустимой относительной погрешности измерения напряжения прибора составляет  $\pm(0,02 \cdot K_{ш} \cdot K_{откл})$ , где  $K_{ш}$  – коэффициент шкалы, равный 8, а  $K_{откл}$  – коэффициент отклонения, равный 5 В/дел [3], однако результаты измерения резистора с фактическим сопротивлением 2,05 Ом показывают удовлетворительные результаты (рис. 4).

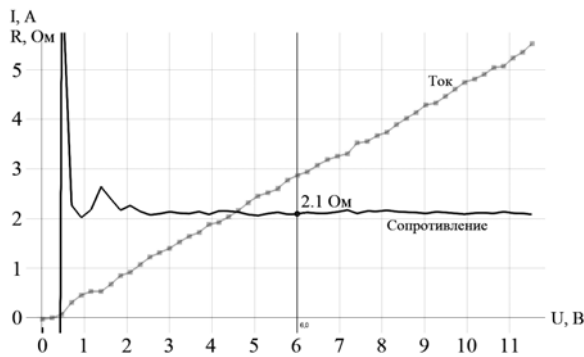


Рис. 4. ВАХ и сопротивление резистора 2,05 Ом

На рис. 5 представлены результаты измерения передаточных ВАХ транзистора IRF7380 при различных длительностях импульса.

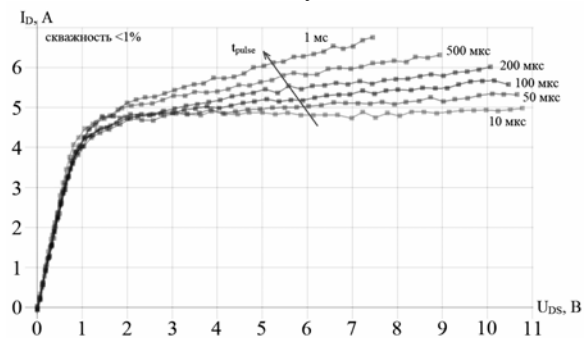


Рис. 5. Качественное изменение ВАХ при изменении длительности импульса на транзисторе IRF7380

Как видно из рис. 5, с изменением длительности импульсов из-за эффектов саморазогрева качественно изменяется поведение транзистора на участке насыщения в сторону роста тока с увеличением длительности импульса.

Оценка соответствия проведенных измерений техническим характеристикам прибора проводилась путем сравнения экспериментального и теоретического относительного прироста тока в зависимости от температуры кристалла.

Для расчета температуры кристалла использовалась методика, описанная в [4].

$$T_J = T_A + P_{\text{pulse}} \cdot Z_{\text{thJA}}, \quad (1)$$

где  $T_A$  – температура окружающей среды;  $P_{\text{pulse}}$  – мощность импульса;  $Z_{\text{thJA}}$  – тепловое сопротивление кристалл–окружающая среда.

Согласно технической документации на транзистор [2] тепловое сопротивление при различных длительностях импульсов и факторе заполнения менее 1% составляет

$$Z_{\text{thJA}} \Big|_{t_{\text{pulse}}=10 \text{ мкс}} = 0,8 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{Вт},$$

$$Z_{\text{thJA}} \Big|_{t_{\text{pulse}}=1 \text{ мс}} = 2,0 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{Вт}.$$

Расчёты были проведены при напряжении на стоке 7 В. Расчётная температура кристалла (1) при этом равняется 50 и 125  $^\circ\text{C}$  соответственно.

Относительный прирост тока из экспериментальных данных составляет

$$\delta I_D \Big|_{U_{ds}=7 \text{ В}}^{\text{экс}} = \frac{I_{1 \text{ мс}}}{I_{10 \text{ мкс}}} \cdot 100\% = 137\%.$$

Из технической документации ток стока при тех же условиях должен составлять 9 и 11 А соответственно, что соответствует 122% приросту.

#### Обсуждение результатов

Таким образом, в работе приведены результаты первого этапа разработки измерительной установки для характеристики мощных полевых транзисторов в импульсном режиме. Экспериментальные результаты показывают небольшое расхождение с моделями и данными, приведенными в других источниках. В дальнейшем необходимо также провести экспериментальную сравнительную оценку с зарубежными аналогами.

#### Литература

1. Ермоленко Е.А. Классификация методов измерения вольт-амперных характеристик полупроводниковых приборов / Е.А. Ермоленко // Технологии и конструирование в электронной аппаратуре. – 2014. – № 2–3. – С. 3–10.
2. Техническая документация на IRF7380 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.elde.cz/datasht/irf7380%20-%20dvojity%20N%20HEXFET%2080V,3.6A,%20SO8.pdf> (дата обращения: 02.09.2019)
3. Описание типа средства измерений [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://fgis.gost.ru/fundmetrology/registry/4/items/376262> (дата обращения: 4.09.2019)
4. Maurizio M. AN4783 Application note / M. Maurizio, G. Antonino, S. Giuseppe // ST Microelectronic. – 2015. – 41 с.

**Аргунов Дмитрий Пантелеевич**

Аспирант каф. ФЭ ТУСУРа

Эл. почта: [uftgs@yandex.ru](mailto:uftgs@yandex.ru)

**Ширяев Борис Владимирович**

Аспирант каф. КСУП ТУСУРа

Эл. почта: [harger.net@mail.ru](mailto:harger.net@mail.ru)

**Безрук Алексей Владимирович**

Нач. измерительного уч., 4 отд. АО «НИИПП»

Эл. почта: [bezruk\\_av@niipp.ru](mailto:bezruk_av@niipp.ru)

УДК 621.396.67

М.О. Коноваленко

## Волноводный неравновесный делитель для микрополосковой антенной решётки

Представлено решение задачи разработки неравновесной системы деления в виде волноводного делителя, которое обеспечивает возбуждение микрополосковой антенной решётки повышенной эффективности излучения с гибридной системой питания.

**Ключевые слова:** волноводный делитель, микрополосковая антенная решётка, неравновесное деление мощности.

Известно, что волноводные линии являются одними из самых высокодобротных СВЧ-структур [1], обладают низким уровнем диссипативных потерь, что является неоспоримо ценным свойством в вопросах достижения максимального возможного КПД.

Неравновесное волноводное деление мощности может быть выполнено различными способами в зависимости от рабочей полосы, отношения амплитуд волн напряжения с выхода соседних плеч, условия наличия развязки и т.п. В данной работе описаны особенности проектирования волноводного делителя с неравными коэффициентами деления в плечах, особенности его реализации с представлением измеренных данных. В качестве примера рассматривается делитель 1:8.

### Выбор и обоснование реализации способа волноводного деления

Существует два общих подхода к реализации волноводного деления. Первый – это Т-соединение, называемое тройником, которое может быть построено в Е- или Н-плоскости; второй – соединение с направленной связью, уровень которой регулируется через широкую или узкую стенку волновода с использованием разного вида и количества диафрагм, влияющих на значения уровня переходного ослабления и диапазонные свойства [2].

Веса восьми точек питания планарной микрополосковой антенной решётки (МΠΑР) должны формировать заданный ряд нормированных коэффициентов передачи (КП) для получения вида амплитудного распределения, показанного на рис. 1.

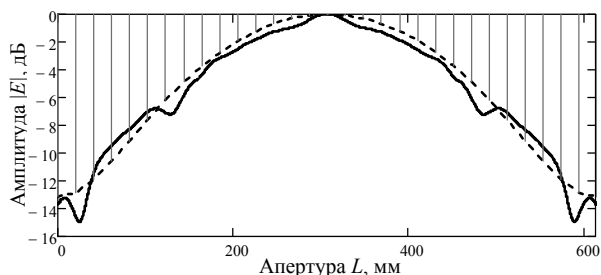


Рис. 1. Амплитудное распределение в Е-плоскости МПАР с гибридной системой питания на расстоянии до апертуры  $6\lambda$  длин волн, полученное моделированием (сплошная линия) и теоретически идеальное (пунктир)

Структурная схема соответствующего деления в децибелах показана на рис. 2.

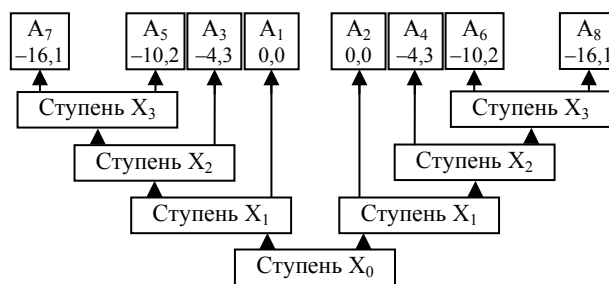


Рис. 2. Структурная схема волноводного деления

Гибридная система питания МПАР должна обладать минимальными массогабаритами. Были рассмотрены применение Н-тройника без развязки [вариант (а)]; направленный ответвитель (НО) с сильной связью в узкой стенке через ряд отверстий [вариант (б)]; направленный ответвитель с сильной связью в узкой стенке через индуктивное окно [вариант (в)] (рис. 3, 4).

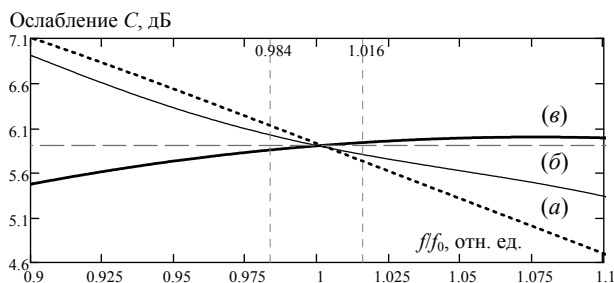


Рис. 3. Рассчитанная частотная зависимость переходного ослабления для различных вариантов волноводных ступеней

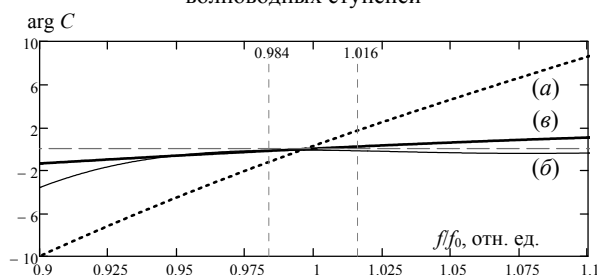


Рис. 4. Рассчитанная частотная зависимость разности фаз разделяемых каналов для различных вариантов волноводных ступеней

Использование широкой индуктивной диафрагмы существенно увеличивает область связи узкой стенки параллельных волноводов, как следствие, эффективно реализуется высокое ответвление



вплоть до соотношения 1:1, чего нельзя достичь связью в широкой стенке. Кроме того, как показали численные расчёты, можно получить отрицательное переходное ослабление, при котором мощность ответвлённого канала превышает мощность прямого канала из-за сложения волн основного и высшего типа колебаний. Такой эффект назван инвертированием и позволяет улучшить частотную стабильность разности фаз КП.

Сравнительные графики переходного ослабления  $C(f/f_0)$  и фазового сдвига  $\arg(C(f/f_0))$  собраны на рис. 3, 4 соответственно.

Значение разности фаз нормировано к нулю при центральной частоте  $f_0$  для удобства сравнения, так как играет роль только частотная зависимость.

Как видно, наихудшее качество деления соответствует варианту (а) обычного тройника; варианты (б), (в) близки в рабочем диапазоне частот, но существенно отличаются в более широкой полосе, где равномерность также важна ввиду наличия расчётных и производственных погрешностей на реализацию  $S$ -параметров. Кроме того, стоит учитывать аддитивную ошибку из-за последовательного расположения элементарных ступеней, что накладывает жёсткие требования на точность исполнения заданных  $S$ -параметров каждого звена волноводного делителя.

Можно сделать вывод, что применение неравновесного Н-тройника нецелесообразно в связи с сильной частотной нестабильностью разности фаз разделяемых каналов и чуть менее слабого разброса заданного веса. Варианты (б), (в) схожи между собой, при этом НО со связью через ряд четырёх отверстий в целом имеет более узкую полосу пропускания по критерию веса деления. Главный его недостаток – это очень протяжённые продольные размеры, в 2,5 раза превышающие вариант (в). В связи с этим наиболее подходящим с точки зрения частотной стабильности электрических параметров и технического удобства общей конструкции построения 8-канального волноводного делителя для гибридной системы питания является НО со связью в узкой стенке через единственное индуктивное окно.

#### Результаты расчёта делителя

Апертура МПАР, составленная из пары двухмерных подрешёток стоячей волны, каждая из которых возбуждается несимметричным микрополоском с четырьмя точками питания, образована последовательно-параллельной схемой [3]. Указанные подрешётки зеркальны относительно Н-плоскости, а микрополосковые линии возбуждения находятся на одной оси, поэтому начальные ориентации вектора напряжённости электрического поля  $\mathbf{E}$  соответствующих половин МПАР противоположны друг другу. Формирование общей синфазной апертуры достигается противофазным возбуждением подрешёток, что обеспечивается конструкцией волноводного делителя, равновесное звено  $X_0$  которого выполнено в виде Е-тройника, задающего противоположно направленную взаимную ориентацию  $\mathbf{E}$  [4]. Таким образом, фазы коэффициентов передачи

(КП) удовлетворяют нижезаписанным равенствам (1) и (2). Номера каналов обозначены на рис. 2, 5.

$$\varphi_1 = \varphi_3 = \varphi_5 = \varphi_7 = \Phi, \quad (1)$$

$$\varphi_2 = \varphi_4 = \varphi_6 = \varphi_8 = \Phi + \pi/2. \quad (2)$$

Ввиду того, что схема неравновесного деления построена по принципу последовательного включения элементарных ступеней, то электрическая длина всех каналов различна. Дополнительное отличие вносит квадратурное соотношение между прямым и побочным каналами используемых НО. С целью выравнивания фаз волн напряжений выходных чётных и нечётных каналов распределительной системы в пределах одной её половины во всей рабочей полосе частот вводится дополнительная временная задержка путём удлинения линии между выходом последнего звена деления и местом расположения волноводного зонда, передающим мощность к точкам питания антенны. Это продемонстрировано на рис. 5. В итоге обязательно отсутствие разности электрической длины волноводных линий от общего входа делителя до каждого выхода. Нарушение условия влечёт к разному наклону частотной зависимости фазы комплексных КП.



Рис. 5. Сечение 3D-модели 8-канального волноводного неравновесного делителя

Измерение  $S$ -параметров делителя проводилось при помощи векторного анализатора цепей Р4М-18 производства АО «НПФ «Микран», при этом требовалась подготовка измеряемого образца, состоящая из четырёх этапов:

- Установка в отведённые места развязанных плеч НО заранее проверенных балластных нагрузок с КО не хуже  $-26$  дБ.

- Установка волноводных зондов при помощи технологической оснастки, обеспечивающей гарантированный зазор до дна волноводной линии с точностью не менее  $0,05$  мм ввиду его сильного влияния на  $S$ -параметры коаксиально-волноводного перехода (КВП) из-за резко изменяющейся ёмкости на «землю» при уменьшенной высоте волновода до  $5$  мм.

- Установка 3-миллиметровой крышки, играющей роль широкой стенки волновода, крепление которой осуществлялось винтами М3 вдоль периметра каналов в количестве более  $100$  шт., так как обязательно наличие непрерывного гальванического контакта с целью предотвращения появления резонансов и увеличенных диссипативных потерь ввиду разрыва узкой стенки [4].

– Установка восьми временных разъемов с трактом 3,5 дюйма с использованием дополнительной оснастки на выход КВП, разработанного под конструкцию антенны.

Все свободные порты были нагружены на согласованные коаксиальные нагрузки. Далее приведены сравнительные графики расчётных и измеренных  $S$ -параметров указанного делителя.

Рисунки 6–9 демонстрируют веса  $\Delta A_n$ , заданные как разность амплитуд КП между опорным каналом №1 и остальными, при этом кривая  $\Delta A_1$  данного канала нормирована на одно максимальное значение из всей полосы для отображения собственной частотной равномерности.

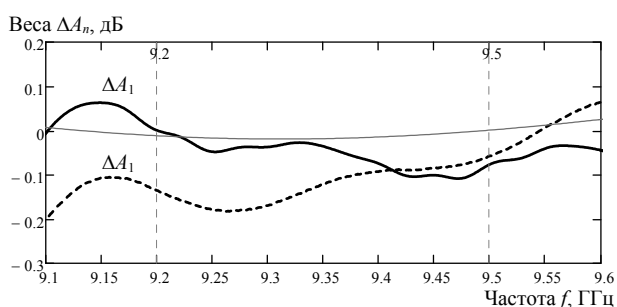


Рис. 6. Частотная зависимость измеренного и расчётного веса  $\Delta A_1, \Delta A_2$

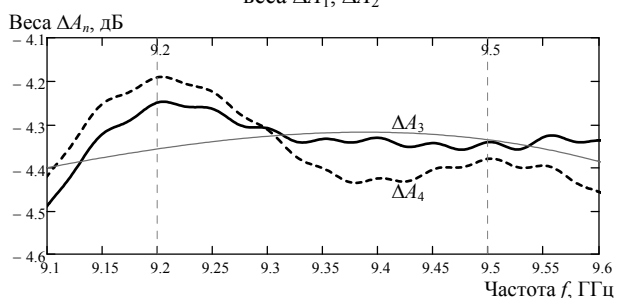


Рис. 7. Частотная зависимость измеренного и расчётного веса  $\Delta A_3, \Delta A_4$

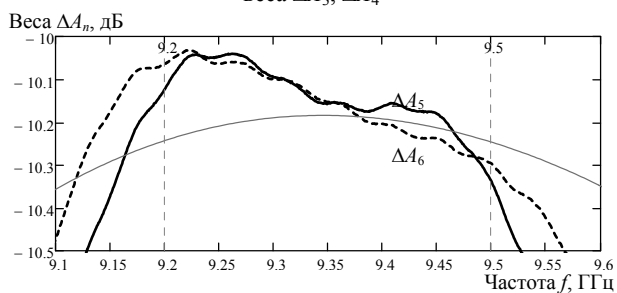


Рис. 8. Частотная зависимость измеренного и расчётного веса  $\Delta A_5, \Delta A_6$

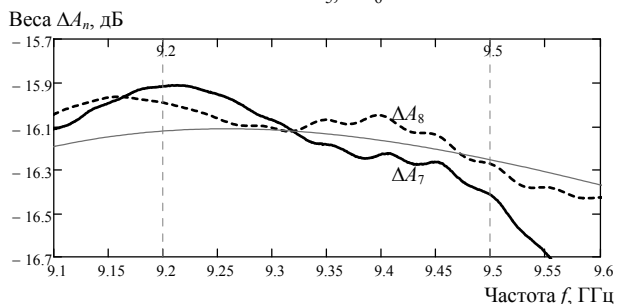


Рис. 9. Частотная зависимость измеренного и расчётного веса  $\Delta A_7, \Delta A_8$

Рисунки 10, 11 показывает аналогично построенную разность фаз  $\Delta \varphi_n$  за исключением  $\Delta \varphi_1$  из-за того, что значение фазы этого канала является опорным. Качество согласования, определяемое амплитудой КО по общему входу, представлено на рис. 12. Все измеренные кривые выделены тёмными жирными линиями, расчётные кривые – светлыми тонкими. Значения  $\Delta A_n$  для зеркальных каналов делителя, полученные из расчёта, идентичны друг другу, поэтому на соответствующих графиках построены единожды.

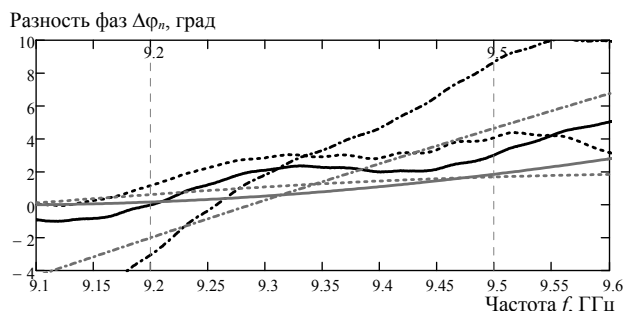


Рис. 10. Частотная зависимость измеренной и расчётной разности фаз нечётных каналов

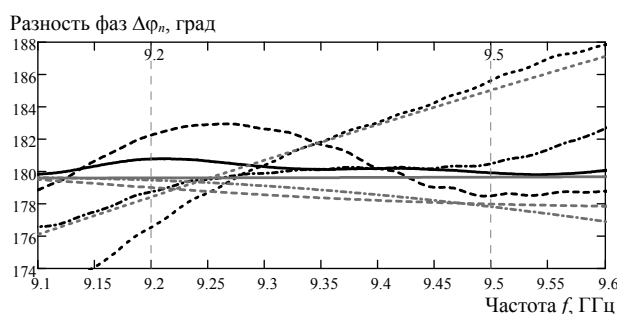


Рис. 11. Частотная зависимость измеренной и расчётной разности фаз чётных каналов

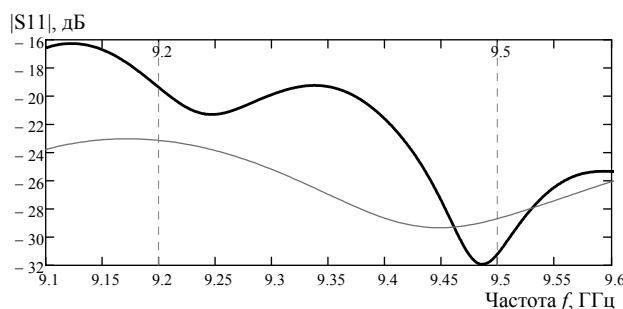


Рис. 12. Частотная зависимость измеренной и расчётной амплитуды коэффициента отражения по входу

Таким образом, экспериментально полученные параметры в образце волноводного неравновесного 8-канального делителя совпадают с расчётными значениями не хуже  $\pm 0,3$  дБ, что полностью удовлетворяет необходимой точности для достижения заданного уровня боковых лепестков МПАР. Частотная зависимость разности фаз каналов синфазной части и каналов противофазной части делителя имеет максимальное отклонение не более  $\pm 3^\circ$ , что формирует практически идеальное синфазное возбуждение точек питания каждой двухмерной подрешётки антен-

ны. Исключение составляют зеркальные каналы № 5, 6, соответствующая кривая которых обладает более сильным наклоном и, как следствие, увеличенной расфазировкой до 6–8° на границах рабочей полосы. Причиной тому служит стандартный способ ответвления, характеризующийся слабой частотной стабильностью разности фаз выходных волн напряжений, а также обстоятельство того, что общая электрическая длина указанных каналов состоит из последовательных участков неответвленных плеч без постоянной задержки фазы в частотной области, как в случае с набегом 90° через окно связи. В целом это не является существенным фактором, ограничивающим качество амплитудно-фазового распределения вдоль апертуры МПАР с гибридной системой питания, так как не вносит значительных искажений в направленные характеристики из-за невысокой амплитуды КП.

#### Заключение

При разработке волноводного неравновесного 8-канального делителя использовано два важных способа достижения диапазонных характеристик. Первый – построение логики деления в соответствии со схемой рис. 2, где элементарные ступени последовательно включаются в плечи с наименьшей амплитудой, а выход свободных плеч продолжается до точек питания 1–8 МПАР, что снижает требуемое максимальное переходное ослабление используемых НО и минимизирует ухудшение амплитуды КО по входу целого неравновесного делителя при добавлении следующего звена. Последнее свойство особенно полезно в многозвенных делителях любого типа исполнения с количеством ступеней  $\geq 3$  единиц. Второй – инвертированное построение каналов НО при их сильной связи с целью достижения максимально постоянной разности фаз в полосе частот выходных волн напряжений, что требуется для синфазного возбуждения всех последовательно-параллельных участков МПАР в составе широкополосной [5] гибридной системы питания.

Полученные результаты позволили создать волноводный неравновесный делитель, формирующий начальные амплитуды и фазы из набора заданных комплексных КП для удовлетворения требования на амплитудно-фазовое распределение по апертуре МПАР в Е-плоскости. При соответствующем качестве изготовления решётка, разработанная для малогабаритного радара, полностью исключает необходимость какой-либо настройки по причине практически 100% повторяемости электрических характе-

ристик в условиях квалифицированной сборки. Это является очень важным показателем при серийном производстве и существенным преимуществом относительно антенных решёток, не обладающих подобным качеством [6, 7] и требующих специализированных стендов, проектируемых под конкретную техническую задачу [8].

Экспериментальные результаты получены с использованием оборудования ЦКП «Импульс» при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ по соглашению 075-15-2019-1644, идентификатор проекта RFMEFI62119X0029.

#### Литература

1. Изюмова Т.И. Волноводы, коаксиальные и полосковые линии / Т.И. Изюмова, В.Т. Свиридов. – М.: Энергия, 1975. – 112 с.
2. Фельдштейн А.Л. Справочник по элементам волноводной техники / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич, В.П. Смирнов. – М.: Сов. радио, 1967. – 651 с.
3. Коноваленко М.О. Диапазонные свойства антенных решёток с последовательно-параллельным возбуждением / М.О. Коноваленко, Ю.И. Буянов // Изв. высш. учеб. завед. Физика. – 2013. – Т. 56, № 8/2. – С. 130–133.
4. Чернушенко А.М. Конструирование экранов и СВЧ-устройств / А.М. Чернушенко, Н.Е. Меланченко, Л.Г. Малорацкий, Б.В. Петров. – М.: Радио и связь, 1983. – 400 с.
5. Федеральная комиссия связи США (ФКС) 02-48, ET Docket 98-153, First Report and Order, April 2002.
6. Коноваленко М.О. Микрополосковая антенная решётка для радиолокатора речных судов / М.О. Коноваленко, Ю.И. Буянов // Информационно-измерительная техника и технологии: сб. науч. тр. – Томск: НИ ТПУ, 2011. – №2. – С. 96–97.
7. Буянов Ю.И. Узконаправленная антенна 3-см диапазона для обзорной РЛС с высоким разрешением по дальности / Ю.И. Буянов, В.В. Доценко, Д.М. Носов и др. // Матер. 20-й Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – Севастополь, 2010. – С. 538–539.
8. Коноваленко М.О. Программно-аппаратный комплекс для измерения параметров линейных антенных решёток X-диапазона / М.О. Коноваленко, Ю.И. Буянов, А.В. Христенко // Изв. высш. учеб. завед. Физика. – 2015. – Т. 58, № 8/2. – С. 68–71.

---

**Коноваленко Максим Олегович**  
Инженер НИИ СЭС ТУСУРа  
Эл. почта: konovalenko@micran.ru

УДК 621.317.791

О.Г. Рекутов

## Программно-аппаратный комплекс предварительной диагностики силовых модулей контрольно-испытательной аппаратуры систем электропитания спутников

Представлен программно-аппаратный комплекс, осуществляющий проверку функционального состояния силовых модулей. Комплекс состоит из программного обеспечения, разработанного в среде Microsoft Visual Studio, и блока аппаратной части, реализующего задание уставок, измерение, питание плат управления и драйверов усилителей мощности силовых модулей. Реализована возможность проверки силовых модулей как от ПЭВМ, так и непосредственно от аппаратного блока.

**Ключевые слова:** программно-аппаратный комплекс, аппаратный блок, силовой модуль, регулятор, программное обеспечение.

Контрольно-испытательная аппаратура систем электропитания (СЭП) космических аппаратов представляет собой ряд электротехнических комплексов, позволяющих в полной мере осуществить их наземную проверку [1]. Функционально данные комплексы осуществляют имитацию первичных и вторичных источников тока СЭП космических аппаратов и структурно состоят из множества силовых модулей (СМ).

Ввод в работу СМ включает в себя несколько этапов настройки. После визуального контроля и проверки соединений наступает этап проверки функциональных возможностей СМ и защит. На данном этапе необходимо, прежде всего, убедиться в функционировании защит, прежде чем СМ будет штатно установлен в аппаратуру контроля. Поэтапная проверка СМ позволяет выявить возможные неисправности в режиме работы на пониженном напряжении и таким образом предотвратить выход из строя дорогостоящих элементов.

Типовые СМ, применяемые в испытательной аппаратуре, имеют следующие топологии [2, 3]:

- понижающего преобразователя;
- повышающего преобразователя;
- мостового инвертора с последующим выпрямлением напряжения.

Каждый СМ предназначен для преобразования энергии и выполняет функции ограничения тока и максимальной токовой защиты. В общем случае для работы СМ необходимо наличие сигналов:

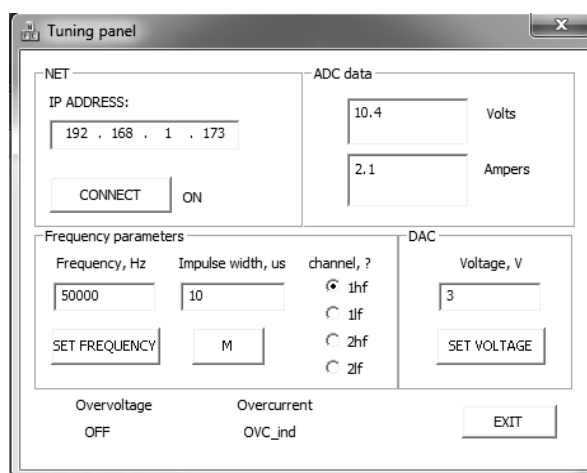
- питания собственных нужд постоянным напряжением  $\pm 15$  В ( $U_{\pm 15}$ );
- питания драйверов усилителей мощности переменным напряжением частотой  $30 \pm 2$  кГц и амплитудой 48 В в размахе ( $U \sim 48$ );
- частоты синхронизации (несущей) ШИМ ( $f_c$ );
- аналоговой уставки ( $U_{уст}$ );
- входного напряжения силового канала ( $U_{вх}$ ).

Также СМ должен быть подключен к нагрузке.

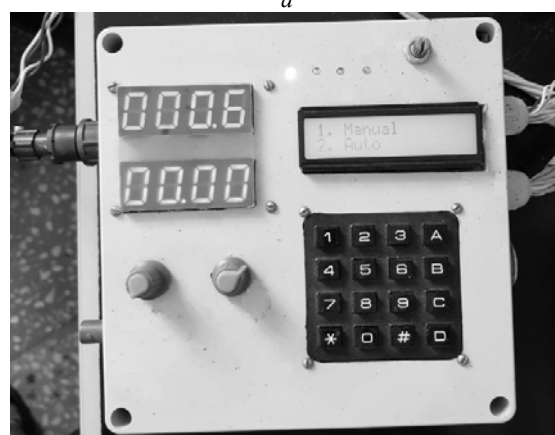
Предложенный программно-аппаратный комплекс предварительной диагностики (ПАК ПД) осуществляет подачу всех необходимых сигналов СМ с последующей проверкой.

### Программно-аппаратный комплекс

ПАК ПД может осуществлять проверку СМ как с использованием персональной ЭВМ (ПЭВМ) после предварительно установленного программного обеспечения (ПО), так и непосредственно с лицевой панели аппаратного блока (АБ). На рис. 1 показаны соответствующие органы управления.



а



б

Рис. 1. Окно управления с экрана ПЭВМ – а. Органы управления на лицевой панели АБ – б

Структурная схема ПАК ПД представлена на рис. 2.

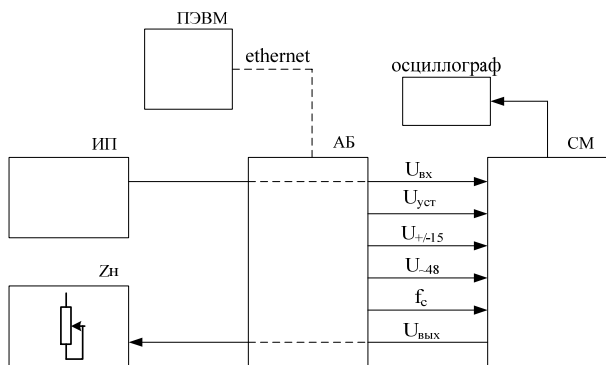


Рис. 2. Структурная схема ПАК ПД

Все сигналы, необходимые для функционирования СМ, формируются внутри АБ за исключением входного напряжения силового канала, которое транзитом проходит через АБ на разъем СМ. Данное напряжение берется с внешнего источника питания (ИП) (для обеспечения необходимой мощности). Нагрузка ( $Z_n$ ) также подключается транзитом через АБ.

На рис. 3 представлена структурная схема АБ. Устройство управления (УУ) состоит из микроконтроллера ATmega128 [4] и микросхем периферии (АЦП, драйвера семисегментных индикаторов, контроллера Ethernet) [5, 6]. Задание уставки напряжения производится с потенциометра, а частоты синхронизации при помощи клавиатуры расположены на лицевой панели АБ. Заданные значения уставок отображаются на ЖК-экране. СМ может иметь до четырех силовых каналов, конструктивно расположенных в одном блоке, поэтому для синхронизации каждого используется коммутатор каналов. Измеренные с помощью АЦП УУ значения тока (от датчика тока LEM) и напряжения выводятся на табло семисегментной индикации. Ethernet-контроллер ENC28J60 УУ осуществляет связь с ПЭВМ по протоколу TCP/IP.

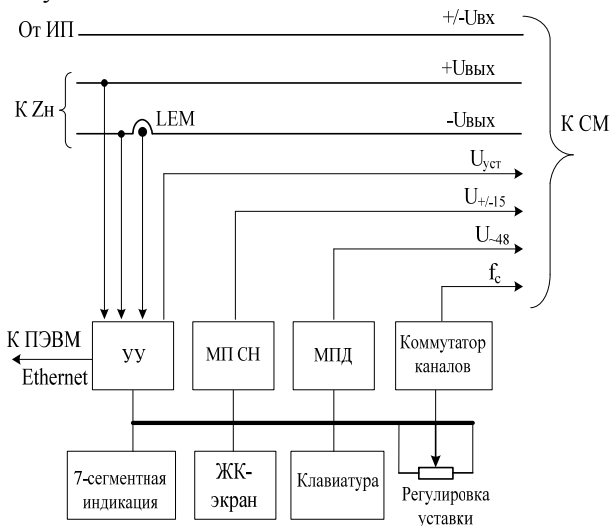


Рис. 3. Структурная схема АБ

Модуль питания собственных нужд (МП СН) состоит из нескольких DC-DC преобразователей, формирующих необходимые уровни напряжения для питания цепей управления АБ и СМ.

Питание драйверов усилителей мощности СМ осуществляется через специальные секционированные трансформаторы с целью снижения проходной паразитной емкости. Данную функцию выполняет модуль питания драйверов (МПД). Напряжение выхода МПД представляет собой двуполярный сигнал формы меандра частотой 30 кГц и амплитудой в размахе 48 В. МПД выполнен по топологии полумостового инвертора [2] синхронизируемым драйвером DA1 (IR2155) с внутренним задающим генератором частотой 30 кГц. На рис. 4 изображена функциональная схема МПД.

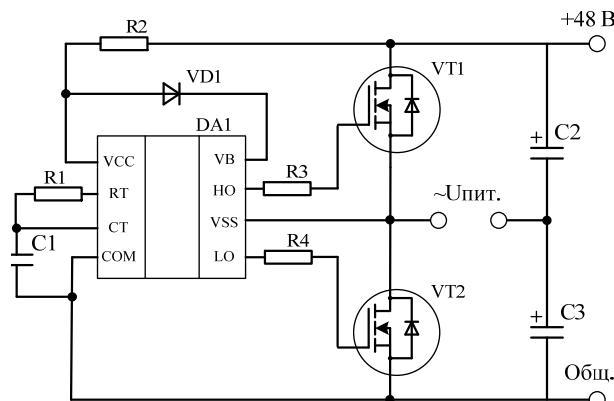


Рис. 4. Функциональная схема МПД

ПО ПАК ПД состоит из двух уровней. Нижний уровень, разработанный в среде AVR Studio [7], представляет собой функциональные модули управления узлами АБ, реализованные таким образом, чтобы была обеспечена возможность автономной работы комплекса без участия ПЭВМ. ПО верхнего уровня для ПЭВМ разработано в среде Microsoft Visual studio [8] и функционально обеспечивает передачу команд в АБ и отображение данных измерений.

#### Настройка силового модуля

Основными пунктами настройки типовых СМ являются:

- проверка уровня напряжения схем управления;
- проверка функционирования канала ШИМ без подачи напряжения на силовую шину;
- проверка схем защиты при сгорании предохранителя силовой цепи;
- проверка режима работы токовой «отсечки»;
- проверка защиты при достижении током выхода максимального значения.

В качестве примера процесса настройки СМ можно рассмотреть пункт проверки повторно-восстанавливаемой защиты (режима токовой «отсечки») модуля конвертора, выполненного по топологии мостового инвертора. Регулятор СМ переходит в режим работы токовой «отсечки» при превышении током выхода заданного порогового значения. При этом длительность импульсов ( $T_n$ ) ШИМ становится равной нулю до тех пор, пока величина тока не опустится ниже заданной границы. Перевести СМ в данный режим можно комбинацией следующих действий:

- увеличивать уставку, таким образом увеличивая напряжение на выходе СМ;
- уменьшать сопротивление  $Z_n$  в процессе работы (если выбранная нагрузка позволяет шунтировать секции) или после снятия напряжения.

На рис. 5, *а* изображена осциллограмма тока в диагонали инвертора СМ для нормального режима работы, а на рис. 5, *б* – для режима работы токовой «отсечки».

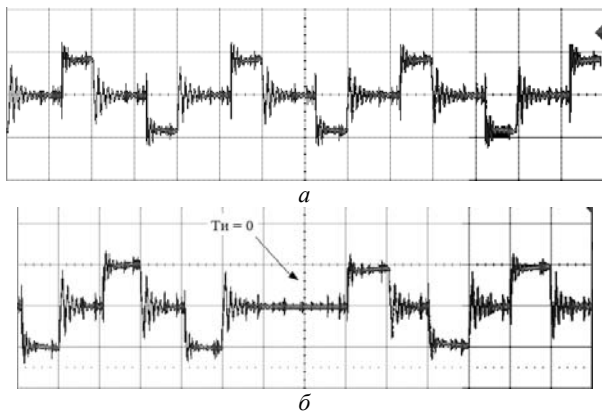


Рис. 5. Осциллограмма тока в диагонали инвертора – *а*.  
Осциллограмма тока в диагонали инвертора для режима работы токовой «отсечки» – *б*

### Заключение

При создании комплекса для решения задачи настройки СМ в соответствии с заданной методикой разработаны: аппаратная часть, программное обеспечение верхнего и нижнего уровней.

Разработанный комплекс, интегрированный с методикой настройки, позволяет выявить неисправности СМ на ранней стадии, тем самым сэкономить материальные и временные ресурсы. Данный ком-

плекс используется более пяти лет в качестве вспомогательного устройства при настройке как типовых СМ, так и новых макетных образцов в процессе разработки. Обладая компактными размерами, комплекс показал функциональность и надежность.

### Литература

1. Кремзуков Ю.А., Мишин В.Н., Пчельников В.А. и др. Проектирование модульных имитаторов солнечных батарей автоматизированной контрольно-испытательной аппаратуры систем электропитания автоматических космических аппаратов. – Томск: Том. ун-т, 2014. – 86 с.
2. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.
3. Семенов Б.Ю. Силовая электроника: от простого к сложному. – М.: СОЛОН-Пресс, 2005. – 416 с.
4. Шолфелдер Г. Измерительные устройства на базе микропроцессора ATmega / Г. Шолфелдер, К. Шнайдер. – СПб.: БХВ-Петербург, 2012. – 288 с.
5. Иди Ф. Сетевой и межсетевой обмен данными с микроконтроллерами. – М.: Додэка-XXI, 2010. – 376 с.
6. Белов А.В. Разработка устройств на микроконтроллерах AVR: шагаем от «чайника» до профи. – СПб.: Наука и техника, 2013. – 528 с.
7. Прокопенко В.С. Программирование микроконтроллеров ATMEL на языке С. – СПб.: КОРОНА-ВЕК, 2012. – 320 с.
8. Давыдов В.Г. Visual C++. Разработка Windows-приложений с помощью MFC и API-функций. – СПб.: БХВ-Петербург, 2008. – 576 с.

**Рекутов Олег Геннадьевич**  
Науч. сотр. НИИ АЭМ ТУСУРа,  
аспирант каф. КСУП ТУСУРа  
Эл. почта: ogrek82@yandex.ru

## Секция 7

## НЕЛИНЕЙНАЯ ОПТИКА

Председатель секции – *Шандаров Станислав Михайлович*, д-р физ.-мат. наук, профессор, зав. каф. ЭП

УДК 621.372.8

**А.Д. Беспалый, В.И. Быков, А.Е. Мандель**

### Воздействие лазерного излучения на изменения показателя преломления в кристалле ниобата лития при формировании канальных волноводных структур

Представлены результаты экспериментальных исследований изменений показателя преломления, поточно индуцированных в поверхностно легированном кристалле ниобата лития при формировании канальных оптических волноводных структур. Изменения показателя преломления индуцированы путем экспонирования поверхности кристалла фокусированным лазерным излучением и исследованы при помощи интерферометра Жамена.

**Ключевые слова:** оптическое индуцирование, ниобат лития, канальные волноводы, показатель преломления, фоторефрактивный эффект, интерференция.

В настоящее время кристаллы ниобата лития ( $\text{LiNbO}_3$ ) широко используются на практике в качестве подложки для различных устройств фотоники, таких как электрооптический модулятор, оптический переключатель или делитель световых сигналов [1]. Особую важность в конструкции фотонных и оптических устройств и приборов играют элементы локализации и преобразования световых сигналов, одними из которых являются волноводные и дифракционные структуры [1, 2]. Канальные волноводы и дифракционные решетки можно создавать на основе кристаллов  $\text{LiNbO}_3$  различными способами, например, диффузией титана, методами ионной имплантации и протонного замещения [3]. Благодаря фоторефрактивному эффекту, заключающемуся в изменении показателя преломления под воздействием света, в кристаллах  $\text{LiNbO}_3$  можно формировать волноводные и дифракционные структуры путем направленной лазерной записи [2, 3]. Отличительной чертой лазерного индуцирования в сравнении с другими методами является возможность формирования канальных волноводов и дифракционных решеток с различными характеристиками и топологией любой сложности без необходимости создания специальных атмосферных условий [2–5].

Целью данной работы является исследование изменений показателя преломления, индуцированных в поверхностно легированном кристалле ниобата лития фокусированным лазерным излучением из видимой области спектра при формировании канальных волноводных структур.

#### Оптическое индуцирование канальных волноводных структур

Канальные волноводные структуры индуцировались фокусированным лазерным пучком путем

последовательного поточечного экспонирования поверхности кристаллического образца  $\text{LiNbO}_3$   $X$ -среза с размерами  $1 \times 8 \times 14$  мм<sup>3</sup> по осям  $X$ ,  $Y$ ,  $Z$  соответственно. Поверхностный слой кристалла толщиной  $\sim 200$  мкм легирован ионами меди. В качестве источников излучения использовались  $\text{YAG:Nd}^{3+}$  лазер с длиной волны  $\lambda = 532$  нм, твердотельный лазер с  $\lambda = 450$  нм и He-Ne лазер с  $\lambda = 633$  нм. Свет распространялся вдоль оси  $X$  кристалла. В различных экспериментах поляризация экспонирующего излучения соответствовала обыкновенной и необыкновенной волнам в кристалле. Световой пучок фокусировался на поверхность кристалла микрометрическим объективом с 10-кратным увеличением. Плотность мощности фокусированного излучения составляла  $\sim 300$  мВт/см<sup>2</sup>. Расстояние между центрами экспонированных точек в разных экспериментах изменялось от 25 до 60 мкм. Площадь экспонируемой области легированного слоя в различных экспериментах изменялась от  $\sim 200$  до 3000 мкм<sup>2</sup>.

Экспонированные области, образованные в виде параллельных полосок, сформированы из последовательно расположенных пятен с различным расстоянием между их центрами. Время экспонирования одного пятна в разных экспериментах изменялось от 1 до 250 с при воздействии светового пучка диаметром 40 мкм по уровню 0,1 от максимальной интенсивности.

#### Исследование изменений показателя преломления в индуцированных волноводных каналах

Исследования изменений показателя преломления  $\Delta n$ , индуцированные в процессе формирования канальных волноводных структур в поверхностном слое подложки ниобата лития, проводились с помо-

шью интерферометра Жамена. Для этого предварительно создавались одиночные полосы с пониженным показателем преломления длиной  $\sim 1$  мм, индуцированные вдоль оси  $X$  (рис. 1). Каждая полоска состоит из 40 последовательно расположенных точек с расстоянием между их центрами 25 мкм. Время экспонирования одной точки в индуцированных областях изменялось от 1 до 250 с.

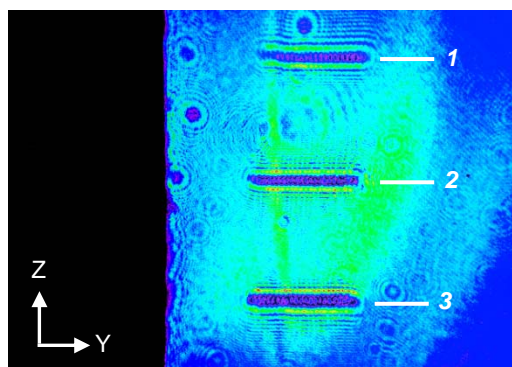


Рис. 1. Световая картина на выходной грани кристалла, полученная при зондировании поточечно индуцированных областей с пониженным показателем преломления.

Время экспонирования одной точки в полоске:

1 – 5 с; 2 – 15 с; 3 – 60 с

В интерферометре Жамена в качестве источника излучения использовался He-Ne лазер с необыкновенной поляризацией световой волны и выходной мощностью  $\sim 1$  мВт. Интерференционные картины на выходе интерферометра масштабировались сферической линзой для совмещения с размерами матрицы ПЗС камеры, сопряженной с компьютером. После этого полученные интерферограммы регистрировались на экране монитора компьютера.

Величина изменений показателя преломления при формировании волноводных структур в поверхностном слое определялась после анализа полученных интерферограмм. Определение фазового сдвига  $\Delta\varphi$  проводилось по методике, описанной в работе [6].

После определения фазового сдвига в поточечно индуцированных областях нами рассчитаны значения изменений показателя преломления при различном времени экспонирования кристалла лазерным излучением [6]:

$$\Delta n = (\lambda \cdot \Delta\varphi) / (2\pi \cdot d), \quad (1)$$

где  $\lambda$  – длина волны источника излучения интерферометра,  $\Delta\varphi$  – фазовый сдвиг интерференционных полос;  $d$  – толщина поверхностного слоя кристалла.

Полученные значения рассчитаны для изменений обыкновенного  $\Delta n_o$  и необыкновенного  $\Delta n_e$  показателей преломления при индуцировании волноводных структур излучением с разными длинами волн. Излучение с  $\lambda = 450$  нм изменяет величину обыкновенного показателя преломления  $\Delta n_o$  в диапазоне от  $1 \cdot 10^{-5}$  до  $1,5 \cdot 10^{-3}$  в течение 60 с, необыкновенного  $\Delta n_e$  – от  $1 \cdot 10^{-5}$  до  $5 \cdot 10^{-3}$  в течение 80 с. При воздействии излучения с  $\lambda = 532$  нм величина  $\Delta n_o$  изменяется от  $1 \cdot 10^{-6}$  до  $1 \cdot 10^{-3}$  в течение 20 с, а

$\Delta n_e$  – от  $1 \cdot 10^{-6}$  до  $4 \cdot 10^{-3}$  в течение 40 с. Излучение с  $\lambda = 633$  нм воздействует на изменения показателя преломления  $\Delta n_o$  в промежутке от  $1 \cdot 10^{-6}$  до  $6 \cdot 10^{-4}$  в течение 125 с, на величину  $\Delta n_e$  – от  $1 \cdot 10^{-6}$  до  $2 \cdot 10^{-3}$  в течение 250 с.

#### Закключение

Таким образом, экспериментально определены изменения показателя преломления поверхностного слоя ниобата лития при поточечном индуцировании канальных волноводных структур. Данные результаты показывают, что модуляцию параметров канальных волноводных структур можно осуществлять не только путем изменения пространственного шага экспонирующего пятна, но и вариацией длительности воздействия лазерного излучения на кристалл. Это дает возможность создавать канальные волноводы с величиной изменения показателя преломления  $\Delta n$ , задаваемой в процессе их формирования. Полученные результаты могут быть использованы при реализации интегрально-оптических схем гибридных и полностью оптических устройств.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации (проект № 3.1110.2017/4.6 в рамках госзадания вузу).

#### Литература

1. Toney J. E. Lithium niobate photonics. – Boston-London: Artech House, 2015. – 268 p.
2. Petrov M.P., Stepanov S.I., Khomenko A.V. Photorefractive Crystals in Coherent Optical Systems. – Springer Series in Optical Sciences, 2013. – 277 p.
3. Bazzan M. Optical waveguides in lithium niobate: Recent developments and applications / M. Bazzan, C. Sada // Appl. Phys. Rev. – 2015. – Vol. 2, No. 4. – P. 040603-1–040603-25.
4. Vittadello L. Photorefractive direct laser writing / L. Vittadello, A. Zaltron, N. Argiolas, M. Bazzan, N. Rossetto, R. Signorini // J. Phys. D: Appl. Phys. – 2016. – Vol. 49, No. 12. – P. 1–9.
5. Bezpaly A.D. Optical writing of channel waveguides and 1D diffraction gratings in photorefractive surface layers of lithium niobate / A.D. Bezpaly, A.O. Verkhuturov, V.M. Shandarov // Ferroelectrics. – 2017. – Vol. 515:1. – P. 34–43.
6. Zhao J.-L. Visualizations of Light-induced Refractive Index Changes in Photorefractive Crystals Employing Digital Holography / J.-L. Zhao, P. Zhang, J.-B. Zhou et al. // Chin. Phys. Lett. – 2003. – Vol. 20, No 10. – P. 1748–1751.

#### Безпальный Александр Дмитриевич

Аспирант каф. СВЧКР, м.н.с. НОЦ «НОНЛТ» ТУСУРа  
Эл. почта: id\_alex@list.ru

#### Быков Виталий Иванович

Канд. физ.-мат. наук, доцент каф. ЭП ТУСУРа  
Эл. почта: vitalii.i.bykov@tusur.ru

#### Мандель Аркадий Евсеевич

Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. СВЧКР ТУСУРа  
Эл. почта: mandelae@svch.tusur.ru



А.А. Ботвинский, Д.С. Растрьгин, А.О. Семкин

## Определение предельной угловой расходимости формирующего пучка при записи отражательной голограммы по схеме Денисюка

Приведены результаты исследования кинетики изменения коэффициента отражения материала Baufol NX 200 в зависимости от угла падения луча на фотополимер. Приведены результаты проделанной работы и определена предельная угловая расходимость формирующего пучка при записи отражательной голограммы по схеме Денисюка.

**Ключевые слова:** голография, фотополимер, отражательная геометрия, коэффициент отражения.

В XXI в. учеными со всего мира проводятся исследования в области создания и возможного применения 3D-голограмм, так как они являются перспективным методом передачи и хранения больших объемов информации. Голография в наши дни распространена довольно широко и применяется в маркетинге для презентации продуктов и брендов, строительстве для совмещения реального строительного объекта и его цифровой модели, в печати банкнот для защиты от подделки и т.д. В скором будущем стоит ожидать появление инструментов для отображения информации, использующих методы голографии, которые заменят привычные нам экраны и мониторы [1–4].

При производстве голографических экранов важно знать условия, при которых запись голограмм будет производиться с максимальной эффективностью; одним из таких параметров является угол падающего луча на ФПМ. В данной работе проведены исследования кинетики изменения коэффициента отражения материала при изменении угла падения луча при записи отражающих голограмм. Целью данной работы является определение ограничений на расходимость светового пучка для эффективной записи голограмм.

### Параметры исследуемых фотополимерных материалов

В экспериментах использовались фотополимерные пленки Baufol NX 200 производства Covestro AG (Германия) (таблица).

Параметры исследуемого материала

Образец	Материал и толщина подложки	Материал и толщина защитной пленки	Толщина слоя фотополимера
Baufol NX 200	Триацетат-целлюлоза 50±2 мкм	Полиэтилен 40±1 мкм	16±2 мкм

### Методика исследования свойств и процессов фотополимерных материалов

Для исследования свойств материала при отражательной геометрии записи голограмм использовалась схема [5], представленная на рис. 1.

На фотополимерный материал, прикрепленный к зеркалу, установленному на поворотном столике, под определенным углом направлялся луч от источника оптического излучения. Луч попадал на фото-

полимер, проходил сквозь него и отражался от зеркала, к которому был прикреплен материал, в фотоприемник. С фотоприемника во время записи снимались показания фототока. Далее менялся угол падения луча на фотополимер. Изменение угла падения было в диапазоне углов от 10 до 60° с шагом в 5°.

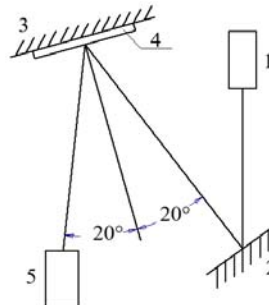


Рис. 1. Схема записи отражательных голограмм: 1 – источник оптического излучения (лазер, длина волны 633 нм, круговая поляризация); 2 – зеркало; 3 – зеркало, установленное на поворотный столик; 4 – фотополимерный материал; 5 – фотоприемник

Ниже представлены рис. 2–4 распространения лучей при записи под разными углами, а также размеры области интерференции в фотополимерном материале.

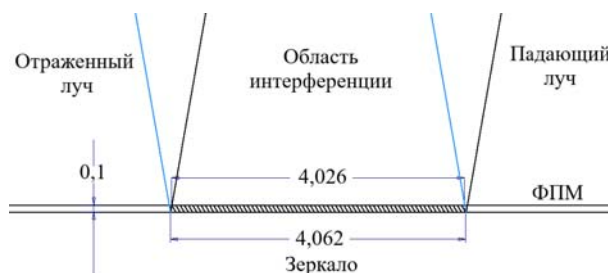


Рис. 2. Распространение лучей при записи под углом в 10°

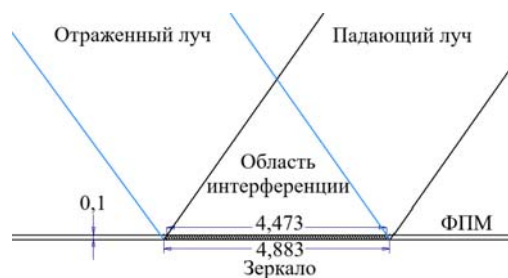


Рис. 3. Распространение лучей при записи под углом в 35°

Рис. 4. Распространение лучей при записи под углом в  $60^\circ$ 

При численной оценке площади поперечного сечения области интерференции были получены соответствующие данные.

При угле записи в  $10^\circ$  площадь перекрытия равна  $0,4044 \text{ мм}^2$ ; в  $35^\circ$  –  $0,4813 \text{ мм}^2$ ; в  $60^\circ$  –  $0,7849 \text{ мм}^2$ .

В ходе исследования записывались отражательные голограммы под разными углами. Запись голограмм при каждом угле повторялась 3 раза. Полученные данные кинетики изменения коэффициента отражения в виде средних значений представлены на рис. 5.

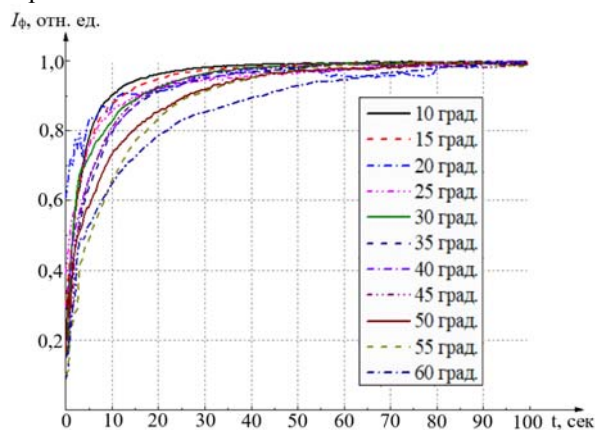


Рис. 5. Кинетика изменения коэффициента отражения материала Bayfol HX 200

При увеличении угла записи голограммы увеличивается область интерференции падающего и отраженного луча, следовательно, интенсивность лазерного излучения уменьшается и требуется большее количество времени на запись голограммы.

Полученные результаты позволяют сформулировать ограничения на расходимость светового пучка, формирующего отражающую голограмму по схеме Денисюка. Для сохранения высокой дифракционной эффективности формирующий пучок должен характеризоваться расходимостью, не превышающей  $45^\circ$ . Полученные данные могут быть использованы для разработки конструкции голографического дисплея.

### Заключение

В работе представлены результаты исследования зависимости угла падения оптического излучения на ФПМ от области интерференции падающего и отраженного луча, а также кинетика изменения коэффициента отражения материала Bayfol HX 200.

По результатам проделанной работы была определена предельная угловая расходимость формирующего пучка при записи отражательной голограммы по схеме Денисюка (не более  $45^\circ$ ). Были определены ограничения на расходимость светового пучка для эффективной записи голограмм, которые могут быть использованы для разработки конструкции голографического дисплея.

### Литература

1. Представление архитектурных проектов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [https://archi.ru/tech/news\\_48573.html](https://archi.ru/tech/news_48573.html)
2. Голографические презентации [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.holopro.ru/golograficheskie-prezentatsii.html>
3. BayfolHX 200 – Films – Covestro [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.films.covestro.com/Handler/GenericForceDownload.ashx?itemID=A8A5708285E54390978C1056FD376B1B&lang=en>
4. Голографические дисплеи – ближайшее или далекое будущее [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.fotokomok.ru/golograficheskie-displei-blizhajsheili-dalekoe-budushhee/>
5. Перминов А.В. Прикладная голография / А.В. Перминов, И.С. Файзрахманова [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://pstu.ru/files/2/file/kafedra/fpmm/of/Golografiya.pdf>
6. ОС ТУСУР 01–2013. Работы студенческие по направлениям подготовки и специальностям технического профиля. Общие требования и правила оформления. – ТУСУР, 2013. – 57 с.

### Ботвинский Андрей Алексеевич

Студент каф. СВЧКР ТУСУРа  
Эл. почта: 1998strikedawn@gmail.com

### Растрыгин Даниил Сергеевич

Студент каф. СВЧКР ТУСУРа

### Семкин Артем Олегович

Доцент, канд. физ.-мат. наук каф. СВЧКР ТУСУРа  
Эл. почта: a.o.semkin@gmail.com

К.В. Заичко, С.Н. Шарангович, Д.В. Ивлеников, С.А. Ильвутиков

## Возможность применения волоконно-оптических датчиков для контроля температуры в многослойной печатной плате

Представлены результаты встраивания точечных датчиков с решетками Брэгга в многослойную печатную плату. Экспериментальные исследования показали, что встраивание волокна с «преднатягом» дает наиболее точные результаты измерения температуры.

**Ключевые слова:** оптическое волокно; волоконно-оптические датчики; многослойная печатная плата; температурное воздействие.

Применение волоконно-оптических линий связи (ВОЛС) является наиболее перспективным решением для передачи информации на высокой скорости. Также ВОЛС имеют высокую долговечность, малые габариты, массу и энергопотребление, совместимость с уже существующими устройствами обработки информации.

Волоконно-оптические датчики – это оптоволоконные устройства для определения некоторых величин, таких как температура или механическое напряжение, но иногда также смещение, вибрация, давление, ускорение, вращение (измеряется с помощью оптических гироскопов на основе эффекта Саньяка).

Датчики на оптическом волокне имеют целый ряд преимуществ относительно электрических датчиков:

- возможность мультиплексирования;
- дистанционные измерения;
- устойчивость к электромагнитным помехам;
- долговременная стабильность [1].

В свою очередь, волоконно-оптические датчики актуально использовать в устройствах, где электрические датчики температуры установить невозможно.

Цель работы – разработка, изготовление и экспериментальное исследование макетного образца платы, который будет оснащаться тепловыми имитаторами и точечными датчиками с волоконной брэгговской решеткой (ВБР).

Рассмотрим структурную схему подключения, показанную на рис. 1. Также на схеме показан интеррогатор, принципиальная схема которого показана на рис. 2. Интеррогатор выступает в качестве системы измерения на основе волоконно-оптических датчиков, осуществляя одновременно регистрацию показаний каждого из подключенных датчиков.

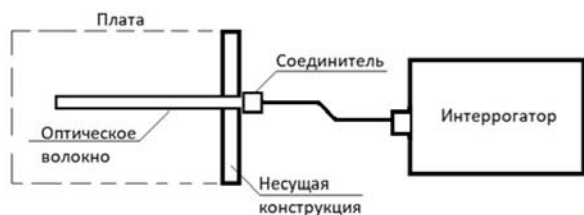


Рис. 1. Структурная схема подключения

В схеме на рис. 2 обозначено: ПОУ – полупроводниковый усилитель, ВИФП – перестраиваемый

волоконный интерферометр Фабри–Перо, ОИ – оптический изолятор, КП – контроллер поляризации, ВО – волоконный ответвитель, ВЦ – волоконный циркулятор, ФД – фотодетектор, ВБР – волоконная брэгговская решетка.

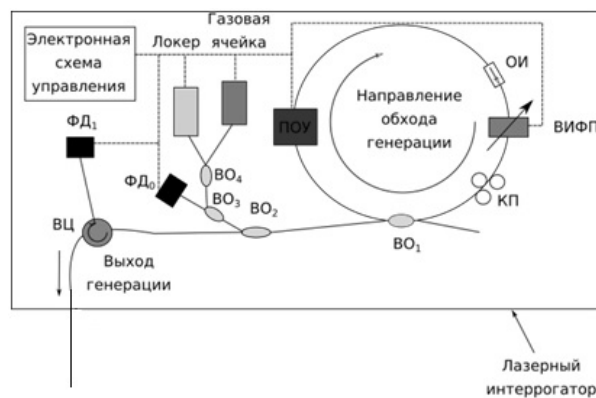


Рис. 2. Принципиальная схема волоконного лазерного интеррогатора поляризации [1]

В одну плату необходимо вмонтировать одно оптоволоконно, которое с помощью сварки присоединяют к оптическому разъему. На волокне должны располагаться датчики с ВБР – 3 шт.

В рамках эксперимента использовались три образца оптического волокна с датчиками ВБР, размещенных в многослойной печатной плате (МПП).

Первая МПП производилась следующим образом:

- 1) изготавливается внутренний слой платы;
- 2) вырезается заготовка;
- 3) формируется рисунок платы;
- 4) фрезеруется паз для укладки оптического волокна (ОВ);
- 5) далее в плату встраивается образец ОВ с датчиками ВБР;

6) производится укладка ОВ в паз печатной платы в соответствии с приблизительной картой расположения датчиков (рис. 3).

Принцип измерения температуры заключался в том, что физические воздействия на оптоволоконно в основном слое платы, такие как температура, давление, сила натяжения, локально изменяют характеристики пропускания света и, как следствие, приводят к изменению характеристик сигнала обратного отражения. Для регистрации показаний используется сравнение спектров и интенсивностей исходного

лазерного излучения и излучения, рассеянного в обратном направлении, после прохождения по оптоволокну [2].

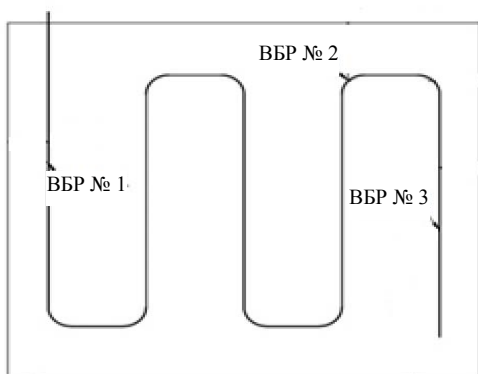


Рис. 3. Карта расположения ВБР платы № 1

Важнейший шаг после того как плата была окончательно изготовлена – убедиться в целостности размещаемого ОВ, а также установить особенности воздействия стеклотекстолитового слоя на оптический волновод. Так как стеклотекстолитовый слой и ОВ имеет разные коэффициенты линейного теплового расширения, имелось предположение, что при температурном воздействии ОВ может выйти из строя.

Для этого каждый образец МПП размещался в климатической камере тепла-холода «ТНС(S) 100», где подвергался температурным воздействиям в диапазоне от минус 50 до плюс 50 °С. В результате первой экспериментальной итерации установлено, что ОВ при монтаже сохранило свою работоспособность. Однако также выявлено, что размещение датчика на изгибе паза (см. рис. 3) влечет за собой большую погрешность при измерении, с условием того, что радиус паза удовлетворяет минимальному радиусу изгиба волокна.

Вторая МПП изготавливалась по тому же алгоритму (п. 1–6), но было внесено небольшое изменение:

- на полученный образец размещались изолирующие прокладки для термоусадки на металлическую пластину;

- наклеивание платы на металлическое основание. Так же изменилась ориентировочная карта расположения датчиков в пазу (рис. 4).

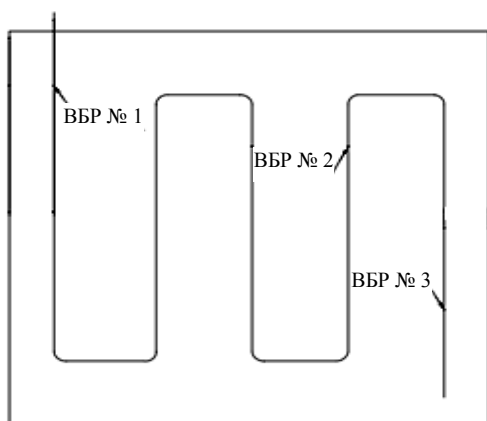


Рис. 4. Карта расположения ВБР платы № 2

В результате проведенного опыта выявлено значительное улучшение показаний температуры, так как алюминиевая пластина стабилизировала температурное поле МПП.

В свою очередь, не все платы разрабатываются с наличием алюминиевой пластины. Таким образом, встает задача разработать унифицированный метод встраивания ОВ в МПП, что удалось достичь в результате заключительной экспериментальной итерации.

На третьем образце платы монтаж датчиков производился с натяжением, так как правильное натяжение волокна является ключевым моментом монтажа.

Монтаж датчиков выполнялся следующим образом:

- при встраивании первого датчика (Т1 на рис. 6) осуществлялись фиксация и нанесение на ОВ эпоксидного клея;

- второй датчик (Т2 на рис. 6) полностью заливался эпоксидным клеем;

- третий датчик (Т3 на рис. 6) имел подложку из адгезионной пленки.

Карта возможного расположения датчиков в МПП № 3 показана на рис. 5.

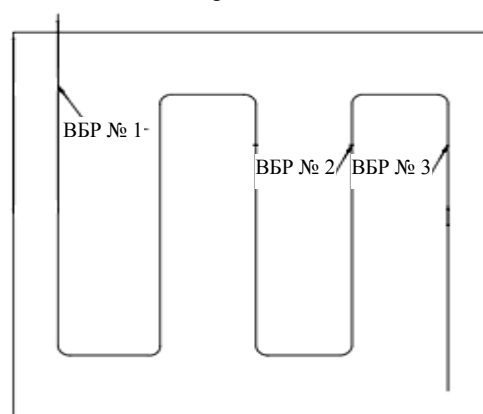


Рис. 5. Карта расположения ВБР платы № 3

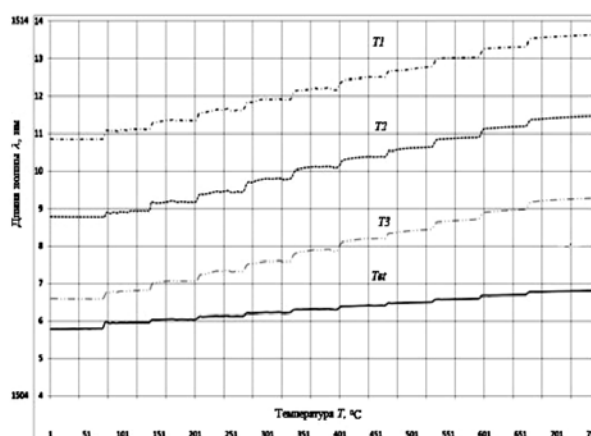


Рис. 6. График зависимости длины волны от температуры для третьей МПП: Т1 – первый датчик; Т2 – второй датчик; Т3 – третий датчик; Tref – эталонный датчик

В результате опытных испытаний выявлено, что самый эффективный метод монтажа ОВ в МПП для датчика Т1. Зависимость длины волны от температуры для первого датчика (Т1) наиболее коррелирует

с эталонным датчиком (Tet) (см. рис. 6). Так как показания имели наименьшую погрешность относительно эталонного датчика (Tet), то, как видно из графика (см. рис. 6), переходы между температурными «полками» имеют наиболее плавный характер.

#### **Заключение**

Анализ полученных результатов позволяет сделать следующие выводы.

Во-первых, методика монтажа оптического волокна в многослойную печатную плату с предварительным натяжением, по третьему варианту, является наиболее эффективной, так как полученные результаты имеют минимальную погрешность относительно эталонного датчика, и унифицированной, что в свою очередь дает возможность применения для имеющегося оборудования. Однако в рамках данного исследования погрешность является косвенным параметром, так как основная задача заключалась в отработке технологии встраивания точечных датчиков с ВБР в многослойную печатную плату.

Во-вторых, полученная методика встраивания оптического волокна в многослойную печатную плату может быть использована при производстве интеррогатора с повышенной радиационной устойчивостью.

#### *Литература*

1. Буймистрюк Г.Я. Информационно-измерительная техника и технология на основе волоконно-оптических датчиков и систем. – СПб.: ИВА, ГРОЦ Минатома, 2005. – 191 с.
2. Кузнецова Е.Ю., Стукач О.В. Волоконнооптический датчик измерения температуры // Сб. тр. XII Междунар. науч.-практ. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. – Томск, 2014. – С. 55–56.

---

**Заичко Кирилл Владимирович**  
Аспирант каф. СВЧиКР ТУСУРа  
Эл. почта: zaichkov@gmail.com

**Шарангович Сергей Николаевич**  
Канд. физ.-мат. наук, зав. каф. СВЧиК ТУСУРа  
Эл. почта: shr@tusur.ru

**Ивленков Денис Викторович**  
Инженер базового центра систем проектирования  
(АО «ИСС» им. ак. М.Ф. Решетнева)  
Эл. почта: Ivlenkovdv@iss-reshetnev.ru

**Ильвутиков Сергей Александрович**  
Инженер базового центра систем проектирования  
(АО «ИСС» им. ак. М.Ф. Решетнева)  
Эл. почта: ilvutikovsa@iss-reshetnev.ru

## Секция 8

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА  
И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Председатель секции – Семенов Валерий Дмитриевич, профессор,  
зам. зав. каф. ПрЭ по НР, канд. техн. наук

УДК 621.311, 621.314, 621.316

Н.П. Винтоняк, В.Д. Семенов, С.С. Тюнин, Д.А. Бородин, Ю.А. Шиняков

Резервированная цифровая система автоматического  
регулирования автономного энергопреобразующего комплекса  
с реконфигурируемой иерархической структурой

Представлены способы построения автономных энергопреобразующих комплексов с цифровой системой управления. Рассмотрены вопросы повышения надежности и предложены варианты реализации централизованной, децентрализованной и смешанной иерархических систем управления с возможностью их динамической реконфигурации.

**Ключевые слова:** электропитание, энергопреобразующий комплекс, прямое цифровое управление, обратная связь, резервирование, реконфигурация.

К автономным энергопреобразующим комплексам (ЭПК) предъявляются требования по обеспечению статических и динамических характеристик, удельных и мощностных показателей, а также по их масштабируемости. При этом, к необслуживаемому ЭПК предъявляются жесткие требования по обеспечению надежности и срока его безотказной работы с заданным количеством парируемых отказов. Таким образом, перед разработчиками стоит цель построения отказоустойчивых ЭПК, удовлетворяющих заданные требования, и все чаще для этого используется прямое цифровое управление силовой частью импульсных преобразователей [1–3].

Использование цифровой системы автоматического регулирования (ЦСАР) позволяет расширить функциональные возможности ЭПК и открывает новые способы их построения. Так, с целью повышения автономности и снижения уязвимости к неблагоприятным воздействиям стремятся использовать децентрализованные иерархические ЦСАР, обладающие свойствами мультиагентных систем [4]. Однако, несмотря на явные преимущества, скорость принятия решений в таких системах зачастую носит вероятностный характер в отличие от централизованных систем, что негативно сказывается на статических и динамических характеристиках ЭПК.

Поэтому задача проектирования автономных необслуживаемых ЭПК с резервированной иерархической структурой, объединяющей в себе свойства как централизованной, так и децентрализованной ЦСАР с возможностью их динамической реконфигурации в процессе всего периода эксплуатации, является актуальной.

## Структура резервированной ЦСАР ЭПК

В общем случае предлагаемая резервированная ЦСАР ЭПК (рис. 1) состоит из  $N + R + V$  модулей стабилизации напряжения (МСН), соединённых между собой с помощью двунаправленных магистралей передачи цифровых данных управляющего воздействия (МУВ1–МУВ $N$ ) и резервированного интерфейса передачи телеметрических данных (ИТД), изображенного для упрощения рисунка в виде одной линии. При этом МУВ1–МУВ $N$  используется только для связи МСН между собой, а ИТД используется как для передачи данных внутри ЭПК, так и для передачи данных внешним устройствам.

Каждый МСН подключен к блокам солнечных батарей (БС), выступающим в качестве источников энергии, и блокам аккумуляторных батарей (АБ), выступающим в качестве накопителей энергии. Выходы всех МСН подключены к общему фильтру ЭПК ( $\Phi$ ), к выходу которого подключается нагрузка ( $H$ ).

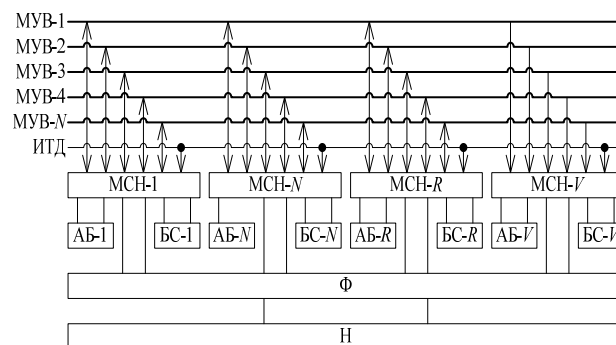


Рис. 1. Структурная схема резервированной ЦСАР ЭПК с реконфигурируемой иерархической структурой

Предлагаемая ЦСАР ЭПК является двухконтурной и обеспечивает стабилизацию заданного значения напряжения нагрузки. Каждый МСН реализует как подчинённый контур стабилизации своего выходного тока, так и главный контур стабилизации напряжения нагрузки, управляющее воздействие которого передается в одну из МУВ. При этом в подчинённом контуре производится мажоритарный (медианный) выбор одного (общего для всех МСН) управляющего воздействия из данных, сформированных на всех МУВ.

Для обеспечения заданной надежности минимальное число МУВ и МСН рассчитывается исходя из количества парируемых отказов элементов ЭПК:

$$N = P_{\text{отк}} \cdot 2 + 1, \quad (1)$$

где  $P_{\text{отк}}$  – требуемое количество гарантированно парируемых отказов.

Для повышения срока безотказной работы ЭПК выше срока безотказной работы элементов МСН их количество дополняется резервными МСН ( $R$ , рис. 1), находящимися в «горячем» или «холодном» резерве.

Для увеличения выходной мощности ЭПК, при достижении требуемой надежности, количество МСН дополняется ведомыми МСН ( $V$ , рис. 1), которые могут только принимать данные управляющего воздействия, сформированного на всех МУВ.

Таким образом, в предлагаемой ЦСАР ЭПК можно выделить три типа МСН:

- основные МСН- $N$ , которые обеспечивают требуемую надежность ЭПК;
- резервные МСН- $R$ , которые обеспечивают требуемый срок эксплуатации ЭПК;
- ведомые МСН- $V$ , которые обеспечивают требуемую мощность ЭПК.

При этом все МСН- $N$  и МСН- $R$  выполнены одинаково и отличаются только конфигурационными настройками (программными или аппаратными, например, запаянными перемычками), которые определяют, какой из МСН выступают в качестве источника сигнала в заданной МУВ, а какой в качестве приемника. Все МСН- $V$  отличается от МСН- $N$  и МСН- $R$  отсутствием или отключением передатчиков МУВ. Таким образом, после применения конфигурационных настроек на каждой МУВ подключен только один передатчик (источник сигнала) и несколько приемников.

#### Модуль стабилизации напряжения ЭПК

Базовым элементом предлагаемой ЦСАР ЭПК является основной МСН- $N$  (рис. 2), который выполнен в виде двухконтурной системы стабилизации напряжения нагрузки и состоит из главного контура стабилизации напряжения (КСН), подчиненного контура стабилизации тока (КСТ) и блока управления МСН (БУ), взаимодействующего с обоими контурами стабилизации. В основном МСН- $N$  (см. рис. 2) также находится часть конденсаторов выходного фильтра ( $\Phi$ ), обеспечивающих компенсацию силовых линий связи МСН с фильтром ЭПК (см. рис. 1).

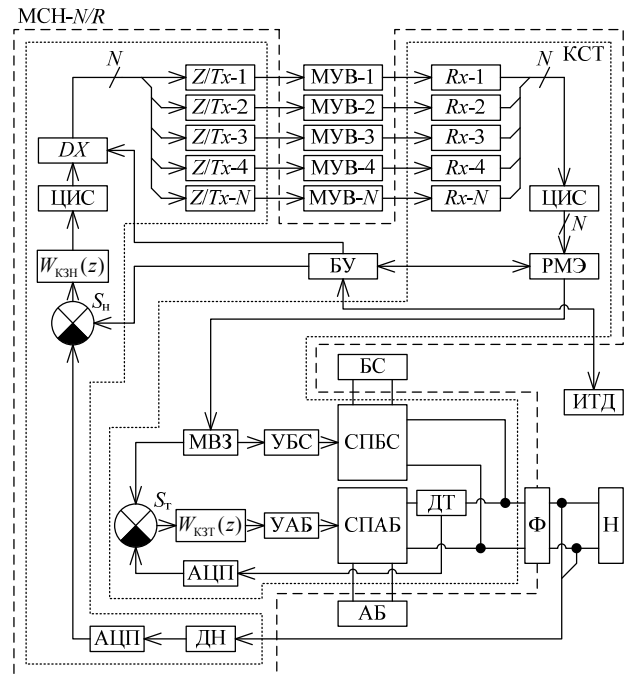


Рис. 2. Структурная схема основного и резервного МСН

КСН состоит из датчика напряжения (ДН), аналого-цифрового преобразователя (АЦП), вычитающего сумматора ( $S_n$ ), цифрового корректирующего звена контура стабилизации напряжения ( $W_{\text{кзн}}$ ), цифрового интерфейса связи (ЦИС), демультиплектора ( $DX$ ) и нескольких ( $N$ ) отключаемых передатчиков ( $Z/Tx$ ), которые могут переводить свои выходы в «третье» состояние по соответствующему сигналу управления, а также при выключении питания. Стабилизация напряжения нагрузки осуществляется за счет замкнутого контура автоматического регулирования с отрицательной обратной связью. БУ формирует сигнал задающего воздействия, поступающий на суммирующий вход  $S_n$ , а на его вычитающий вход поступает сигнал измеренного напряжения, прошедший через ДН и АЦП. На выходе  $S_n$  формируется сигнал рассогласования напряжения, поступающий на  $W_{\text{кзн}}$ , на выходе которого формируется сигнал управляющего воздействия. Проходя через ЦИС и демультиплектор  $DX$ , сигнал управляющего воздействия поступает на один из передатчиков  $Z/Tx$ , при этом выходы остальных передатчиков находятся в «третьем» состоянии. Выбор требуемого  $Z/Tx$  производит БУ с помощью  $DX$  в зависимости от конфигурационных настроек МСН. С выхода  $Z/Tx$  сигнал управляющего воздействия поступает в одну из МУВ и транслируется остальным МСН.

КСТ состоит из нескольких приемников ( $Rx$ ), ЦИС, реконфигурируемого мажоритарного (медианного) элемента (РМЭ), модуля (МВЗ) выбора рабочей зоны сигнала МУВ и двух каналов преобразования энергии. В частном случае передатчики КСН ( $Z/Tx$ ) и приемники КСТ ( $Rx$ ) могут быть выполнены в виде одного блока (микросхемы).

Канал преобразования энергии БС состоит из силового преобразователя БС (СПБС) и узла управ-

ления (УБС), на вход которого поступает сигнал с МВЗ.

Канал преобразования энергии АБ состоит из вычитающего сумматора ( $S_r$ ), цифрового корректирующего звена контура стабилизации тока ( $W_{кзт}$ ), узла управления (УАБ), силового преобразователя АБ (СПАБ), выполняющего роль зарядно / разрядного устройства [1], датчика тока (ДТ) и АЦП.

Стабилизация выходного тока МСН осуществляется путем построения замкнутого контура автоматического регулирования с отрицательной обратной связью и зонным принципом управления [1, 5]. Сигналы управляющего воздействия от всех МУВ, проходя через  $R_x$  и ЦИС, поступают на входы РМЭ. На выходе РМЭ формируется один сигнал управляющего воздействия, при этом аналогичный сигнал формируется в остальных МСН, т.к. данные в МУВ и алгоритм работы РМЭ для всех МСН одинаковы. Выбранный РМЭ сигнал управляющего воздействия (общий для всех МСН) поступает на вход МВЗ, на выходах которого формируются сигналы задающего воздействия для каналов преобразования энергии БС и АБ.

Для канала преобразования энергии АБ сигнал задающего воздействия с выхода МВЗ поступает на суммирующий вход  $S_r$ , а на его вычитающий вход поступает сигнал измеренного выходного тока преобразователя СПАБ, прошедший через ДТ и АЦП. На выходе  $S_r$  формируется сигнал рассогласования тока, поступающий на  $W_{кзт}$ . Выходной сигнал  $W_{кзт}$  проходит через УАБ и поступает в СПАБ, регулируя его выходной ток.

Для канала преобразования энергии БС сигнал задающего воздействия с выхода МВЗ через УБС управляет выходным током преобразователя СПБС, т.к. БС работает на токовой ветви своей вольт-амперной характеристики. Канал преобразования энергии БС также может быть реализован с контуром стабилизации выходного тока СПБС по аналогии с каналом преобразования энергии АБ.

Таким образом, в каждом МСН реализована двухконтурная ЦСАР, в которой КСН является главным/внешним, а КСТ подчиненным/внутренним. При этом деление тока между всеми МСН обеспечивается за счет формирования общего управляющего воздействия для КСТ.

#### Резервирование и реконфигурация ЦСАР ЭПК

Предлагаемая резервированная ЦСАР ЭПК проектируется исходя из требуемого количества гарантированно парируемых отказов по выражению (1). Отказы в КСН и МУВ парируются с помощью мажоритирования в РМЭ, а отказы в КСТ и МСН в целом – путем увеличения их количества до  $N$  и  $R$ .

При возрастании числа отказов более гарантированного значения БУ МСН оценивает свои данные и данные остальных МСН, после чего производит реконфигурацию РМЭ.

Например, при  $P_{отк} = 2$ ,  $N = 5$ , происходит два отказа в МУВ. ЦИС КСТ определяет отказы путем оценки данных (контрольная сумма, частота обнов-

ления, изменение значения и т.д.) и обнуляет данные отказавших МУВ. Мажоритарный элемент РМЭ обрабатывает данные в 5-канальном режиме работы. На вход РМЭ поступают сигналы трех работоспособных МУВ и два нулевых сигнала, при этом на его выходе формируется управляющее воздействие и ЭПК сохраняет работоспособность.

После третьего отказа в МУВ на вход РМЭ поступают сигналы двух работоспособных МУВ и три нулевых сигнала на выходе РМЭ формируется нулевой сигнал, и ЭПК теряет свою работоспособность, при этом фактическая работоспособность МСН сохраняется.

Для парирования числа отказов, более гарантированного значения и увеличения потенциальной живучести ЦСАР ЭПК БУ МСН производит реконфигурацию РМЭ, и в рамках рассматриваемого примера переводит его в 3-канальный режим работы. Таким образом, РМЭ обрабатывает данные двух работоспособных МУВ и один нулевой сигнал, на его выходе формируется управляющее воздействие, а ЭПК сохраняет работоспособность после третьего отказа. После четвертого отказа в МУВ, БУ МСН производит дальнейшую реконфигурацию РМЭ и ЦСАР ЭПК работает по управляющему воздействию одного МСН. После пятого отказа в МУВ происходит потеря всех управляющих воздействий контура стабилизации напряжения, и ЭПК теряет свою работоспособность.

Другие отказы парируются или за счет структуры предлагаемой резервированной ЦСАР ЭПК, или за счет реконфигурации РМЭ и  $DX$ , при этом в рамках этой реконфигурации возможны переключения МСН- $N$  в неактивное, а МСН- $R$  в активное состояние, причем последние в этом случае формируют управляющее воздействие на МУВ (включают передатчики).

Таким образом, предлагаемая структура ЦСАР ЭПК обеспечивает требуемую надежность с заданным числом парируемых отказов, возможность динамической реконфигурации как в автоматическом (при детерминированных отказах), так и в ручном режиме через интерфейс ИТД (при сложно диагностируемых отказах). Реконфигурация ЦСАР увеличивает потенциальную живучесть ЭПК. При этом БУ, взаимодействуя с остальными элементами МСН, оценивает их работоспособность и формирует данные телеметрии.

#### Варианты исполнения ЦСАР ЭПК

Предлагаемая ЦСАР ЭПК может быть выполнена в трех вариантах:

- централизованный вариант, при котором используются МСН- $N$  и МСН- $R$ , в которых реализованы только элементы КСН и БУ, и МСН- $V$  в которых реализованы только элементы КСТ и БУ;
- децентрализованный (распределенный) вариант, при котором используются только полнофункциональные МСН- $N$  и МСН- $R$ ;
- смешанный вариант, при котором используются полнофункциональные МСН- $N$  и МСН- $R$ , а



также МСН-*V*, в которых реализованы только элементы КСТ и БУ.

В централизованном варианте исполнения ЦСАР ЭПК, МСН-*N* и МСН-*R* обеспечивают стабилизацию напряжения нагрузки путем формирования управляющего воздействия для подчиненных контуров стабилизации выходного тока каналов преобразования энергии, расположенных в МСН-*V*. Этот вариант ЦСАР ЭПК парирует заданное число отказов и дает возможность частичной реконфигурации системы за счет реконфигурации РМЭ и ДХ.

В децентрализованном варианте исполнения ЦСАР ЭПК все МСН идентичны, и за счет реконфигурации РМЭ и ДХ сохраняется работоспособность ЭПК вплоть до отказа последнего МСН или МУВ.

В смешанном варианте исполнения ЦСАР ЭПК появляется возможность упростить МСН-*V* и частично сохранить преимущества децентрализованного варианта ЦСАР ЭПК.

#### Заключение

Предложенная ЦСАР ЭПК позволяет достичь заданных требований как по статическим и динамическим характеристикам, так и по надежности и сроку безотказной работы с требуемым количеством парируемых отказов.

Использование ЦСАР позволяет расширить функциональные возможности как при выборе варианта исполнения ЭПК, так и при его динамической реконфигурации в процессе эксплуатации.

Реконфигурация ЦСАР ЭПК с целью парирования отказов более гарантированного значения затрудняется сложностью их однозначного детектирования. Поэтому при проектировании ЭПК целесообразно руководствоваться выражением (1), а реконфигурацию рассматривать как вспомогательное средство повышения надежности и потенциальной живучести ЦСАР ЭПК.

#### Литература

1. Винтоняк Н.П. Реализация двухконтурной системы управления энергопреобразующим комплексом в режиме стабилизации выходного напряжения каналом преобразо-

вания энергии аккумуляторной батареи / Н.П. Винтоняк, В.Д. Семенов, В.А. Кабиров, С.С. Тюнин, Д.Б. Бородин // Доклады ТУСУР. – 2018. – № 4(1). – С. 61–70.

2. Матолигин А.К. Реализация цифровой системы управления высоковольтной системы электропитания космического аппарата / А.К. Матолигин, В.А. Кабиров, Н.П. Винтоняк, С.С. Тюнин, В.Д. Семенов // Электронные средства и системы управления: матер. конф. – Томск: В-Спектр, 2018. – Ч. 1. – С. 176–178.

3. Shinyakov Y.A. Methodology to synthesis of digital regulator for solar battery energy conversion channel in the spacecraft power supply system / Y.A. Shinyakov, V.D. Semenov, V.A. Kabirov et al. // Conference: 2017 International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON), September 2017.

4. Новиков Д.А. Кибернетика: навигатор. История кибернетики, современное состояние, перспективы развития. – М.: ЛЕНАНД, 2016. – 160 с.

5. Capel A. High-power conditioning for space applications / A. Capel, D. O'Sullivan, J.-C. Marpinard // Proceeding of the IEEE. – 1988. – Vol. 76, No. 4. – 391 p.

#### Винтоняк Никита Павлович

Канд. техн. наук, м.н.с. лаб. импульсно-модуляционных энергетических систем (ЛИМЭС)  
каф. промышленной электроники (ПрЭ) ТУСУРа  
Эл. почта: nic-nic91@yandex.ru

#### Семенов Валерий Дмитриевич

Канд. техн. наук, профессор каф. ПрЭ ТУСУРа  
Эл. почта: svd@ie.tusur.ru

#### Тюнин Сергей Сергеевич

М.н.с. ЛИМЭС каф. ПрЭ ТУСУРа

#### Бородин Данила Александрович

М.н.с. ЛИМЭС каф. ПрЭ ТУСУРа  
Эл. почта: borodindanila@mail.ru

#### Шиняков Юрий Александрович

Д-р техн. наук, директор  
НИИ космических технологий (КТ) ТУСУРа  
Эл. почта: shua@main.tusur.ru

УДК 004.942

**А.А. Липатникова, С.Г. Кузнецов, А.В. Обходский, А.С. Попов**

## Диагностика и контроль состояния объектов цифровых подстанций с применением искусственной нейронной сети

Проведен обзор методов неразрушающего контроля компонентов подстанции с последующим анализом возможности их применения на цифровых подстанциях. Исследованы возможности применения нейронных сетей к одному из главных компонентов любой подстанции – трансформатору. Синтезирована архитектура нейронной сети, способная определить возможность перегрузки трансформатора в ближайшие моменты времени. Нейронная сеть использует информацию в виде временных рядов потребляемой мощности, тока вторичной обмотки и температуры масла трансформатора.

**Ключевые слова:** нейронные сети, цифровые подстанции, трансформатор, прогноз характеристик, нейронная сеть Элмана, методы неразрушающего контроля.

Технической диагностикой называют комплекс мероприятий, направленный на изучение и установление неисправности технического оборудования. Теория технического диагностирования при помощи определенных инструментов позволяет сделать вывод о работоспособности или присутствии дефекта у оборудования [1, 2].

Для того чтобы выбрать вид технического диагностирования, нужно определить:

- 1) область использования технического объекта;
- 2) возможность аварии и ее последствия;
- 3) ресурсозатратность технической диагностики.

Для оценки технического состояния системы при проведении диагностики пользуются диагностическими параметрами. Для того чтобы выбрать конкретный параметр, оцениваются свойства, которыми он обладает в каждом конкретном случае технической эксплуатации системы: избыточность информации, достоверность информации и т.д. Практически используется несколько параметров для диагностики одновременно по различным причинам: если узел технической системы обладает несколькими функциями, занимает важнейшее положение в системе, обладает высокой сложностью или большими габаритами и т.д. Также возможен случай, где число параметров может зависеть не от вида прибора, а от уровня развития методов диагностики в технической системе в целом. К примеру, бессмысленно устанавливать интеллектуальное устройство с цифровым выводом на подстанции, если этот вывод некуда подключить. В идеальном случае, количество параметров, подлежащих измерению, достигает:

- 38 для силового трансформатора;
- 29 для масляного выключателя;
- 14 для разъединителя;
- 10 для разрядника и ограничителя перенапряжения;
- 9 для конденсатора связи и маслонаполненного измерительного трансформатора [3].

Оценка технического состояния электрической системы решает задачу оценки состояний отдельных узлов системы, на основе чего делается вывод об их работоспособности. Если состояния соответствуют требованиям, которые диктуют нормативные документы, то оборудование считается исправным, если нет – неисправным. Изготовление, испытания, монтаж, настройка, ремонт и эксплуатация могут сделать из исправного оборудования неисправное [4].

Для выявления дефектов с целью своевременного ремонта или замены оборудования применяются методы неразрушающего контроля (МНК). Они позволяют выявить степень развития дефекта (от нормальной работы оборудования до аварийной стадии), при этом имея минимальное влияние (либо вообще его не имея) на работу оборудования.

#### **Теоретическая часть**

Одними из самых универсальных методов контроля, показывающих состояние практически любого вида оборудования, являются тепловые (ГОСТ

Р 56511–2015). Измерение и оценка температуры могут быть выполнены как с контактных датчиков (термопары, термосопротивления и т.д.), так и бесконтактных (преобразователей инфракрасного излучения в видимый спектр). Универсальность методов подтверждается их использованием практически во всех отраслях промышленности, в том числе и на цифровых подстанциях.

Методы теплового контроля разделяются на пассивные и активные. Пассивные методы являются наиболее распространенными и основываются на считывании информации с объектов, находящихся в условиях эксплуатации. Основным достоинством таких методов является возможность проведения контроля без остановки технической системы или узла технической системы. Также нет необходимости в проведении дополнительных мероприятий непосредственно перед считыванием данных. Контроль не влияет на безопасность эксплуатации оборудования и обслуживающего персонала.

Контроль объектов с высокой угрозой выхода из строя с помощью бесконтактных датчиков и автоматических интеллектуальных систем обработки данных способен значительно снизить вероятность возникновения чрезвычайных ситуаций за счет уменьшения влияния человеческого фактора и введения непрерывного наблюдения за объектом.

Контроль менее опасных объектов с помощью контактных датчиков, закрепленных на наиболее температурно-активных местах цифровой подстанции, с последующей интеллектуальной обработкой информации тоже является перспективным МНК в контексте работы.

Принцип действия электрических методов неразрушающего контроля (ЭМНК) основан на прямой или косвенной генерации электрического поля внутри объекта исследования. Прямая генерация может быть осуществлена при помощи постоянного или переменного тока, непосредственно воздействующего на объект. Косвенная генерация может быть вызвана физическими воздействиями другого рода (к примеру, механическое или тепловое воздействие). Основываясь на анализе изменений, вызванных при помощи прямой или косвенной генерации, можно сделать выводы о состоянии исследуемого объекта. Контрольными параметрами являются исходные электрические характеристики объекта исследования. ЭМНК регламентируется ГОСТ 25315-82.

ЭМНК используются в проверке состояния электроизоляции путем измерения величины частичных разрядов [5]. Этот вид контроля напрямую связан как с безопасностью работы персонала, так и со стабильной работой электрооборудования, изоляция которого подвержена проверке, поскольку частичные разряды, хоть и не быстро, но рано или поздно приводят к пробое.

Сама же проверка заключается в сравнении параметров измеренного частичного разряда с установленными для изоляции значениями, что помогает в определении будущих мест пробоя электроизоляции.

Следует отметить, что частичные разряды могут быть определены не только ЭМНК, но и электромагнитными, химическими, оптическими и акустическими МНК. ЭМНК позволяет получить самые точные количественные характеристики частичных разрядов, но при этом не может использоваться в автоматизированных методах неразрушающего контроля цифровых подстанций ввиду специфики проведения измерений, где непосредственно требуется оператор.

Суть вибрационных методов неразрушающего контроля (ВМНК) в контексте электрических подстанций заключается в измерении уровня вибрации стенки или сердечника силового трансформатора или же в анализе частотного спектра. Параметром, подлежащим контролю, является степень опрессовки различных частей трансформатора, которая снижается со временем его эксплуатации, вследствие чего изменяются вибрационные показатели и частотный спектр.

Вибродиагностика стенки трансформатора является трудоемким процессом, поскольку измерения необходимо производить на различной высоте и в различных точках этой высоты. В общей сложности количество измерений может быть больше 100. Для цифровых электрических подстанций устанавливать такое большое количество датчиков вибродиагностики для полной автоматизации нецелесообразно. Можно произвести своего рода идентификацию трансформатора, измерив во всех необходимых точках вибрационные параметры, после чего выбрать точки с наибольшими количественными характеристиками вибрации и в соответствии с их расположением произвести монтаж необходимых датчиков. Если при автоматизированном контроле значения в этих точках превысят пороговые, то возникнет необходимость полной вибродиагностики стенок трансформатора.

Спектральный анализ сердечника и других элементов трансформатора можно производить единичными датчиками, установленными в необходимых местах. К примеру, магнитное насыщение сердечника трансформатора, возникающее вследствие перегрузки, влечет за собой искажение и рост вибрационных составляющих, что может быть считано и распознано интеллектуальной аппаратурой в цифровых электрических подстанциях.

Уровень вибрации и частотный спектр могут в постоянном режиме считываться аппаратурой, и на основе этого могут быть выявлены ситуации, близкие к аварийным, а также рассчитаны коэффициенты прессовки обмоток трансформатора и магнитопровода.

Принцип работы акустических методов неразрушающего контроля (АМНК) основан на регистрации результатов взаимодействия упругих колебаний и исследуемого объекта. Для проведения АМНК используют упругие волны различной длины в зависимости от объекта и цели исследования. Регламент АМНК отражен в ГОСТ 23829–85.

АМНК разделяют на две большие группы: активные и пассивные. Активные методы используют акустический источник и приемник, пассивные – только приемник, источником является сам объект исследования.

Примером активных АМНК может служить ультразвуковое исследование образца. Физический смысл такого исследования основан на отражении или преломлении ультразвуковых волн на границе сред с различным волновым сопротивлением. Таким образом, если в объекте есть трещины или поры, ультразвуковое оборудование поможет с их обнаружением. Описанный метод классифицируется как один из видов эхометодов, которые являются самыми распространенными АМНК – около 90% акустических проверок выполняется с их помощью.

В качестве пассивного АМНК может выступать контроль образования трещин, которые сопровождаются акустическими колебаниями.

Следует отметить, что регистрация частичных разрядов, описанная в части об электрических методах, может выполняться и акустическими методами. Такая концепция позволяет производить регистрацию частичных разрядов дистанционно при помощи микрофонов с чувствительным диапазоном выше порога слышимости. Метод регистрации обладает многими недостатками, однако, в отличие от электромагнитного метода (СВЧ-метод) регистрации частичных разрядов, может дать представление о количественных характеристиках измеряемых параметров. Акустический метод регистрации частичных разрядов является перспективным для автоматизированного контроля цифровых электрических подстанций.

#### **Практическая часть**

Электрические подстанции являются частями электроэнергетических систем и выполняют функции распределения, передачи и хранения энергии. При любой организации работы подстанции, трансформатор является одним из важнейших и дорогостоящих компонентов.

В настоящее время наблюдается большое количество работ, посвященных применению искусственных нейронных сетей (ИНС) для диагностики работы трансформаторов подстанций. Это вызвано тем, что модель реального масляного трансформатора настолько сложна, что поддается расчету только на суперкомпьютере (в режиме реального времени). При этом ИНС способна распознавать скрытые закономерности объектов, используя значительно меньшее количество вычислительных ресурсов. Недостатком является необходимость в некотором количестве статистических данных, полученных либо с реального устройства, либо с модели. Следует отметить, что некоторые типы нейронных сетей не нуждаются в обучении, следовательно, нет необходимости в статистических данных, однако такая сеть не способна в полной мере предсказать некоторые параметры.

С помощью нейронной сети можно, например, диагностировать состояние трансформаторного мас-

ла [6–8], изоляционной бумаги [9]. На основе таких параметров, как ток и температура, производился прогноз срока службы трансформатора [10]. Также производился прогноз напряжения пробоя изолирующих масел [11], оценка производительности в реальном времени [12], оценка тока насыщения [13] и многое другое.

Авторами настоящей работы предлагается универсальная архитектура нейронной сети (рис. 1), учитывающая как входные параметры объекта исследования, так и прогнозируемую мощность. В данном случае производится прогноз перегрузки трансформатора на основе таких параметров, как температура масла  $T(t)$  и ток вторичной обмотки  $I(t)$ , учитывая прогноз потребляемой мощности.

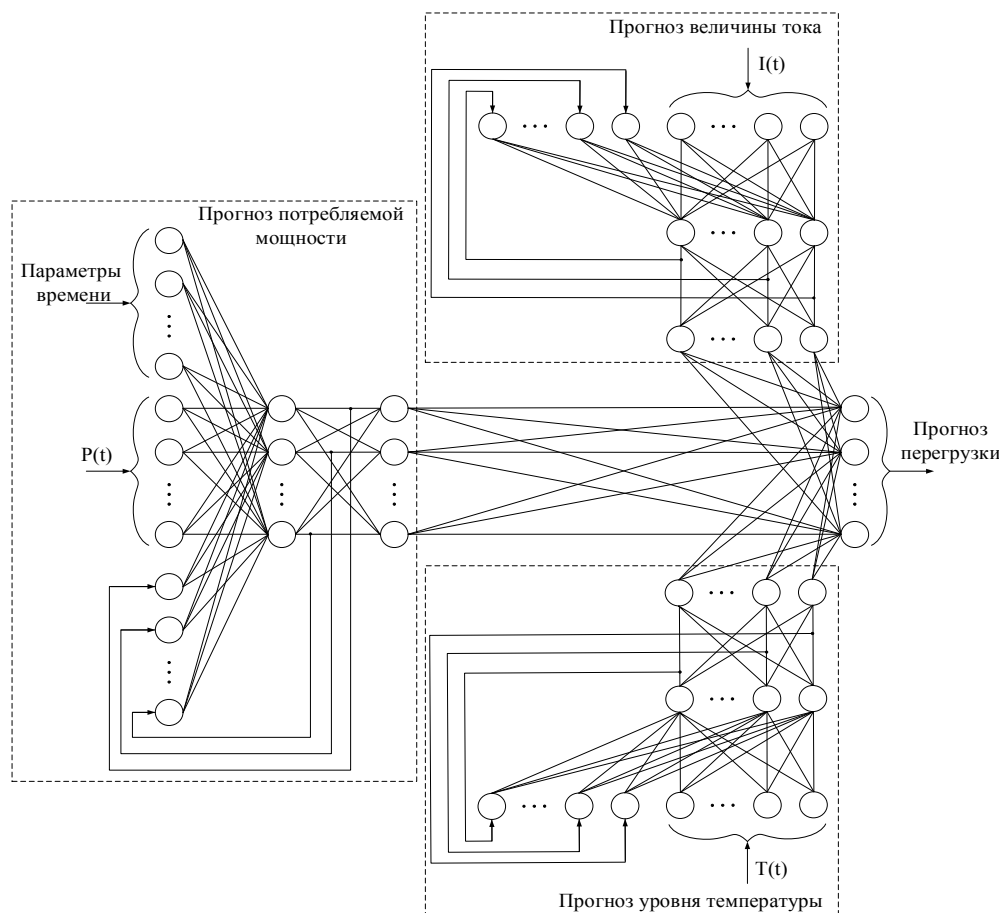


Рис. 1. Структура нейронной сети для прогноза перегрузки трансформатора

Прогноз потребляемой мощности производится при помощи подхода, отраженного в исследованиях [14–16]. Суть его в том, что помимо непосредственно временного ряда мощности туда входит время суток и день недели, поскольку от этого сильно зависит прогноз. Например, в утренние часы потребление энергии больше, чем в дневные. Однако вместо двухслойного персептрона используется рекуррентная сеть Элмана, поскольку она лучше прогнозирует временные ряды. Тактирование этой части нейронной сети будет происходить по мере поступления новых данных. Очевидно, частота тактирования будет гораздо ниже, чем у других частей нейронной сети.

Параметры тока и температуры задаются в виде временного ряда. Все три входных вектора поступают на вход трех нейронных сетей Элмана по методу скользящего окна. После сетей Элмана расположен ряд нейронов для анализа выходных данных со всех трех сетей. Ряд соответствует временному промежутку с необходимым временным квантованием со

значениями вероятности перегрузки трансформатора и представляет собой однослойный персептрон. Например, нейроны выходного слоя могут отображать информацию о вероятности перегрузки в ближайшее количество часов или минут (в зависимости от входных данных), где каждый отдельный нейрон будет соответствовать конкретной минуте или часу.

Таким образом, архитектура нейронной сети позволяет учитывать временные параметры, ожидаемую потребляемую мощность, краткосрочный прогноз тока и температуры. При помощи различной частоты тактирования соответствующих сетей можно добиться их синхронизации, что приведет к повышению точности прогноза. Минимальная частота будет у сети прогноза мощности, средняя – у сети прогноза температуры масла и высокая – у сети прогноза тока вторичной обмотки.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации, уникальный идентификатор работ (проекта) RFMEFI57818X0272.

*Литература*

1. Яшура А.И. Система технического обслуживания и ремонта общепромышленного оборудования. – М.: Энас, 2012. – 359 с.
2. Биргер И.А. Техническая диагностика. – М.: Машиностроение, 1978. – 240 с.
3. Вдовико В.П. Методология системы диагностики электрооборудования высокого напряжения // *Электричество*. – 2010. – № 2. – С. 14–20.
4. Сви П.М. Методы и средства диагностики оборудования высокого напряжения. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 240 с.
5. Вдовико В.П. Частичные разряды в диагностировании высоковольтного оборудования. – Новосибирск: Наука, 2007. – 155 с.
6. Su X., Pan C., Yang X., Zou J. Application of Elman Neural Network in Top Oil Temperature Prediction of Transformer // *ICHVE–2018. 2018 IEEE International Conference on High Voltage Engineering and Application*. – 2019. – P. 8641891.
7. Zhao Y., Qian Y., Li L., Zheng Z., Wang Q., Zhou Y. Research on Transformer Oil Multi-frequency Ultrasonic Monitoring Technology Based on Convolutional Neural Network // *Proceedings – IEEE International Conference on Dielectric Liquids*. – 2019. – P. 8796733.
8. Iyswarya Annapoorani K., Umamaheswari B. Fault prediction based on dissolved gas concentration from insulating oil in power transformer using neural network // *Proceedings of the IEEE International Conference on Properties and Applications of Dielectric Materials*. – 2012. – P. 6318954.
9. Lin Z., Zhang B. A prediction of the oil-filled transformer based on BP neural networks // *Gaoya Dianqi / High Voltage Apparatus*. – 2010. – Vol. 46, No. 4. – P. 84–87.
10. Rosmalianti Setiawati N.E., Purnomo M.H., Priyadi A. Nguyen. Widrow Neural Network for Distribution Transformer Lifetime Prediction // *2018 International Conference on Computer Engineering: Network and Intelligent Multimedia, CENIM–2018*. – Proceeding. – 2018. – P. 305.
11. Ghoneim S.S.M., Dessouky S.S., Elfaraskoury A.A., Sharaf A.B.A. Prediction of insulating transformer oils breakdown voltage considering barrier effect based on artificial neural networks // *Electrical Engineering*. – 2018. – Vol. 100, No. 4. – P. 2231–2242.
12. Li Z., Yang J., Zhang Z., Dai Y., Zhang M. Real Time Evaluation Algorithm for Measurement Performance of Substation Voltage Transformer Based on Artificial Neural Network // *2nd IEEE Conference on Energy Internet and Energy System Integration. EI2–2018*. – Proceedings. – 2018. – P. 8582678.
13. Rebizant W., Bejmer D. Current-transformer saturation detection with genetically optimized neural networks // *IEEE Transactions on Power Delivery*. – 2007. – Vol. 22, No. 2. – P. 820–827.
14. Siwek K., Osowski S., Szupiluk R. Ensemble neural network approach for accurate load forecasting in a power system // *International Journal of Applied Mathematics and Computer Science*. – 2009. – Vol. 19, No. 2. – P. 303–315.
15. Siwek K., Osowski S. Two-stage neural network approach to precise 24-hour load pattern prediction // *Lecture Notes in Computer Science*. – 2009. – Vol. 5572. – P. 327–335.
16. Siwek K., Osowski S. Short term load forecasting model in the power System using ensemble of predictors // *Conference Record / IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*. – 2007. – P. 4258263.

**Липатникова Анжелика Александровна**

Студентка отд. ядерно-топливного цикла (ОЯТЦ)  
Инженерной школы ядерных технологий (ИЯТШ)  
Национального исследовательского  
Томского политехнического университета (НИ ТПУ)  
Эл. почта: anzhelika.lipatnikova@mail.ru

**Кузнецов Сергей Геннадьевич**

М.н.с. ОЯТЦ ИЯТШ НИ ТПУ  
Эл. почта: ksergey1992@gmail.com

**Обходский Артем Викторович**

Доцент ОЯТЦ ИЯТШ НИ ТПУ  
Эл. почта: art707@tpu.ru

**Попов Александр Сергеевич**

М.н.с. ОЯТЦ ИЯТШ НИ ТПУ  
Эл. почта: asptomsktpu@gmail.com

УДК 621.316.722.3

**В.Г. Сугаков, Н.С. Варламов, Ю.С. Малышев****Трехканальное цифровое фазосмещающее устройство для трехфазных выпрямителей с несимметричным управлением**

Для стабилизации выходных параметров трехфазного выпрямителя с несимметричным управлением разработаны трехканальное цифровое фазосмещающее устройство, позволяющее корректировать моменты открытия вентилей при нестабильности частоты сети, и его имитационная модель. Выполнено моделирование и анализ полученных результатов на основе относительного отклонения среднего выпрямленного напряжения.

**Ключевые слова:** фазосмещающее устройство, нестабильность частоты, системы управления, полупроводниковый преобразователь, имитационная модель.

Качество электроэнергии, показатели которого зачастую могут выходить за пределы нормативных требований [1] и носить длительный или кратковременный характер в зависимости от причины возник-

новения, имеет важное значение в судовых электроэнергетических системах.

Изменение частоты сети происходит часто из-за нарушения баланса между генерируемой и потреб-

ляемой мощности, а также при наличии нечувствительности и статизма регуляторов приводных двигателей. Отклонение частоты напряжения приводит к ряду негативных последствий: уменьшение частоты вращения и перегрев обмоток электродвигателей, перегрев или неправильное функционирование коммутационного и защитного электрооборудования и изменение реактивной мощности нагрузок [2].

Особое влияние изменение частоты вносит в работу системы управления полупроводниковыми преобразователями (ПП), которые синхронизируются с сетью. В результате происходит изменение моментов формирования импульсов коммутации на электродах силовых вентилях, что приводит к отклонению выходных параметров преобразователя. Создание адаптивных систем управления ПП, способных нормально функционировать в условиях нестабильности частоты напряжения, является актуальной задачей, которая направлена на повышение надежной работы электротехнических систем.

Для повышения стабильности изменения угла управления в судовых системах электроснабжения разработано цифровое фазосмещающее устройство (ЦФСУ) с блоком памяти коррекции угла управления в зависимости от частоты напряжения и заданного угла управления [3]. Имитационная модель ПП с ЦФСУ показала возможность практической реализации данного устройства [4]. Использование в трехфазном выпрямителе с несимметричным управлением трех отдельных каналов, содержащих независимое ЦФСУ, может привести к дополнительным затратам, а также к усложнению системы управления. Для сокращения независимых каналов управления разработано трехканальное ЦФСУ, формирующее импульсы управления для каждого вентиля трехфазного выпрямителя и содержащее общий блок памяти [5].

Целью данной работы является анализ трехфазного мостового выпрямителя с несимметричным управлением с трехканальным ЦФСУ.

**Методы и материалы**

Структурная схема трехканального ЦФСУ с трехфазным выпрямителем представлена на рис. 1. Трехфазное линейное напряжение через устройство синхронизации (УС) поступает на детектор нулевого уровня (ДНУ), который формирует импульсы высокого уровня в момент перехода синхронизированного напряжения через нулевое значение. Сформированные ДНУ импульсы поступают на формирователь кода (ФК) полупериода синхронизированного напряжения и на генератор опорного кода (ГОК).

Блок памяти (БП) формирует управляющий код  $K_{\alpha f}$  в зависимости от частоты входного напряжения и требуемого угла управления. К входам компаратора К поступают линейный опорный код с выхода ГОК и управляющий код с выхода БП. Управление порогом срабатывания компаратора осуществляется с помощью управляющего кода. На выходе компаратора формируется низкое напряжение, пока значение опорного кода меньше значения управляющего кода.

При увеличении опорного кода выше управляющего кода на выходе компаратора формируется высокий уровень напряжения, и вентиль трехфазного выпрямителя переходит в открытое состояние.

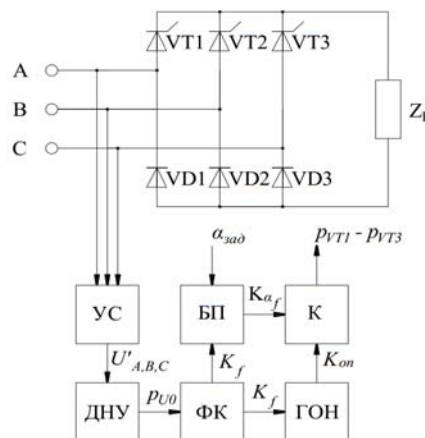


Рис. 1. Структурная схема трехканального фазосмещающего устройства с трехфазным мостовым выпрямителем с несимметричным управлением

Моделирование трёхканального ЦФСУ производилось в среде MATLAB Simulink. Описание имитационной модели с трехфазной мостовой схемой с несимметричным управлением более подробно приведено в работе [4].

**Описание имитационной модели трехканального цифрового фазосмещающего устройства**

На входы (inA, inB, inC) трехканального ЦФСУ (рис. 2) подается трехфазное синхронизирующее напряжение синусоидальной формы, из которого формируются три сигнала прямоугольной формы, фазы которых соответствуют начальным фазам напряжения каждой фазы.

Элемент Relay1 блока A1 формирует прямоугольные импульсы. Формирование кода  $K_f$ , соответствующего частоте напряжения первой фазы, обеспечивают элементы Logical Operator1, Logical Operator3, Transport Delay2, Sum2, Relay3, Integrator2, Gain3. Далее код  $K_f$  одновременно поступает на вход генератора опорного кода  $K_{on}$  (Logical Operator2, Transport Delay1, Sum1, Relay2, Integrator1, Gain2, Sum3, Sum4, Abs1, Gain4) блока A1 и регистр хранения сигнала Register1.

Управляющий код  $K_{\alpha f}$ , соответствующий частоте напряжения и необходимому углу управления, обеспечивает блок памяти 2-D Lookup Table1, а момент формирования импульса коммутации обеспечивает элемент Relation Operator1, с выхода которого сигнал поступает на выходной формирователь, который генерирует импульс на силовой вентиль мостовой схемы выпрямителя.

Формирование импульсов на управляющие электроды двух других вентилях обеспечивают блоки A2 и A3 в соответствии с работой блока A1. Однако на вход блоков A2 и A3 поступает сигнал с регистра памяти, который хранит код частоты напряжения первой фазы.

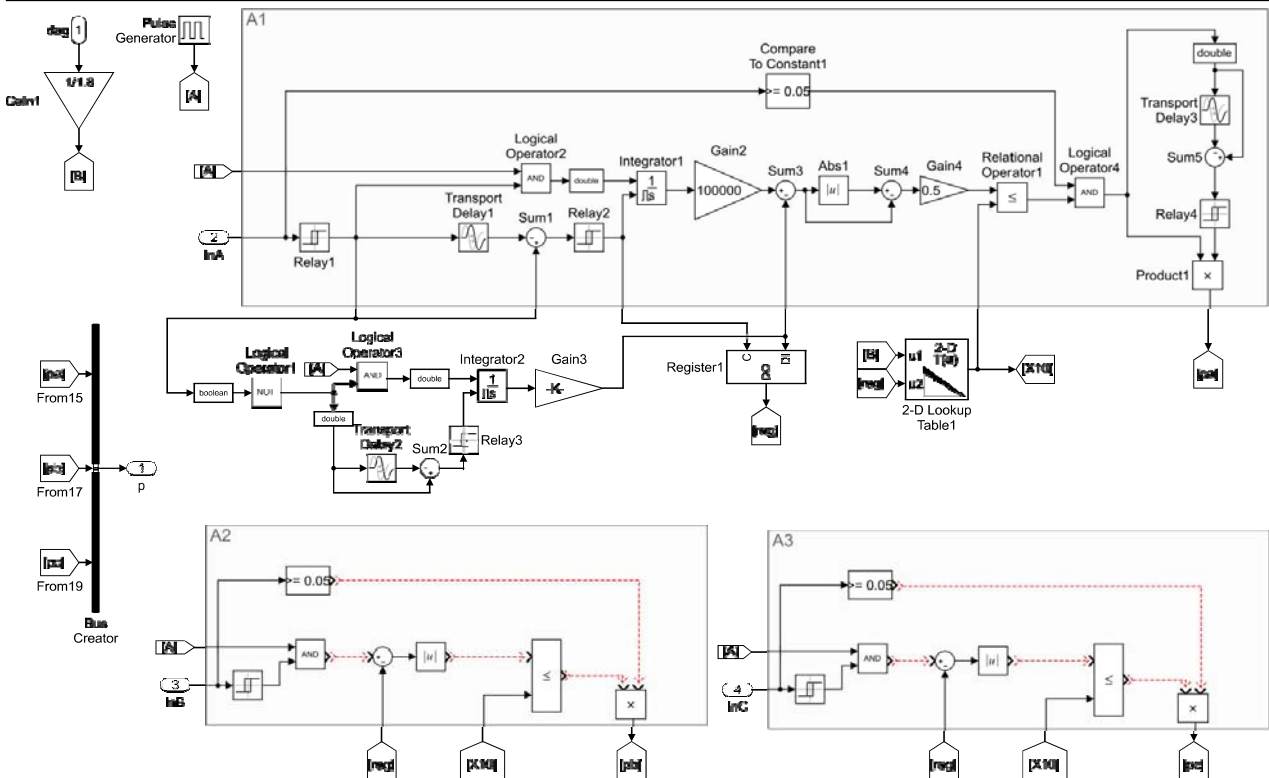


Рис. 2. Структурная схема имитационной модели трехканального фазосмещающего устройства

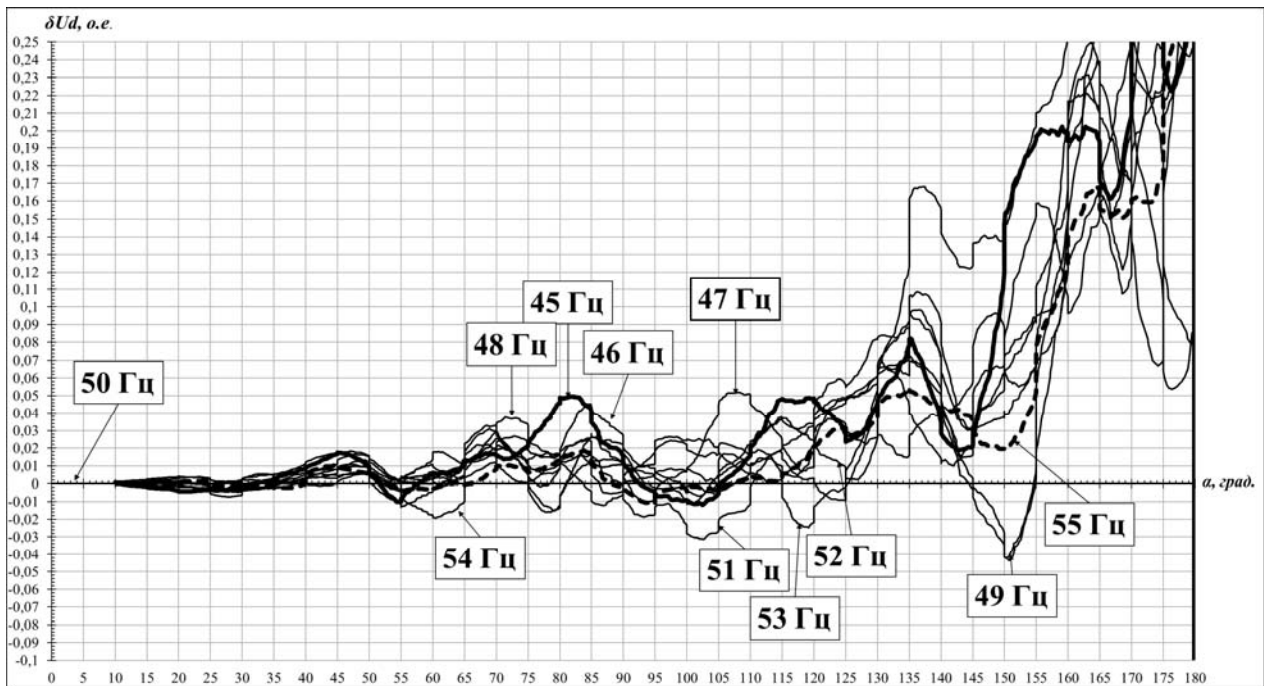


Рис. 3. Зависимость  $\delta U_d$  от угла управления  $\alpha$  при использовании трехканального ЦФСУ

**Результаты исследования**

Для оценки работоспособности трехканального ЦФСУ проведено имитационное моделирование ПП. В результате моделирования были построены характеристики относительного отклонения среднего выпрямленного напряжения  $\delta U_d$  при изменении частоты напряжения  $f$  и угла управления  $\alpha$ .

Как видно из рис. 3, характеристики имеют знакопеременный характер. Максимальные значения

$\delta U_d$  зафиксированы на частотах 45, 51, 47 и 53 Гц на диапазоне угла управления 0–120°. При дальнейшем увеличении угла управления значения  $\delta U_d$  также увеличивается.

**Заключение**

Как показывают результаты моделирования, система управления на основе трехканального ЦФСУ может применяться в трехфазных выпрямителях, обеспечивая достаточно высокую стабиль-

ность заданного угла управления при отклонении частоты напряжения от номинального значения. Однако использование трехканального ЦФСУ увеличивает значение относительного отклонения среднего выпрямленного напряжения по сравнению с ЦФСУ-прототипом. Вид выходных характеристик определяется структурой системы управления и силовой части полупроводникового преобразователя.

#### Литература

1. Mindykowski J. Voltage and frequency deviations in exemplary ship's network – research for ship owner / J. Mindykowski, M. Szweđa, T. Tarasiuk // EPQU Magazine. – 2008. – Vol. 1(2). – P. 61–67.
2. Fuchs E. Power Quality in Power Systems and Electrical Machines / E. Fuchs, M.A.S. Masoum. – Second edition. – Academic Press, 2015. – 1140 p. DOI: 10.1016/B978-0-12-800782-2.09989-9
3. Сугаков В.Г. Обоснование реализации фазосмещающего устройства с коррекцией кода в зависимости от частоты напряжения / В.Г. Сугаков, Н.С. Варламов, Ю.С. Малышев // Вестник Гос. ун-та морского и речного флота им. адмирала С.О. Макарова. – 2017. – № 4(44). – С. 829–837. DOI: 10.21821/2309-5180-2017-9-4-829-837
4. Пат. 2612055 Российская Федерация, МПК G01R 25/00. Цифровое фазосмещающее устройство / В.Г. Суга-

ков, О.С. Хватов, Н.С. Варламов; заяв. и патентообл. ФГБОУВО «Волжский гос. ун-т водного транспорта». – № 2015155112; Заявл. 22.12.2015. Оpubл. 02.03.2017. Бюл. № 7.

5. Пат. 2 686 881 Российская Федерация, МПК G01R 25/00. Трехканальное цифровое фазосмещающее устройство / В.Г. Сугаков, О.С. Хватов, Н.С. Варламов; заяв. и патентообл. ФГБОУВО «Волжский гос. ун-т водного транспорта». – № 2018110495. Заявл. 23.03.2018. Оpubл. 06.05.

#### Сугаков Валерий Геннадьевич

Д-р техн. наук, профессор каф. электротехники и электрооборудования объектов водного транспорта (ЭиЭОВТ) Волжского гос. ун-та водного транспорта (ВГУВТ)  
Эл. почта: elektrikasp@mail.ru

#### Варламов Никита Сергеевич

Аспирант каф. ЭиЭОВТ ВГУВТ  
Эл. почта: varlamov\_nikita@mail.ru

#### Малышев Юрий Сергеевич

Канд. техн. наук, доцент каф. ЭиЭОВТ ВГУВТ  
Эл. почта: elektrikasp@mail.ru

УДК 621.311.62

**В.О. Оскирко, А.П. Павлов, А.С. Семенов, А.Н. Захаров**

## Гибридный источник электропитания для дуальной магнетронной распылительной системы

Представлено описание гибридной системы электропитания DU HIPIMS+MFMS+BIAS, обеспечивающей комбинированные режимы работы дуальной магнетронной распылительной системы. В комбинированном режиме работы одновременно обеспечивается среднечастотное импульсное магнетронное распыление и сильноточное импульсное распыление. Последнее характеризуется следующими свойствами: высокой плотностью мощности разряда; высокой степенью ионизации распыленного материала и высоким уровнем ионного воздействия на растущее покрытие. В работе представлено описание общей структурной схемы гибридной системы и устройства формирователя выходных биполярных импульсов. Рассмотрен вопрос обеспечения согласованной работы, а также изложены основные принципы, с помощью которых обеспечивается переход из среднечастотного режима распыления в сильноточный.

**Ключевые слова:** HIPIMS, MFMS, магнетронное распыление, источник питания.

Магнетронное распыление импульсами высокой мощности, или сильноточное импульсное магнетронное распыление (high-power impulse magnetron sputtering – HIPIMS), является технологией высокоионизированного физического осаждения покрытий из паровой фазы (i-PVD), разработанной на основе технологии магнетронного распыления на постоянном токе (Direct current magnetron sputtering – DCMS) [1]. Питание разряда в HIPIMS осуществляется импульсами высокой скважности ( $\geq 10$ ), что позволяет обеспечивать высокую импульсную плотность мощности разряда, избегая перегрева магнетронной распылительной системы (MPC). Импульсная мощность разряда возрастает пропорционально скважности импульсов, если средняя мощность раз-

ряда поддерживается постоянной. Мгновенные значения мощности могут достигать МВт, а плотность мощности на поверхности мишени магнетрона – нескольких кВт/см<sup>2</sup>. Высокая плотность мощности вызывает интенсивное распыление материала и его ионизацию. Степень ионизации распыленного вещества может достигать 90% [1–3], а концентрация плазмы –  $10^{13}$  см<sup>-3</sup> [4]. Высококонцентрированные потоки ионов из плазмы воздействуют на растущее покрытие, позволяя получать пленки с уникальными структурными, электрическими и оптическими свойствами [5, 6].

Существенным недостатком данного метода является снижение скорости осаждения по сравнению с традиционными режимами магнетронного распы-



ления на постоянном (DCMS) и среднечастотном токе (Mid frequency magnetron sputtering – MFMS). Снижение скорости напыления зависит от типа распыляемого материала, конструкции MPC, электрических параметров разряда и может составить несколько десятков процентов [7]. Основной причиной является возврат ионизированного распыленного материала на мишень под действием электрического поля. Снижение скорости напыления покрытий является платой за высокую степень ионизации распыленного материала.

Для решения задачи формирования высококачественных покрытий с высокой скоростью используется несколько подходов. Один из них заключается в применении комбинированного импульсного электропитания MPC, которое объединяет в себе DC/MFMS и HIPIMS [8, 9].

В данной работе представлено описание гибридной системы электропитания DU HIPIMS + MFMS + BIAS, разработанной компанией «Прикладная электроника» и Институтом сильноточной электроники СО РАН. Ключевой особенностью данного устройства является возможность работы с дуальными магнетронными распылительными системами (ДМРС). В статье рассмотрены устройство и принцип действия системы электропитания, представлены её основные выходные параметры.

#### Гибридные системы магнетронного распыления HIPIMS+DCMS/MFMS

Для начала рассмотрим различные типы гибридных систем HIPIMS+MFMS, которые применяются в настоящее время. На рис. 1 представлено три варианта таких систем. Основные отличия между вариантами заключаются в способе подключения источника питания и форме выходных импульсов.

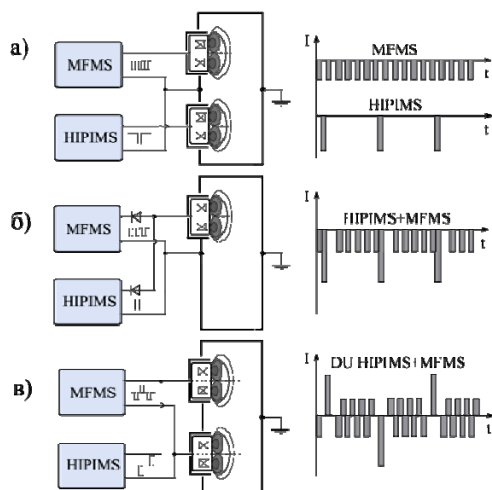


Рис. 1. Гибридные системы импульсного магнетронного распыления HIPIMS+MFDC

В первом варианте схемы магнетроны запитаны от двух независимых источников, работающих в режиме HIPIMS и MFMS. На мишени MPC подаются отрицательные импульсы напряжения, в результате чего они выполняют функцию катодов в разрядной системе. В качестве анода обычно используются

внутренние стенки вакуумной камеры, к которой подключены положительные выходы источников. Данный способ является наиболее простым в реализации, поскольку не требует специальных мер для согласования работы источников.

Во втором варианте в схеме, показанной на рис. 1, б, используется всего один магнетрон, а комбинированный режим распыления обеспечивается путем параллельного соединения выходов источников питания. Для работы в HIPIMS-режимах, как правило, применяется более высокое импульсное напряжение по сравнению с MFMS. Разное напряжение на выходе источников может привести к возникновению паразитных токов, протекающих из одного блока в другой. Чтобы предотвратить их возникновение, используются разделительные диоды, показанные на схеме.

В схеме третьего варианта, представленной на рис. 1, в, магнетроны работают в дуальной конфигурации – ДМРС. Питание ДМРС осуществляется биполярными импульсами напряжения. Мишень каждого магнетрона поочередно выполняют функцию анода и катода в разрядной системе в зависимости от полярности прикладываемого напряжения. Выходы источников электропитания изолированы от камеры. Такое решение позволяет решить проблему «потери анода», возникающей при запылении стенок камеры диэлектрической пленкой. Благодаря высокой стабильности продолжительных процессов дуальные системы часто используются в промышленности для нанесения непроводящих покрытий. Необходимость применения биполярных импульсов напряжения усложняет задачу согласования источников питания. Поскольку на выходе источников протекает биполярный ток, использование разделительных диодов, как в схеме на рис. 1, б, невозможно. Важной задачей, решаемой в процессе создания гибридной системы электропитания, являлось согласование работы источников питания, работающих в биполярном режиме, исключающее их взаимное влияние. **Структурная схема**

На рис. 2 представлена структурная схема разработанной гибридной системы электропитания DU HIPIMS+MFMS+BIAS (далее – ГСП). ГСП вместе с ДМРС входит в состав экспериментальной вакуумной установки для напыления диэлектрических покрытий. ГСП включает в себя два блока питания, формирующих среднечастотные импульсы (БСИ 1 и БСИ 2); два блока, формирующих импульсы высокой мощности (БИВМ 1 и 2), а также блок подачи потенциала смещения на подложку (БСП). Каждый блок формирует на выходе униполярные импульсы. Положительные выходы блоков соединены между собой, а отрицательные подключены к мишеням ДМРС. В этом случае обеспечивается формирование биполярных импульсов на выходе ГСП.

Амплитуды импульсов отрицательной и положительной полярности регулируются независимо. Это позволяет контролировать мощность, посту-

пающую на каждый магнетрон, и соответственно, скорость распыления каждой мишени.

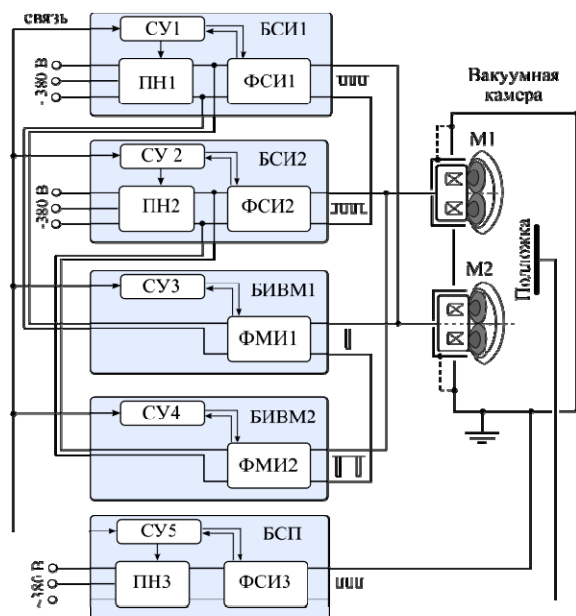


Рис. 2. Структурная схема гибридной системы электропитания DU HIPIMS + MFMS + BIAS

В состав БСИ 1,2 входят формирователи среднечастотных импульсов (ФСИ 1,2), преобразователи напряжения (ПН 1,2) и системы управления (СУ 1,2). ПН преобразуют переменное сетевое трехфазное напряжение в постоянное, регулируют его величину, а также обеспечивают гальваническую развязку. ФСИ 1,2 обеспечивают формирование выходных униполярных среднечастотных импульсов с заданной длительностью и частотой.

В составе БИВМ 1,2 отсутствуют ПН. Формирователи импульсов высокой мощности (ФМИ 1,2) питаются от ПН, которые входят в среднечастотные блоки БСИ 1,2. Блоки ФСИ и ФМИ, подключенные к одной мишени, питаются от общего ПН, поэтому их импульсы напряжения имеют одинаковую амплитуду. Для управления работой каждого блока используется система управления (СУ), которая обеспечивает обмен данными, необходимыми для согласованной работы блоков ГСП.

**Схема формирователя выходных импульсов**

Рассмотрим более подробно устройство и принцип действия формирователей выходных импульсов. На рис. 3 приведена схема ФСИ 1,2 и ФМИ 1,2. В состав каждого формирователя входят накопительная емкость С1–С4, транзисторный полумост Т1–Т2, Т7–Т8, диодный полумост Д1–Д2, Д7–Д8 и дроссель Др1–4. Формирователи имеют одинаковую топологию, но при этом используемые в них компоненты отличаются. В ФСИ используются ключи на транзисторах MOSFET, способные работать в среднечастотном диапазоне (20–50 кГц) при относительно невысоких импульсных значениях тока (не более 40 А). В ФМИ применяются IGBT-транзисторы, предназначенные для работы на пониженной частоте (20–5000 Гц) и высоких импульсных значениях тока (до 200 А).

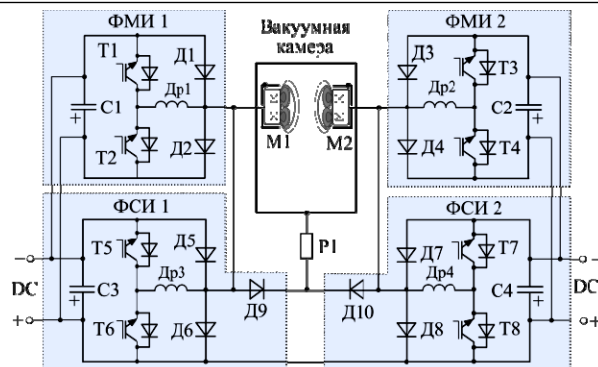


Рис. 3. Схема формирователей выходных биполярных импульсов DU HIPIMS + MFMS

Дроссели в ФСИ и ФМИ используются для ограничения скорости роста выходного тока. Дроссели Др1-2, в ФМИ 1,2, имеют небольшую индуктивность – 10 мкГн. Для достижения высоких импульсных значений тока формирователь должен обладать низким внутренним сопротивлением и обеспечивать высокую скорость роста тока. Дроссели Др3, Др4, входящие в состав ФСИ 1,2, обладают большей индуктивностью (50 мкГн), что позволяет ограничивать амплитуду выбросов тока в случае возникновения электрических дуг.

Транзисторы Т5–Т8 в ФСИ1 и ФСИ2 образуют мостовую схему, способную формировать на выходе биполярный сигнал. На рис. 4 представлены эпюры, поясняющие принцип действия схемы формирования выходных импульсов. Транзистор Т5 работает синхронно с Т8, а Т6 включается одновременно с Т7. Подобным образом транзисторы Т1–Т4 в ФМИ1 и ФМИ2 совместно образуют мост для формирования биполярных импульсов, но уже высокой мощности.

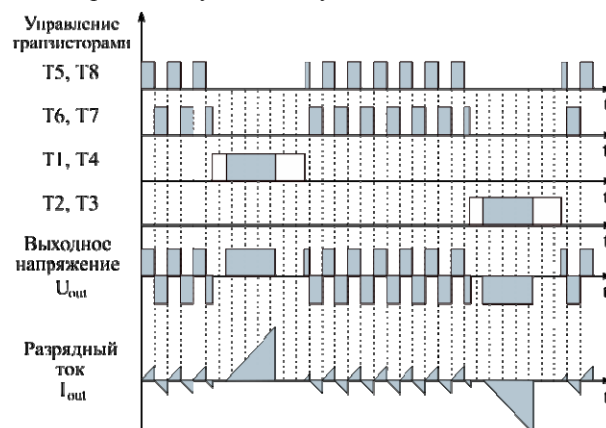


Рис. 4. Эпюры импульсов управления транзисторами

Параллельное соединение накопительных конденсаторов в ФСИ и ФМИ позволяет упростить схему. Переход в сильноточный режим магнетронного распыления при постоянной величине напряжения осуществляется путем увеличения длительности импульсов. При использовании прямоугольных импульсов напряжения импульсы разрядного тока в ДМРС имеют практически треугольную форму (рис. 5). Плавное увеличение тока в течение длительности импульса обусловлено процессами, про-

текающими в разрядной системе. Постепенное увеличение концентрации плазмы в разрядном промежутке сопровождается повышением его проводимости. Через определенное время разряд переходит в установившееся состояние, и рост тока прекращается. Изменение протяженности импульса в пределах длительности переходного процесса позволяет регулировать амплитуду импульсов разрядного тока. Длительность импульсов ФСИ 1,2 изменяется в диапазоне 9–24 мкс, тогда как в ФМИ 1,2 длительность импульсов может достигать 250 мкс. В упрощенном виде эпюра на рис. 5 показывает, как изменяется амплитуда импульса тока при увеличении длительности импульса и обеспечивается переход в сильноточный режим.

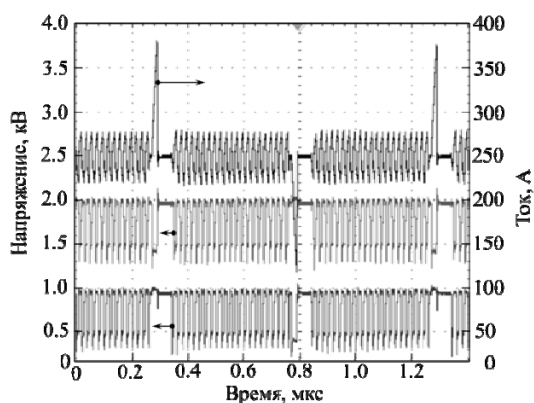


Рис. 5. Осциллограммы импульсов тока и напряжения на выходе ГСП в комбинированном режиме дуального магнетронного распыления

При работе в комбинированном режиме HIPIMS+MFMS импульсы высокой мощности могут накладываться на среднечастотные импульсы, что может приводить к негативным последствиям. Во-первых, наложение импульсов может спровоцировать возникновение паразитных токов, циркулирующих между блоками. Во-вторых, из-за изменений условий в начальной фазе импульса высокой мощности становится сложно контролировать амплитудное значение тока. Это может привести к перегрузкам, ложным срабатываниям системы подавления дуг и колебаниям электрических параметров. Избежать наложения импульсов можно путем введения «мертвого времени» на этапе формирования импульса высокой мощности. Помимо введения «мертвого времени», система управления обеспечивает защиту источника питания от перегрузок по току и возникновения электрических дуг.

На рис. 5 представлены осциллограммы импульсов разрядного тока и напряжения, полученные в процессе эксперимента. Напряжение на мишенях измерялось относительно заземленной камеры. Измерение разрядного тока производилось в месте подключения ГСП к одной из мишеней ДМРС. Частота формирования среднечастотных импульсов в процессе эксперимента составляла 50 кГц, частота импульсов высокой мощности 1 кГц. Источник питания работал в симметричном режиме, поддерживая амплитуду положительных и отрицательных

импульсов – 700 В. Длительность среднечастотных импульсов составляла приблизительно 8 мкс, длительность импульсов высокой мощности – 20 мкс.

Как можно видеть на осциллограмме, источник питания обеспечивает комбинированный режим распыления. Из-за короткой длительности среднечастотные импульсы тока имеют низкую амплитуду – 30 А. При увеличении длительности в сильноточном режиме амплитуда импульсов возрастает до 130 А. При этом максимальная мощность разряда, наблюдаемая в конце импульса, увеличивается с 15 до 78 кВт.

На рис. 6 приведена фотография, а также перечислены основные выходные параметры ГСП. Система имеет модульную конструкцию согласно структурной схеме на рис. 2.



Рис. 6. Внешний вид и основные параметры ГСП HIPIMS+MFMS+BIAS

Параметры:

Напряжение: 100–1300 В  
Средний вых. ток: до 13 А  
Мощность: 20 кВт  
Макс. амплитуда сильноточных импульсов: 250 А  
Макс. амплитуда среднечастотных импульсов: 40 А  
Диапазон регулирования частоты сильноточных импульсов: 20–5000 Гц  
Диапазон регулирования частоты среднечастотных импульсов: 20–50 кГц

## Выводы

В работе предложена схема гибридной системы электропитания, способной обеспечивать комбинированные режимы дуального магнетронного распыления HIPIMS+MFMS. Показано, что переход в сильноточный режим может осуществляться путем увеличения длительности импульсов. Введение «мертвого времени» на этапе формирования импульсов высокой мощности позволяет избежать наложения этих импульсов и обеспечить согласованную стабильную работу ДМРС.

Работа выполнена в рамках гранта Российского фонда фундаментальных исследований № 18-42-703005.

## Литература

1. Kouznetsov V., Macak K., Schneider J.M., Helmersson U., Petrov I. A novel pulsed magnetron sputter technique utilizing very high target power densities // Surf. Coat. Technol. – 1999. – No. 122. – 290 p.
2. Bugaev S.P., Koval N.N., Sochugov N.S., Zarharov A.N. Investigation of a high-current pulsed magnetron discharge initiated in the low-pressure diffuse arc plasma // Proc. XVII Intern. Symp. on Discharges and Electrical Insulation in Vacuum. – Berkeley, USA, 1996. – P. 1074–1076.
3. Oks E., Anders A. Evolution of the plasma composition of a high power impulse magnetron sputtering system studied with a time-of-flight spectrometer // Journal of Applied Physics. – 2009. – Vol. 105, No. 9. – P. 093304.

4. Odivanova A.N., Sochugov N.S., Oskomov K.V., Podkovyrov V.G. Study of the plasma parameters in a high-current pulsed magnetron sputtering system // Plasma Physics Reports. – 2011. – Vol. 37, No. 3. – P. 239–243.

5. Bobzin K., Bagcivan N., Immich P. et al. Advances of nanocomposite coatings deposited by HIPIMS // Process. Technol. – 2008. – Vol. 209. – 165 p.

6. Sarakinos, Alami J., Konstantinidis S. High power pulsed magnetron sputtering: A review on scientific and engineering state of the art // Surface and Coatings Technology. – 2010. – Vol. 204, Iss. 11. – P. 1661–1684.

7. Helmersson U., Lattemann M., Bohlmark J., Ehiasarian A.P., Gudmundsson J.T. Ionized physical vapor deposition (IPVD): A review of technology and applications // Thin Solid Films. – 2006. – Vol. 513, No. 1. – 6 p.

8. Bandorf R., Falkenau S., Schmidt V. Modifications of coatings by DC-Sputtering with Superimposed HPPMS // 50th SVC Annual Tech. Con. Proceedings. – 2007. – P. 477–479.

9. Bandorf R., Falkenau S., Schiffmann K., Gerdes H., Heckmann U. Properties of nichrome sputtered by HiPIMS in

unipolar and DC-Superimposed mode // 51st SVC Annual Tech. Con. Proceedings. – 2008. – P. 317–320.

**Оскирко Владимир Олегович**

Канд. техн. наук, науч. сотр. ЛПЭ ИСЭ СО РАН  
Эл. почта: oskirkovo@gmail.com

**Павлов Артем Павлович**

Инженер ЛПЭ ИСЭ СО РАН  
Эл. почта: APELTom@yandex.ru

**Семенов Вячеслав Аркадьевич**

Инженер ЛПЭ ИСЭ СО РАН  
Эл. почта: semenovvjacheslav@gmail.com

**Захаров Александр Николаевич**

Канд. техн. наук, науч. сотр. ЛПЭ ИСЭ СО РАН  
Эл. почта: zare17@yandex.ru

УДК 621.311.69

**С.С. Тюнин, Д.Б. Бородин, Н.П. Винтоняк, В.Д. Семенов**

## **Анализ возникновения паразитных колебаний в цепи силового преобразователя с активным квазирезонансным демпфером**

Дан анализ работы реверсивного непосредственного преобразователя повышающего типа с активным квазирезонансным демпфером. Показано, что при выключении транзисторного ключа активного демпфера возникают высокочастотные колебания, обусловленные обратным током собственного диода. Колебания приводят к дополнительным потерям и помехоэмиссии. Предложены меры подавления помех.

**Ключевые слова:** демпфер, квазирезонанс, преобразователь, коммутация, анализ.

Непосредственные преобразователи постоянно напряжения широко применяются в автономных системах электропитания благодаря высоким значениям их КПД и массогабаритным показателям. Дальнейшее совершенствование автономных СЭП связано с совмещением функций различных преобразователей, например совмещением зарядных и разрядных устройств [4], и улучшением КПД применяемых преобразователей за счет синхронного выпрямления и мягкого включения силовых транзисторов. Однако при практической реализации таких преобразователей на их силовых элементах возникают сверхтоки и перенапряжения, обусловленные током обратного восстановления внутреннего диода синхронного выпрямителя и приводящие к высокочастотным колебаниям. Поэтому тема работы, посвященная анализу причин возникновения паразитных колебаний в цепях двунаправленного преобразователя и методами борьбы с ними, является актуальной.

На рис. 1 представлена функциональная схема двунаправленного преобразователя, в которой реализуется синхронное выпрямление силовыми ключами K1, K2 и их мягкое включение за счет активных квазирезонансных демпферов, подключенных параллельно указанным силовым ключам. В дальнейшем изложении этот преобразователь будем на-

зывать двунаправленным преобразователем с активными квазирезонансными демпферами (ДП с АД). Топология преобразователя схожа с топологией квазирезонансных непосредственных преобразователей, обеспечивающих переключения в нуле тока ZCS или напряжения ZVS. Сходство касается также реализации мягкой коммутации силовых ключей за счет резонансных процессов в добавленной электрической LC-цепи, которая имеет собственную резонансную частоту, значительно превышающую частоту работы преобразователя. Данное схемотехническое решение получило широкое распространения в схемах корректоров коэффициента мощности, о чем свидетельствуют статьи зарубежных и отечественных разработчиков [1–4].

На рис. 1 приняты следующие обозначения: АБ – аккумуляторная батарея; ОТ – ограничитель тока разряда АБ в режиме короткого замыкания; K1, K2 – силовые ключи ДП; Kp1, Kp2 – ключи активных демпферов для управления резонансными процессами; Cp1, Cp2, Lp1, Lp2 VD1, VD2 – конденсаторы, дроссели и диоды активных демпферов, обеспечивающих мягкое включение силовых ключей; L1, C2, Rн – соответственно дроссель, конденсатор выходного фильтра и сопротивление нагрузки; Источник напряжения E указывает на возможность реверсивного режима работы.

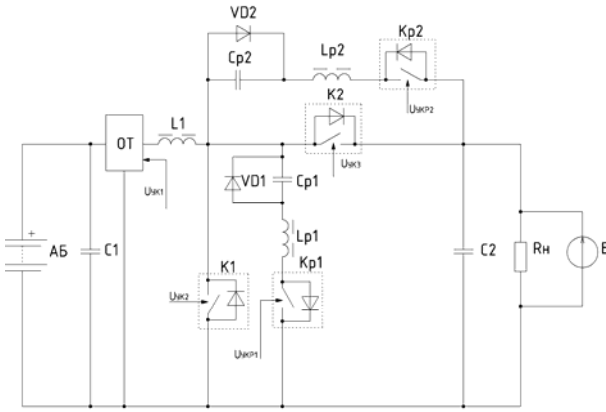


Рис. 1. Функциональная схема ДП с квазирезонансным демпфером

Принцип работы ДП с АД подробно описан в [5, 6] однако в этих работах не рассматриваются колебательные процессы в преобразователе возникающие после мягкого переключения силового ключа, которые являются предметом рассмотрения настоящей работы.

**Причины возникновения колебательных процессов при переключении силовых ключей и ключей АД**

После окончания резонансного процесса в цепи АД развиваются паразитные колебательные процессы, как тока, так и напряжения которые протекают во всех цепях преобразователя, связанных взаимными емкостями. Эти колебательные процессы вызывает перенапряжения на ключах Кр1, Кр2 АД, значительно больше допустимого уровня напряжения, что может привести к выходу их из строя. На рис.2 представлены осциллограммы напряжения и тока активного демпфера за один период работы преобразователя. Видно, что перенапряжение на транзисторе имеет величину, существенно превышающую установившееся значение напряжения.

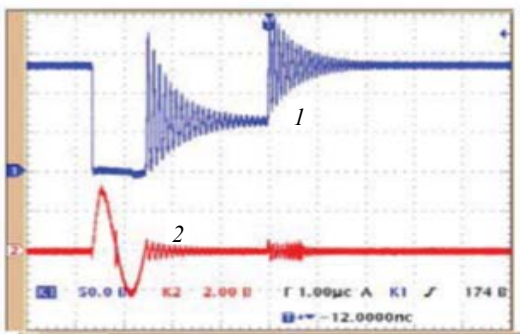


Рис. 2. Осциллограмма напряжения сток-исток транзистора Кр2 (1) и тока в цепи АД (2)

Кроме того такой колебательный процесс увеличивает помехоэмиссию преобразователя в собственные цепи управления, что может привести к нарушению его нормальной работы. Чтобы практически реализовать такой преобразователь, необходимо исключить указанные резонансные колебания. Для этого необходимо построить и исследовать аналити-

ческие модели, найти причину возникновения паразитных колебаний и наметить пути их решения.

**Построение аналитической модели**

Возникновение резонансного колебательного процесса связано с паразитными параметрами силовых ключей. Схему силового (повышающего) преобразователя, изображённую на рис. 1 в режиме разряда АБ заменяем общей схемой замещения по переменному току, представленной на рис. 3. Для этого все транзисторные ключи заменяем их выходными емкостями  $C_{к1}$ ,  $C_{к2}$ ,  $C_{кр2}$ , убираем входной источник постоянного напряжения АБ, исключаем силовую дроссель  $L_1$ , как источник постоянного тока, исключаем нагрузку  $R_n$ , потому что она зашунтирована конденсатором  $C_2$ . В цепь квазирезонансного демпфера, являющегося источником помех, добавляем тестовый источник сигналов  $U_{вх}$ , имитирующий помеху. Выходом схемы замещения будем считать напряжение на дросселе  $L_{p2}$ , так как он остается в схеме замещения на протяжении всего периода работы преобразователя.

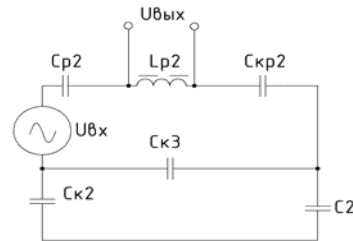


Рис. 3 Общая схема замещения преобразователя по переменному току

Замена силовых МОП-транзисторов их выходными емкостями является довольно грубым упрощением, но как будет показано ниже, качественно правильно описывает рассматриваемые процессы.

Общая эквивалентная схема преобразователя будет изменяться, в зависимости от того, какие транзисторы при этом будут включены или выключены. Но при любом их сочетании схему можно упростить до схемы последовательного колебательного контура с дросселем  $L_{p2}$  и эквивалентной емкостью  $C_{эКВ}$ , которая будет изменяться в зависимости от состояния силовых ключей и напряжения приложенного к сток-исток этих ключей.

На трех интервалах времени, характерных для работы преобразователя, емкость  $C_{эКВ}$  будет принимать разные значения в зависимости, от того какой ключ замкнут или разомкнут на этом интервале времени. При этом все три схемы приводятся к схеме с последовательно включенными эквивалентной емкостью всего контура и резонансным дросселем.

На первом интервале, когда замкнуты ключи Кр2, К2, а К1 разомкнут,  $C_{эКВ}$  будет равно

$$C_{эКВ} \approx C_{р2} \quad (1)$$

На втором интервале времени, когда замкнут К1, а Кр2, К2 разомкнуты,  $C_{эКВ}$  будет равно

$$C_{эКВ} = \frac{C_{р2} \times C_{кр2}}{C_{р2} + C_{кр2}} \quad (2)$$

На третьем интервале времени, когда замкнут K2, а Kp2, K1 разомкнуты,

$$C_{\text{экв}} = \frac{\left( \frac{C_{p2} \times C_{kp2}}{C_{p2} + C_{kp2}} \right) \times (C_2 + C_{k3})}{\left( \frac{C_{p2} \times C_{kp2}}{C_{p2} + C_{kp2}} \right) + (C_2 + C_{k3})} \quad (3)$$

Частотная характеристика данной цепи в безразмерных величинах будет иметь вид

$$H(\omega) = \frac{1}{1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}} \quad (4)$$

где  $\omega_0$  – резонансная частота контура;  $\omega$  – текущая частота.

По приведенной частотной характеристике построим ЛАЧХ для трех значений эквивалентной емкости. На рис. 4 представлена ЛАЧХ резонансного контура с тремя графиками для каждого значения эквивалентной емкости.

Цифрой 1 обозначена ЛАЧХ основного резонансного контура, обеспечивающего мягкое включение силового ключа; цифрами 2, 3 обозначена ЛАЧХ паразитных контуров. Задачу подавления помех можно сформулировать так: «Необходимо ослабить колебания паразитных контуров, не ослабляя колебания основного резонансного контура».

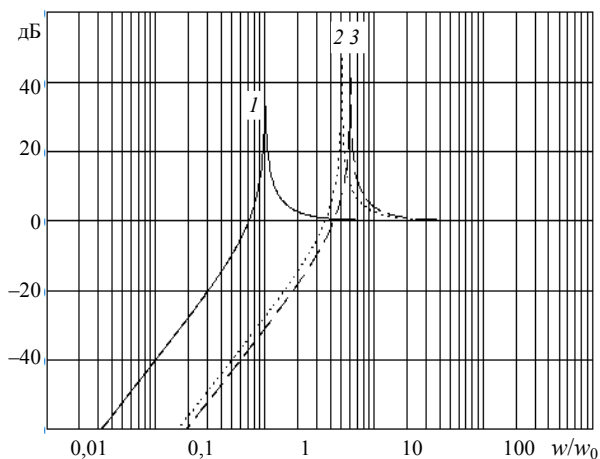


Рис. 4. ЛАЧХ резонансного контура

### Способ уменьшения паразитных колебаний

Предлагается подавить высокочастотные колебания паразитных контуров путем добавления вторичной обмотки в резонансный дроссель  $L_r$ . При этом вторичную обмотку подключить к фильтру высоких частот  $R_\phi C_\phi$ . Для упрощения анализа можно положить коэффициент трансформации равным единице, тогда схема с приведённым фильтром примет вид, представленный на рис. 5.

Частотная функция для эквивалентной схемы, представленной на рис. 5, в области изображения будет иметь следующий вид:

$$H(s) = \frac{C_{\text{экв}} C_\phi L_m R_\phi s^3 C_{\text{экв}} L_m s^2}{C_{\text{экв}} C_\phi L_m R_\phi s^3 + (C_{\text{экв}} L_m + C_\phi L_m) s^2 + C_\phi R_\phi s + 1} \quad (5)$$

Относительный вид частотной характеристики можно записать так:

$$H(\omega) = |H(s)|_{s=j\omega}^k = \frac{\xi \cdot \frac{\omega^3}{\omega_0^3} + \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}{\xi \cdot \frac{\omega^3}{\omega_0^3} + \frac{k_s \cdot \omega^2}{\omega_0^2} + \xi \cdot \frac{\omega}{\omega_0} + 1} \quad (6)$$

$$k_s = \frac{C_\phi}{C_{\text{экв}}} + 1, \quad (7)$$

$$\xi = \sqrt{\frac{L_m}{2 \times R_\phi C_\phi}} \quad (8)$$

где  $k_s$  – это коэффициент отношения эквивалентной емкости к емкости фильтра,  $\xi$  – коэффициент затухания  $R_\phi C_\phi$ -фильтра.

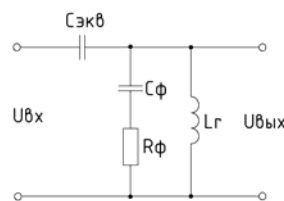


Рис. 5. Схема эквивалентной резонансной цепи с цепью сброса

Пока  $C_{\text{экв}} > C_\phi$ , значение коэффициента  $k_s \approx 1$  и фильтр не будет искажать частотную характеристику основного контура. Но при  $C_{\text{экв}} < C_\phi$  коэффициент  $k_s > 1$  и  $R_\phi C_\phi$ -фильтр начнет влиять на резонансный контур. Таким образом, фильтр высоких частот должен выбираться из соотношения  $\omega_r < \omega_{rc} < \omega_{пр}$ , здесь  $\omega_{rc}$  – частота, при которой усиление RC-цепи достигнет значения  $-3$  дБ,  $\omega_{пр}$  – частота паразитных колебаний. На рис. 6 показано, как высокочастотный фильтр с выбранными параметрами  $R_\phi C_\phi$ , влияет на частотные характеристики паразитных контуров.

Цифрой 1 – обозначена ЛАЧХ основного резонансного контура, цифрами 2, 3 – ЛАЧХ паразитных контуров на втором и третьем интервалах работы, цифрой 4 – обозначена ЛАЧХ добавленного фильтра.

Как видно из рис. 6, фильтр высоких частот практически не влияет на основной резонансный процесс обеспечивающий коммутацию силовых ключей, но подавляет резонансный процесс в паразитных цепях на интервалах 2 и 3 работы.

### Закключение

Представленная упрощенная аналитическая модель процесса возникновения паразитных колебаний позволяет оценить частоту паразитных колебаний и выбрать параметры высокочастотного фильтра для их уменьшения. Для уточнения этой модели можно учесть индуктивность и емкость подводющих проводников, а также использовать более точные схемы замещения силового МОП-транзистора. Гальваническая развязка высокочастотного фильтра позволяет сбросить часть энергии в цепи источника питания для ее дальнейшего использования.

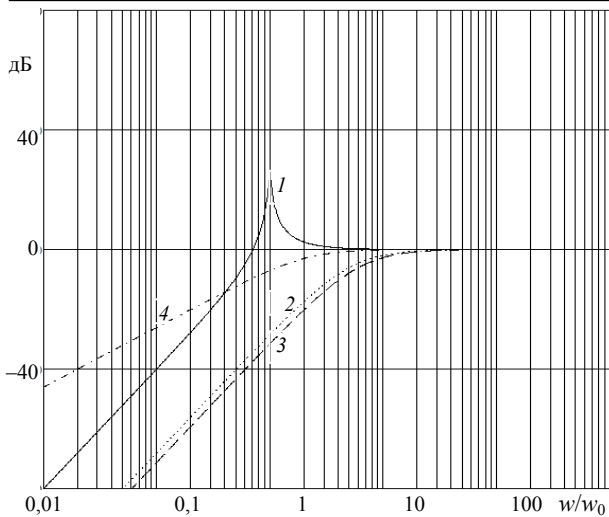


Рис. 6. ЛАЧХ резонансного контура с фильтром высоких частот

### Литература

1. Бодур Н., Бакан А.Ф. Новый ЗВТ-ЗСТ-ШИМ DC-DC-преобразователь // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2004. – № 19(3). – С. 676–684. DOI: 10.1109 / тип. 2004.826490.
2. Аксой И., Бодур Н., Бакан А.Ф. Новый ЗВТ-ЗСТ-ШИМ DC-DC-преобразователь // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2010. – № 25(8). – С. 2093–2105. DOI: 10.1109 / tpe.2010.204326.
3. Алтингас Н., Бакан А.Ф., Аксой И.Р. ЗВТ-ЗСТ-ШИМ. Повышающий преобразователь / IEEE Transactions on Power Electronics. – 2014. – № 29(1). – С. 256–265. DOI: 10.1109/к TOEFL.2013.2252197

УДК 621.311.69

Д.Б. Бородин, С.С. Тюнин, Н.П. Винтоняк, И.Е. Гедзенко, В.Д. Семёнов

## Выбор цепей коррекции по малосигнальной непрерывной модели преобразователя Вайнберга

Представлены имитационные модели преобразователя Вайнберга, на основе которых получены корректирующие звенья и построена двухконтурная САР, обеспечивающая заданные статические и динамические характеристики.

**Ключевые слова:** преобразователь Вайнберга, корректирующее звено, имитационная модель импульсного преобразователя.

Исследование работы любого импульсного преобразователя как элемента системы автоматического регулирования (САР) и проектирование САР на его основе, устойчивой к внешним и внутренним возмущающим воздействиям, является актуальной задачей в силовой электронике. Современное проектирование САР, построенных на основе импульсных преобразователей, предполагает использование имитационного моделирования в компьютерной среде, позволяющей проводить исследование разомкнутых и замкнутых систем, а также получать их частотные характеристики. Наиболее удобной средой в настоящее время, на наш взгляд, является MATLAB/Simulink.

4. Мохаммади М.Р., Farzanehfard X. Семья из мягкого переключения двунаправленных преобразователей с расширенным диапазоном ЗВС // Сделки IEEE по промышленной электронике. – 2017. – № 64(9). – С. 7000–7008. doi: 10.1109 / галстук.2017.2686308.

5. Тюнин С.С., Кабиров В.А., Семенов В.Д., Кобзев А.В. Непосредственный понижающий преобразователь с мягким переключением и ШИМ регулированием (ZVT-PWM)\*: тр. XIII Междунар. науч.-техн. конф. «Актуальные проблемы электронного приборостроения АПЭП». – 2016.

6. Бородин Д.Б., Кабиров В.А., Винтоняк Н.П., Шурьгин Ю.А., Семенов В.Д. Непосредственный повышающий преобразователь с мягким переключением и ШИМ регулированием (ZVT-PWM): тр. XIII Междунар. науч.-техн. конф. «Актуальные проблемы электронного приборостроения АПЭП». – 2016.

### Тюнин Сергей Сергеевич

М.н.с. ЛИМЭС каф. ПрЭ ТУСУРа  
Эл. почта: tun89@mail.ru

### Бородин Данила Борисович

М.н.с. ЛИМЭС каф. ПрЭ ТУСУРа  
Эл. почта: borodindanila@mail.ru

### Винтоняк Никита Павлович

Канд. техн. наук, м.н.с. ЛИМЭС каф. ПрЭ ТУСУРа  
Эл. почта: nic-nic91@yandex.ru

### Семёнов Валерий Дмитриевич

Канд. техн. наук, профессор каф. ПрЭ ТУСУРа  
Эл. почта: svd@ie.tusur.ru

Тема работы, в которой рассматриваются вопросы построения двухконтурной САР на основе импульсного преобразователя Вайнберга с использованием современных методов исследования, является актуальной.

### Получение имитационной модели преобразователя Вайнберга в среде MATLAB/Simulink

На рис. 1 представлена функциональная схема преобразователя Вайнберга, которая будет являться объектом управления САР для стабилизации выходного напряжения  $U_{C1}$  при воздействии дестабилизирующих факторов, таких как изменение величины входного напряжения аккумуляторной батареи АБ и изменение сопротивления нагрузки  $R1$ .

Принцип работы этого преобразователя описан в литературе [2] и основан на широтно-импульсном регулировании выходного напряжения с помощью модулятора ШИМ и распределителя импульсов (РИ), внутренняя структура которых показана в имитационной модели, представленной далее.

Известно, что двухконтурная САР решает задачу деления токов между силовыми модулями, которые в мощной САР включаются параллельно. При этом каждый из силовых модулей должен иметь индивидуальную цепь обратной связи, которая и обеспечивает равномерное деление токов с точностью до статической ошибки регулирования.

Поэтому для измерения величины тока  $I_L$  и выходного напряжения  $U_C$  с целью построения двухконтурной САР, используются датчик тока ДТ и датчик напряжения ДН. Входным сигналом разомкнутого объекта регулирования является сигнал  $I_r$ , который подаётся на вход модулятора ШИМ и является задатчиком тока для внутреннего контура тока.

Для исследования преобразователя как элемента САР необходимо построить имитационную мо-

дель преобразователя в среде MATLAB/Simulink с сохранением нелинейных и импульсных свойств преобразователя. Значения элементов преобразователя рассчитывались исходя из основных параметров преобразователя, представленных в таблице.

**Параметры преобразователя Вайнберга**

Входное напряжение, В	55–95
Выходное напряжение, В	100±1
Выходной ток, А	14
Пульсации выходного напряжения, %	≤ 2
Пульсации тока дросселя, %	≤ 20

Индуктивность каждой из обмоток магнитосвязанного дросселя  $L_1 = L_2 = 7,11$  мкГн. Индуктивность каждой из обмоток автотрансформатора TV1, 184 мкГн. Емкость конденсатора фильтра  $C1 = 680$  мкФ. Диоды VD1, VD2, VD3 и транзисторы VT1 и VT2 имитационной модели приняты идеальными.

На рис. 2 представлена имитационная модель преобразователя Вайнберга, построенная в среде MATLAB/Simulink.

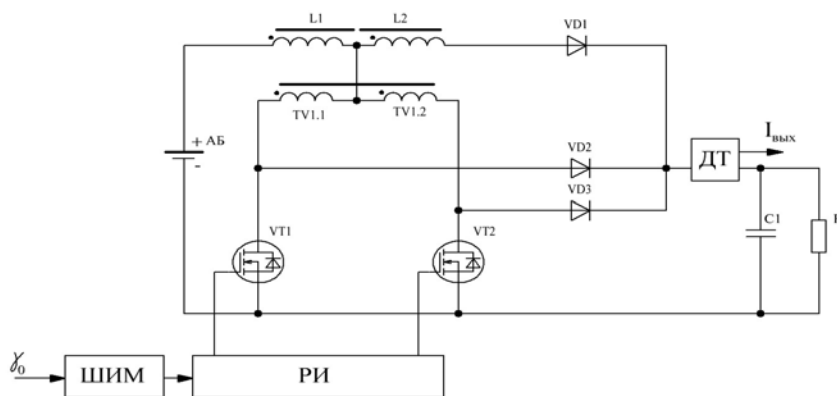


Рис. 1. Функциональная схема преобразователя Вайнберга

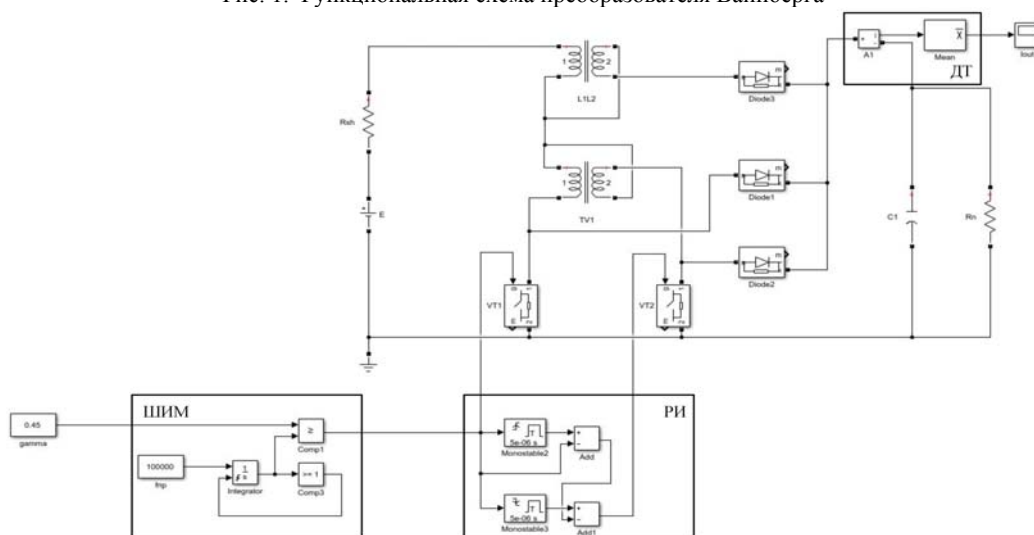


Рис. 2. Имитационная нелинейная модель преобразователя как элемента САР

Имитационная модель преобразователя имеет в своём составе широтно-импульсный модулятор ШИМ и распределитель импульсов РИ, внутренняя структура которых реализована на элементах выбранной среды и не требует пояснений. В качестве датчика тока ДТ используется измеритель тока Current measurement и блок усреднения Mean.

**Подчиненный контур САР по стабилизации тока дросселя**

Если входной сигнал  $I_r$  задатчика тока представить в виде суммы постоянной  $I_{\gamma 0}$  и переменной составляющих  $\Delta I_{\gamma}(t) = \Delta I_{\gamma m} \cdot \sin \omega t$

$$I_{\gamma}(t) = I_{\gamma 0} + \Delta I_{\gamma}(t), \tag{1}$$



то при малом значении  $\Delta I_{\gamma m}$  и фильтрующем свойстве непрерывной части САР, позволяющем выделить гладкую составляющую в выходном сигнале, выходной ток  $I_L$  также может быть представлен в виде

$$I_L(t) = I_L + \Delta I_{Lm} \cdot \sin(\omega t + \varphi). \quad (2)$$

В (2) обозначено:  $I_L$  – установившееся значение постоянного тока дросселя,  $\Delta I_{Lm}$  – амплитуда отклика системы на возмущение  $\Delta I_{\gamma m}$ , а  $\varphi$  – фаза выходного сигнала относительно входного.

При выполнении заданных условий, описанных выше, передаточная функция разомкнутой нескорректированной САР, линейризованная в рабочей точке ( $I_{r0}$ ;  $I_{L0}$ ), может быть получена экспериментально на разработанной модели. Это передаточная функция, и соответствующая ей частотная характеристика будет иметь вид

$$W(p) \Big|_{p=i\omega} = \frac{I_{L(ДТ)}(p)}{\Delta I_{\gamma}(p)} = \frac{I_{L(ДТ)}(i\omega)}{\Delta I_{\gamma}(i\omega)}. \quad (3)$$

Среда моделирования MATLAB/Simulink позволяет по имитационной модели идентифицировать передаточную функцию (3). Идентификация осуществляется по экспериментальным частотным характеристикам, определение которых происходит с помощью метода синусоидальной волны [4]. Данный метод заключается в формировании сигнала задатчика в виде синусоидального сигнала малой амплитуды, смещенного на величину рабочей точки. В среде MATLAB данный формирователь называется Sinestream. Перед началом моделирования необходимо указать время окончания переходного процесса, для того чтобы построение частотных характеристик происходило в установившемся режиме работы преобразователя. Следующим этапом является моделирование преобразователя, в ходе которого формируются массивы данных, состоящий из отношения величин амплитуд на выходе и входе, а также фазовых сдвигов входного сигнала относительно выходного для каждой из заданных частот. Этих данных достаточно для построения ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутой цепи.

Экспериментальная амплитудная и фазовая характеристики, полученные на имитационной модели (см. рис. 2) преобразователя Вайнберга, приведены на рис. 3.

На основе этих экспериментальных данных были построены логарифмические амплитудная и фазовая частотные характеристики, представленные на рис. 4 сплошной линией. Идентифицированная линейризованная передаточная функция нескорректированного объекта управления подчиненного контура по току имеет следующий вид:

$$W(p) = \frac{6,573 \cdot 10^4 p + 2,836 \cdot 10^7}{p^2 + 165,7 p + 6,323 \cdot 10^5}. \quad (4)$$

На этом же рисунке пунктирной линией представлены логарифмические амплитудная и фазовая частотные характеристики преобразователя Вайнберга, полученные по выражению (5), взятому из [3].

Линейризованная передаточная функция (5) получена аналитическим путем.

$$W_{\text{лин}}(p) = \frac{13,997(4,85 \cdot 10^{-3} p + 1)}{1,394 p^2 + 3,982 \cdot 10^{-6} p + 1}. \quad (5)$$

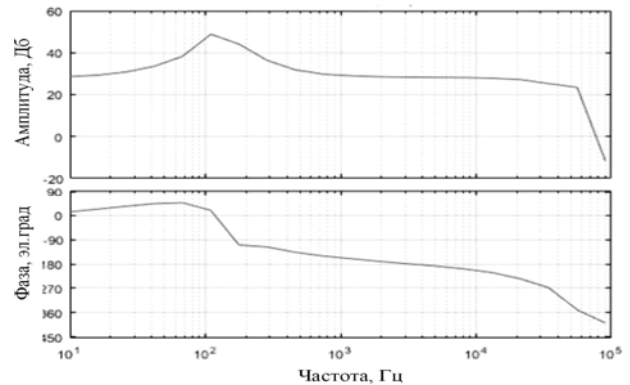


Рис. 3. Экспериментальные линейризованные частотные характеристики разомкнутого нескорректированного объекта управления подчиненного контура

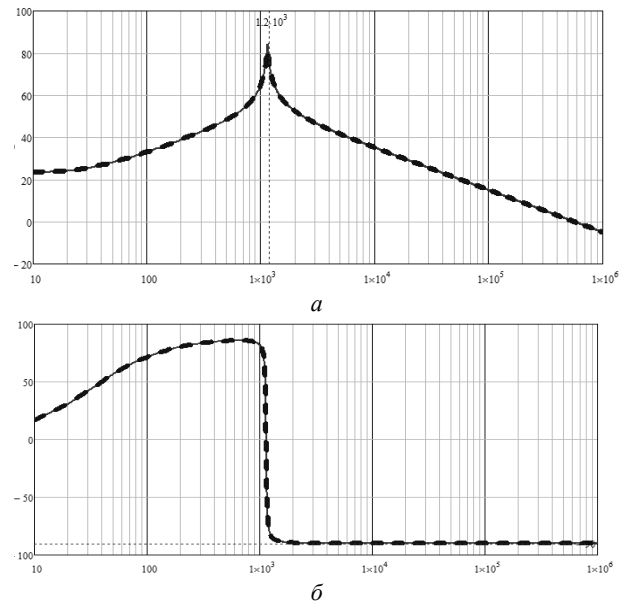


Рис. 4. Логарифмические амплитудные – а, и фазовые – б частотные характеристики преобразователя Вайнберга как элемента САР

Как видно из рис. 4, экспериментальные и расчётные логарифмические характеристики с погрешностью около 4% совпадают, что доказывает адекватность полученной имитационной модели. Анализ рис. 4 показывает, что замкнутая система САР подчиненного контура без коррекции будет неустойчивой. Среда моделирования MATLAB/Simulink с помощью инструмента controlSystemDesigner позволяет графическим способом определить параметры выбранных корректирующих звеньев путём указания их постоянных времени на ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутой передаточной функции. Частотные характеристики разомкнутой скорректированной САР представлены на рис. 5. Запас устойчивости в замкнутой системе будет составлять по амплитуде 15,4 дБ, а по фазе – 64,2°.

Для контура тока было выбрано звено, состоящее из последовательно соединённого пропорционального, интегрирующего и инерционно-форсирующего звена. После выбора всех постоянных времени звено имеет вид

$$W_{KZI}(p) = \frac{315,97(p+130,8)}{p(p+495 \cdot 10^4)} \quad (6)$$

**Главный контур САР по стабилизации выходного напряжения**

Структурная схема двухконтурной САР представлена на рис. 6. Система состоит из внутреннего (подчинённого) контура регулирования тока, который состоит из сумматора  $S_2$ , корректирующего звена  $W_{KZI}(p)$ , идентифицированной передаточной функции  $W_1(p)$  и звена обратной связи  $W_{oc}(p)$ , замыкающего цепь отрицательной обратной связи.

Для проектирования главного контура стабилизации по напряжению  $U_{C1}$  необходимо определить: линеаризованную передаточную функцию  $W_2(p)$  объекта регулирования второго контура и передаточную функцию второго корректирующего звена  $W_{KZU}(p)$  по напряжению.

Определение указанных передаточных функций производится по аналогии с первым контуром. Для этого необходимо разомкнуть главный контур регулирования на выходе, пока еще неизвестного корректирующего звена  $W_{KZU}(p)$ , как показано на

рис. 6. При этом сигнал  $I_{зад}(p)$  будет являться входом нескорректированного разомкнутого объекта регулирования второго контура, а выходным сигналом нескорректированного разомкнутого контура объекта регулирования будет являться сигнал  $U_{ВЫХ(ДН)}$ . Необходимо отметить, что в передаточную функцию нескорректированного разомкнутого объекта регулирования второго контура полностью входит передаточная функция замкнутого подчинённого контура тока.

Представим входной  $I_{зад}(t)$  и выходной сигналы  $U_{ВЫХ(ДН)}(t)$  главного контура, по аналогии с (1) и (2) в виде

$$I_{зад}(t) = I_{зад0} + \Delta I_{задm} \cdot \sin \omega t, \quad (7)$$

$$U_{ВЫХ(ДН)}(t) = U_{ВЫХ(ДН)0} + \Delta U_{ВЫХ(ДН)m} \cdot \sin \omega t. \quad (8)$$

Определим линеаризованную передаточную функцию нескорректированного разомкнутого объекта регулирования главного контура

$$W_{2разнск}(p) \Big|_{p=i\omega} = \frac{\Delta U_{ВЫХ(ДН)}(p)}{\Delta I_{зад}(p)} \Big|_{p=i\omega} = \frac{\Delta U_{ВЫХ(ДН)}(i\omega)}{\Delta I_{зад}(i\omega)}. \quad (9)$$

Функциональная схема объекта управления главного контура САР с преобразователем Вайнберга, охваченным обратной связью по току дросселя, представлена на рис. 7, а ее имитационная модель – на рис. 8.

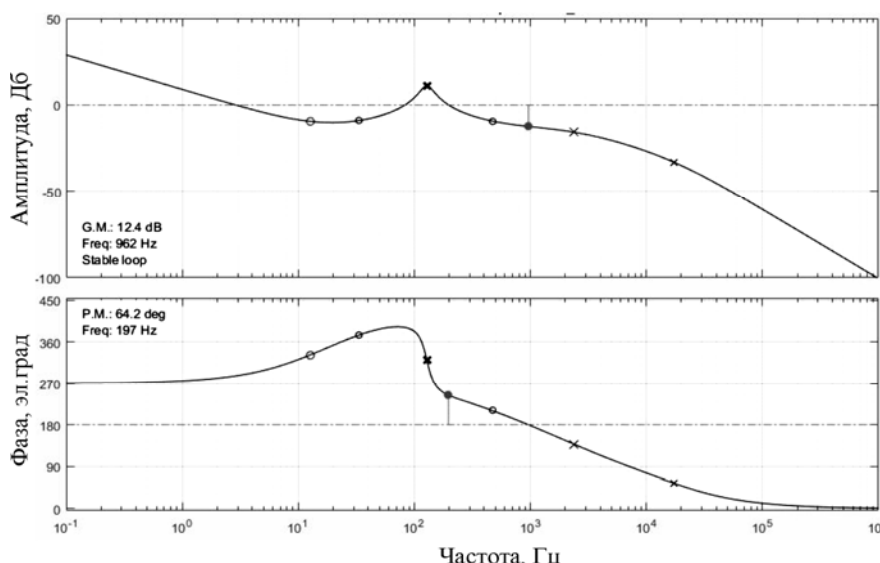


Рис. 5. Линеаризованные частотные характеристики разомкнутой скорректированной САР подчиненного контура, построенного на основе преобразователя Вайнберга

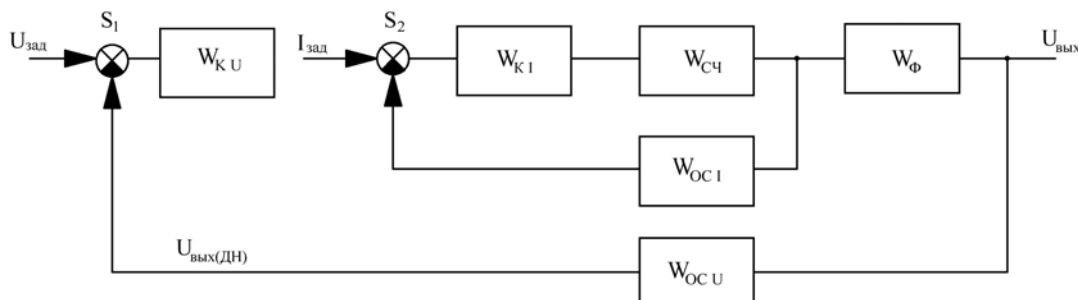


Рис. 6. Структурная схема двухконтурной САУ преобразователя Вайнберга

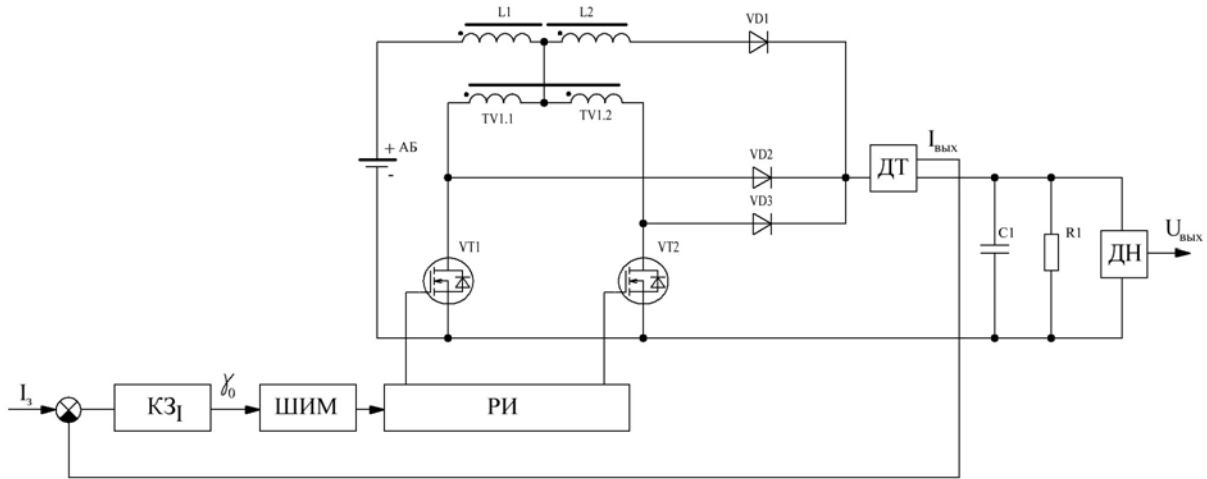


Рис. 7. Функциональная схема объекта управления главного контура САР с преобразователем Вайнберга, охваченным обратной связью по току дросселя

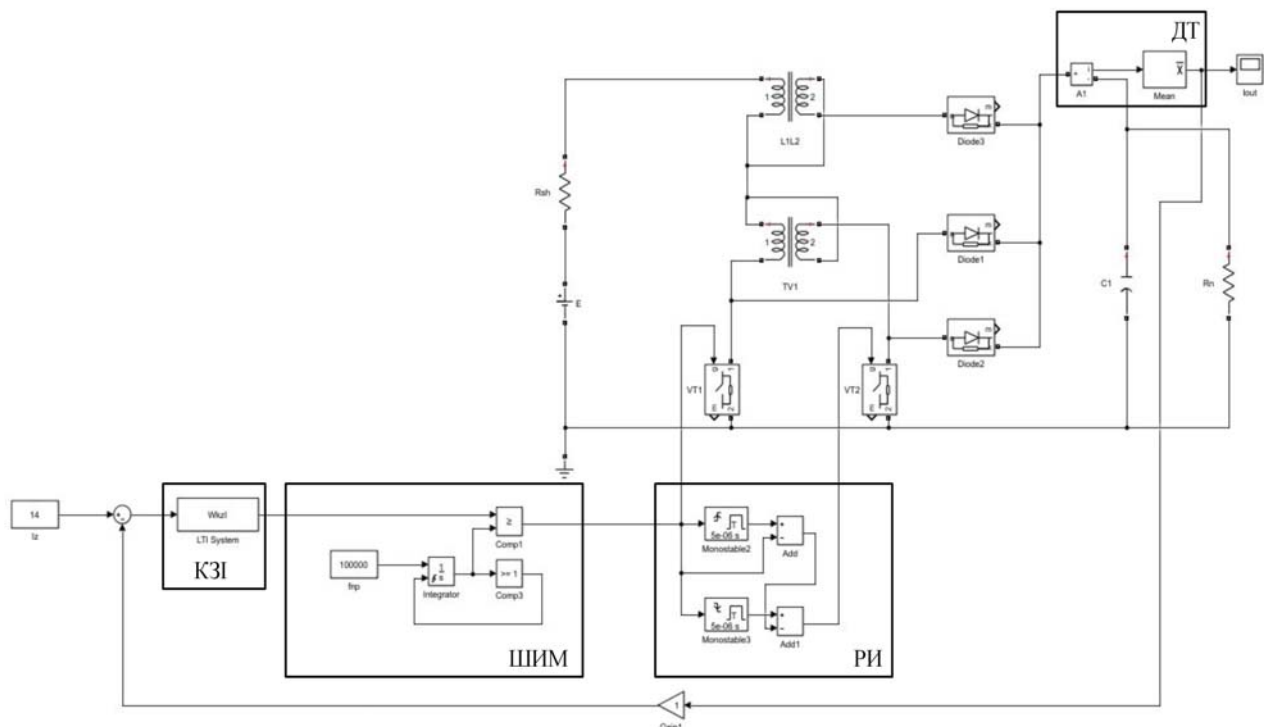


Рис. 8. Имитационная модель разомкнутого нескорректированного объекта управления главного контура САР

Для получения массива данных для построения ЛАЧХ разомкнутого нескорректированного объекта управления главного контура САР был применен способ, описанный ранее при настройке подчиненного контура.

Идентифицированная передаточная функция разомкнутой нескорректированной САР по напряжению имеет вид

$$W_{РАЗУ} = \frac{-1,354 \cdot 10^4 p^2 + 3,227 \cdot 10^7 p + 6,998 \cdot 10^9}{p^3 + 2541 p^2 + 1,717 \cdot 10^7 p + 1,119 \cdot 10^9}. \quad (10)$$

Далее также с помощью инструмента control-SystemDesigner была получена желаемая ЛАЧХ разомкнутой скорректированной системы по напряжению, представленная на рис. 9.

Из рисунка видно, что запас устойчивости по амплитуде составляет 16 дБ, а по фазе – 63°.

Синтезированное корректирующее звено для САР по напряжению имеет вид

$$W_{KZU} = \frac{0,29941(p^2 + 6910p + 2,336 \cdot 10^7)}{p(p + 246 \cdot 10^4)}. \quad (11)$$

#### Исследование замкнутой двухконтурной имитационной модели преобразователя Вайнберга

Следующим и самым важным этапом исследования является проверка допустимости использования цепей коррекции, полученных при помощи линеаризованной (малосигнальной) модели импульсного преобразователя Вайнберга.

Наибольший интерес представляет исследование замкнутой имитационной модели преобразователя Вайнберга на внешние возмущающие воздействия. На рис. 10 представлены диаграммы процессов, протекающих при изменении входного напряжения и тока нагрузки.

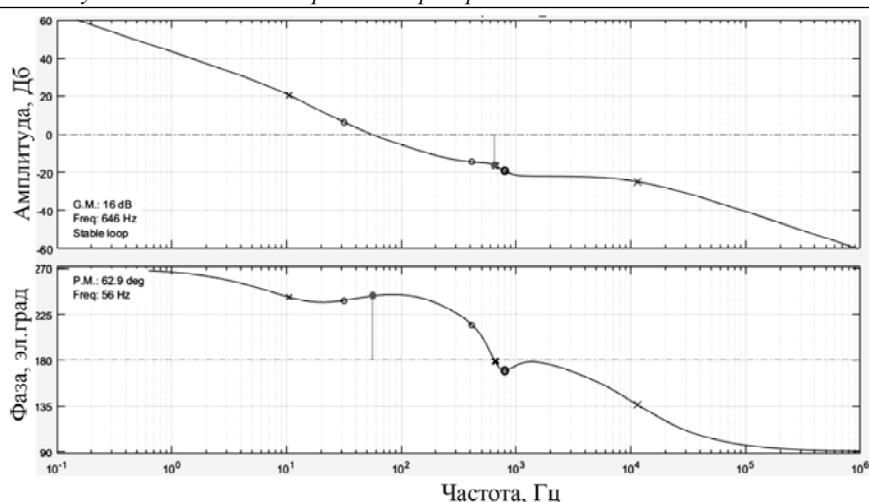


Рис. 9. Логарифмические частотные характеристики разомкнутой скорректированной САР главного контура

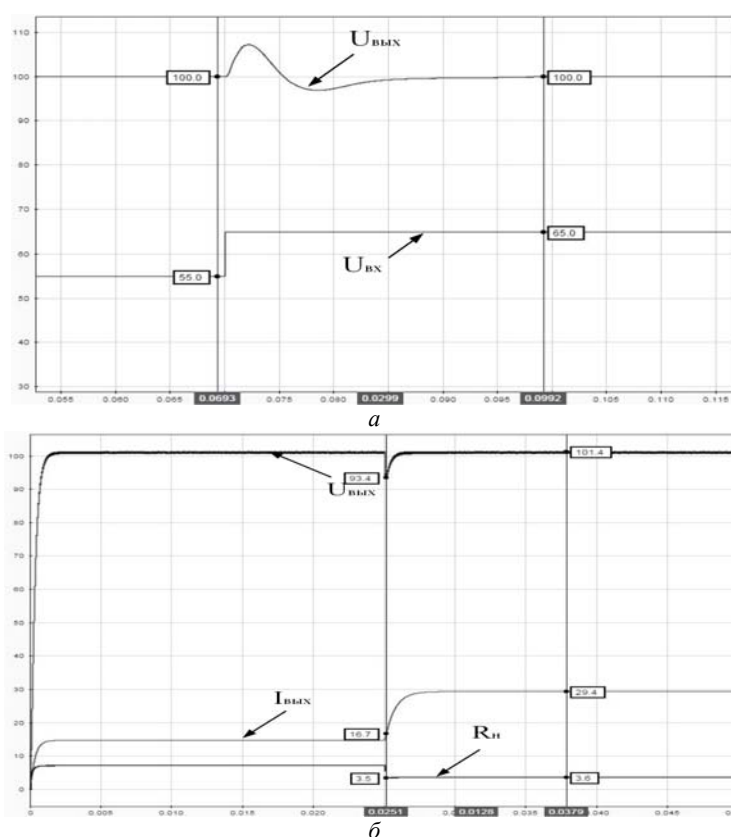


Рис. 10. Реакция двухконтурной САР преобразователя Вайнберга на изменение входного напряжения – а, на изменение нагрузки – б

Как видно из рис. 10, при изменении входного напряжения от 55 до 65 В перерегулирование напряжения составляет около 8%. При изменении сопротивления нагрузки на 50% перерегулирование по выходному напряжению менее 9%.

**Выводы**

На основании представленных результатов, полученных при исследовании имитационной модели преобразователя Вайнберга с двухконтурной САР, можно сделать вывод о допустимости использования малосигнальных имитационных моделей для синтеза цепей коррекции как подчиненного, так и главного контуров.

*Литература*

1. Мелешин В.И., Овчинников Д.А. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии. – М.: Техносфера, 2011. – 576 с.
2. Бородин Д.Б., Семенов В.Д. Исследование частотных характеристик двунаправленного варианта схемы преобразователя Вайнберга // Научная сессия ТУСУР–2019: матер. Междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 22–24 мая 2019 г.: в 4 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2019. – 340 с.
3. Maset E., Ferreres A., Ejea J.B. et al. 5kW Weinberg Converter for Battery Discharging in High-Power Communications Satellites // 2005 IEEE 36th Power Electronics Spe-

cialists Conference [Электронный ресурс]. Доступ к сайту: – <https://ieeexplore.ieee.org/document/1581604>

4. Семенов А.Д., Артамонов Д.В., Брюхачев А.В. Идентификация объектов управления: учеб. пособие. – Пенза: Изд-во Пенз. гос. ун-та, 2003. – 211 с.

**Бородин Данила Борисович**  
М.н.с. ЛИМЭС каф. ПрЭ ТУСУРа  
Эл. почта: borodindanila@mail.ru

**Тюнин Сергей Сергеевич**  
М.н.с. ЛИМЭС каф. ПрЭ ТУСУРа  
Эл. почта: tun89@mail.ru

**Винтоняк Никита Павлович**  
Канд. техн. наук, м.н.с. ЛИМЭС каф. ПрЭ ТУСУРа  
Эл. почта: nic-nic91@yandex.ru

**Гедзенко Илья Евгеньевич**  
М.н.с. ЛИМЭС каф. ПрЭ ТУСУРа  
Эл. почта: gedzenkoie@gmail.com

**Семёнов Валерий Дмитриевич**  
Канд. техн. наук, профессор каф. ПрЭ ТУСУРа  
Эл. почта: svd@ie.tusur.ru

УДК 621.396.41

**А.И. Зазыгин, Д.И. Зазыгин, И.Е. Гедзенко, Д.Б. Бородин, В.Д. Семенов**

## Частотные характеристики малосигнальной модели инвертирующего импульсного регулятора напряжения

Приведены результаты получения и исследования частотных характеристик инвертирующего импульсного регулятора напряжения (ИРН–3) как элемента САР. Представлены ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутой нескорректированной и скорректированной системы, полученные с помощью среды моделирования MATLAB и прикладного математического пакета MathCAD.

**Ключевые слова:** инвертирующий импульсный регулятор напряжения, разомкнутая система, замкнутая система, скорректированная, нескорректированная, ЛАЧХ, ЛФЧХ, MATLAB, MathCAD.

В настоящее время широко распространено имитационное моделирование и есть такие признанные среды моделирования, как MATLAB. Значение аналитических моделей не только не ослабевает, но и усиливается, что связано с их признанными достоинствами. Но, как известно, в моделировании главное – это доказать адекватность полученных моделей, как имитационных, так и аналитических. Поэтому работа, посвященная сравнению аналитической и имитационной моделей инвертирующего импульсного преобразователя по его частотным характеристикам, является актуальной.

Особенность работы инвертирующего импульсного регулятора напряжения – инвертирование входного напряжения на выходе, откуда схема и получила свое название. Функциональная схема инвертирующего преобразователя представлена на рис. 1 и особых пояснений не требует.

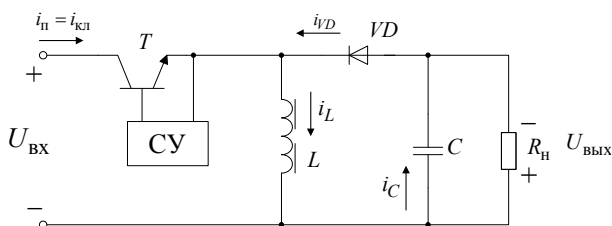


Рис. 1. Функциональная схема инвертирующего импульсного преобразователя напряжения

Регулировочная характеристика инвертирующего импульсного регулятора напряжения

$$|U_{\text{ВЫХ}}| = U_{\text{ВХ}} \frac{D}{(1-D)}. \quad (1)$$

Из выражения (1) видно, что выходное напряжение равно входному напряжению при значении относительной длительности импульса  $D=0,5$ . Это очень удобно при стабилизации напряжения на выходе, при изменении входного как в сторону уменьшения, так и увеличения, что компенсируется соответствующим изменением величины  $D$ .

При построении систем автоматического регулирования (САР) на основе импульсных преобразователей используются понятия линеаризованной передаточной функции и частотных характеристик на их основе. Передаточная функция нескорректированной разомкнутой системы по управляющему воздействию, построенной на основе инвертирующего преобразователя [3], при  $U_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВЫХ}} = 10 \text{ В}$ ;  $D = 0,5$ ;  $R = 100 \text{ Ом}$ , имеет вид

$$G_{vd}(s) = G_{d0} \frac{\left(1 - \frac{s}{\omega_z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2\right)} = \frac{1 - T_z \cdot s}{T_o^2 \cdot s^2 + 2T_o \cdot \xi \cdot s + 1} \cdot G_{d0};$$

$$G_{d0} = \frac{|U_{\text{ВЫХ}}|}{D \cdot D_1^2} = \frac{|10|}{0,5 \cdot 0,5^2} = 80 \text{ В};$$

$$Q = D_1 \cdot R \sqrt{\frac{C}{L}} = 0,5 \cdot 100 \cdot \sqrt{\frac{680 \cdot 10^{-6}}{390 \cdot 10^{-6}}} = 66,023;$$

$$\omega_z = \frac{D_1^2 \cdot R}{D \cdot L} = \frac{0,5^2 \cdot 100}{0,5 \cdot 390 \cdot 10^{-6}} = 1,282 \cdot 10^5 \text{ рад/с}.$$

Остальные обозначения в приведённых выражениях общеприняты.

Сравним приведенную передаточную функцию и частотные характеристики, полученные на ее основе, с передаточной функцией и частотными характеристиками, полученными на имитационной модели, построенной в среде моделирования MATLAB, и приведенной на рис. 2.

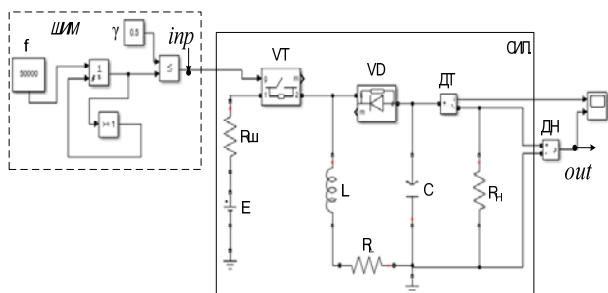


Рис. 2. Имитационная модель с точками линеаризации (input, output)

Для того чтобы инструментальными средствами MATLAB получить линеаризованную в рабочей точке передаточную функцию, необходимо выполнить следующие действия:

1. На имитационной модели с помощью инструмента Linear Analysis Points обозначаем точки входа и выхода (input, output) (см. рис. 2).

2. С помощью того же инструмента Linear Analysis настраиваем параметры синусоидального воздействия (Sinestream) в точке inp (выбираем единицы измерения частоты – Гц; выбираем диапазон частот от 10 до 50 кГц; выбираем в этом диапазоне тридцать точек по частоте; задаем число периодов входного сигнала, например семь, при котором гарантированно закончится переходной процесс; выбираем величину амплитуды переменной составляющей входного сигнала в пределах 0,01–0,1 от величины постоянной составляющей; выбираем число периодов, на которых вычисляется отклик системы, равным, например, сорока, причем нужно помнить, что в выбранное число периодов входит и время переходного процесса, на которое мы выделили семь периодов.

3. Запускаем процесс моделирования, при котором программа Matlab с помощью настроенного в п. 2 синусоидального воздействия вычисляет частотные характеристики.

4. По полученным частотным характеристикам запускаем идентификацию имитационной модели и ее описания в виде передаточной функции, для которой необходимо указать количество полюсов и нулей, если требуется.

5. Идентифицированная передаточная функция сохраняется в рабочем пространстве Workspace в виде файла, который можно сохранить и далее работать с ним, а значит, и с передаточной функцией как с переменной. С помощью этой переменной можно

определить любые интересующие исследователя параметры.

После линейного анализа силовой части инвертирующего импульсного преобразователя напряжения, проведенного в рабочей точке, заданной с помощью постоянной составляющей входного сигнала, получили информацию, необходимую для сравнения имитационной модели в среде моделирования MatLAB с моделью описанной математически в прикладном математическом пакете MathCAD. Для более детального анализа и сравнения передаточные функции были отображены графически на рис. 3.

$$G_{vd}(s) = G_{d0} \cdot \frac{1 - T_z \cdot s}{T_o^2 \cdot s^2 + 2T_o \cdot \xi \cdot s + 1}.$$

Полученная передаточная функция была приведена к общему виду:

$$W_{m\text{сил}}(S) = \frac{-3,405 \cdot 10^3 \cdot S + 4,607 \cdot 10^8}{6,369 \cdot S^2 + 90,2 \cdot S + 5,925 \cdot 10^6} = G_{d0} \cdot \left[ \frac{-T_1 \cdot s + 1}{T_0^2 \cdot s^2 + 2T_0 \cdot \xi \cdot s + 1} \right].$$

Для проверки устойчивости системы, проведения анализа и сравнения были построены графики частотных характеристик. Полученные графики частотных характеристик продемонстрированы на рис. 3.

Как видно из графиков частотных характеристик система является неустойчивой, необходимо использовать корректирующее звено.

В качестве корректирующего звена эмпирическим методом было принято решение использовать соединение пропорционального и инерционно-форсирующего звеньев.

$$W_{\text{кор}}(S) = k \cdot \frac{\tau \cdot S + 1}{T \cdot S + 1},$$

где  $k$  – коэффициент передачи пропорционального и инерционно-форсирующего звеньев;  $\tau, T$  – постоянные времени.

Откуда постоянные времени будут равны интервалу времени на частоте среза

$$\tau = \frac{1}{2\pi \cdot 8000} = 1,989 \cdot 10^{-5} \text{ с}; \quad T = \frac{1}{2\pi \cdot 12000} = 1,326 \cdot 10^{-5} \text{ с}.$$

Передаточная функция, описывающая скорректированную разомкнутую систему:

$$W_{\text{раз.сис}}(S) = W_{\text{кор}}(S) \cdot W_{\text{сил}}(S).$$

Эта же передаточная функция, полученная в среде моделирования MATLAB при выполнении идентичных действий, описанных для нескорректированной разомкнутой системы:

$$W_{m\text{раз.сил}}(S) = \frac{-2,208 \cdot 10^4 \cdot S + 2,286 \cdot 10^9}{1,379 \cdot S^2 + 157,7 \cdot S + 12,682 \cdot 10^5}.$$

После проведения анализа и сравнения двух передаточных функций, сходство было более 87%. Также для проверки устойчивости скорректированной системы были построены частотные характеристики в прикладном математическом пакете MathCAD. Полученные графики частотных характеристик продемонстрированы на рис. 4.

После подбора и использования корректирующего звена скорректированная разомкнутая система стала устойчивой, запасы по амплитуде составили 18 дБ, по фазе 71°, следовательно, корректирующее звено подобрано, верно.

Проверенная разомкнутая нескорректированная система на запасы устойчивости продемонстрирована на рис. 4. Имитационная модель замкнутой скорректированной системы (ИРН-3) импульсного ин-

вертирующего регулятора напряжения в среде моделирования MatLAB – Simulink продемонстрирована на рис. 5.

Передаточная функция замкнутой скорректированной системы

$$W_{\text{зам.сис}}(S) = \frac{W_{\text{кор}}(S) \cdot W_{\text{сил}}(S)}{1 + W_{\text{кор}}(S) \cdot W_{\text{сил}}(S) \cdot W_{\text{ос}}(S)}$$

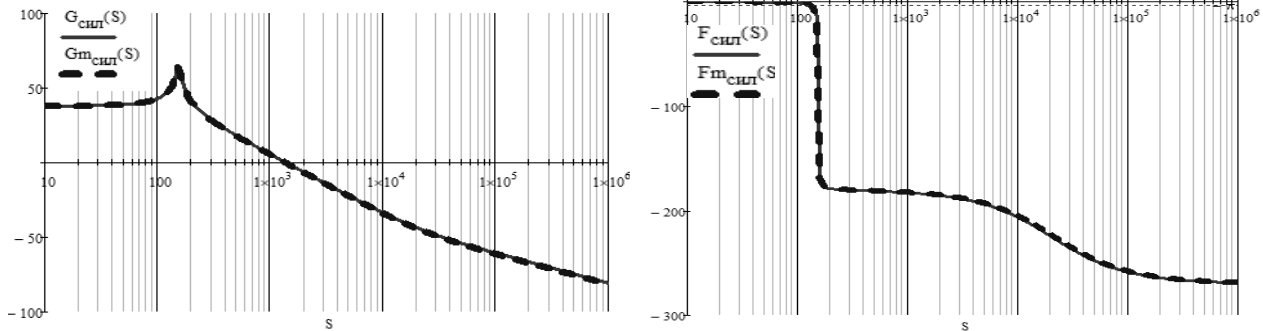


Рис. 3. ЛАЧХ и ЛФЧХ нескорректированной разомкнутой системы (ИРН-3)

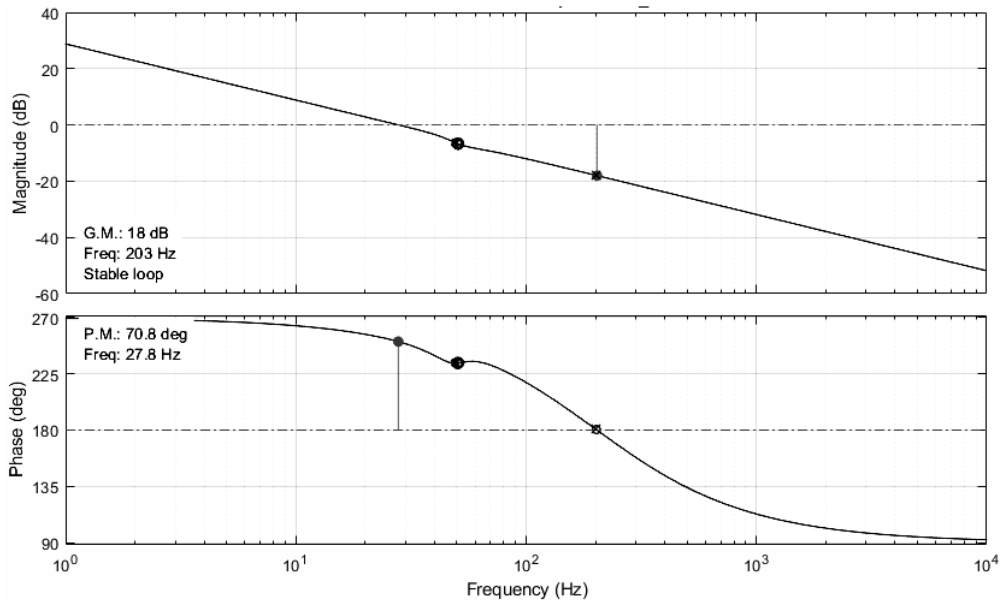


Рис. 4. ЛАЧХ и ЛФЧХ скорректированной разомкнутой системы (ИРН-3)

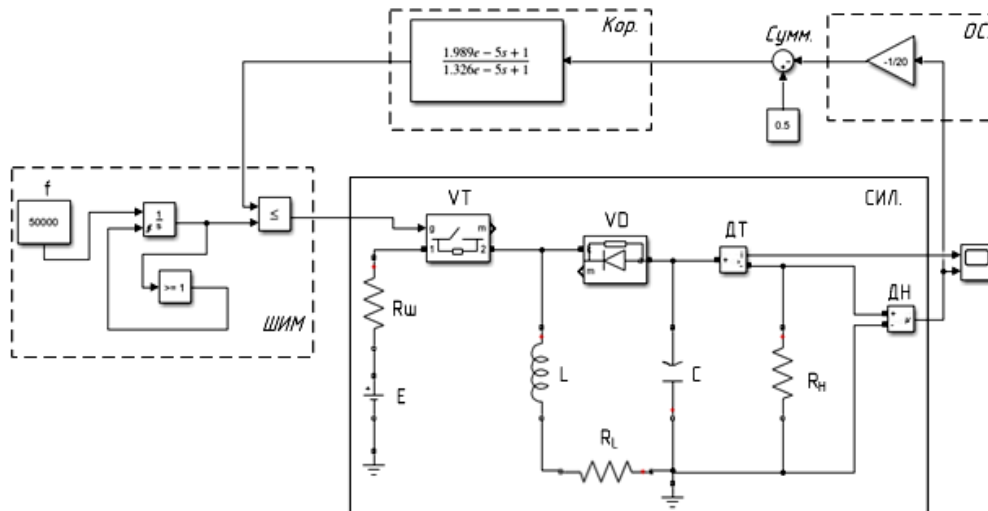


Рис. 5. Замкнутая скорректированная система (ИРН-3)

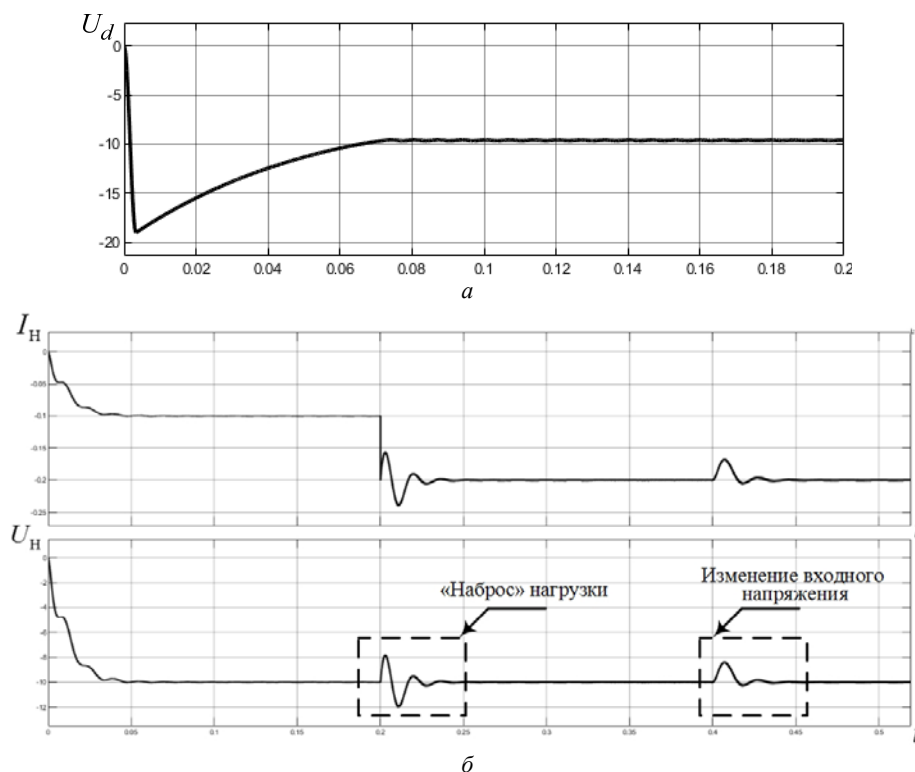


Рис. 6. Переходная характеристика: не скорректированной математической модели (а); скорректированной математической модели с возмущающим воздействием (б)

Эта же передаточная функция, полученная в среде моделирования MATLAB:

$$W_{т \text{ зам.сис}}(S) = \frac{-1,889 \cdot 10^4 \cdot S + 4,668 \cdot 10^8}{0,958 \cdot S^2 + 7273 \cdot S - 4,463 \cdot 10^8}$$

Результатом моделирования замкнутой скорректированной системы инвертирующего импульсного регулятора напряжения является переходная характеристика на рис. 6, б, а нескорректированной системы на рис. 6, а.

Изложенное позволяет сделать вывод, что полученная математическая модель системы адекватна. Частотные характеристики математической и имитационной моделей, полученные в ходе выполнения поставленной задачи, схожи. Система обрабатывает возмущающее воздействие в виде увеличения нагрузки равное номинальному сопротивлению ( $R = 100 \text{ Ом}$ ) и изменению входного напряжения в пределах 30% от номинального.

#### Литература

1. Межаков О.Г. Математическая модель инвертирующего преобразователя напряжения // Молодой ученый. – 2015. – № 5. – С. 171–176.
2. Marian K. Kazimierzczuk. Pulse-width modulated dc-dc power converters. – Wright State University, Dayton, Ohio, USA, 2008. – 960 p.

3. Erickson R.W. Fundamentals of Power Electronics. – New York: Chapman and Hall, May 1997. – 791 p.

4. Черных И.В. Simulink: Инструмент моделирования динамических систем. – СПб.: ДМК-Пресс, 2008. – 400 с.

5. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.

#### Зазыгин Андрей Иванович

Студент каф. ПрЭ ТУСУРа  
Эл. почта: andrey\_zazygin@mail.ru

#### Зазыгин Дмитрий Иванович

Студент каф. ПрЭ ТУСУРа  
Эл. почта: dimazaz\_98@mail.ru

#### Гедзенко Илья Евгеньевич

Аспирант каф. ПрЭ ТУСУРа  
Эл. почта: gedzenkoie@gmail.com

#### Бородин Данила Борисович

М.н.с. ЛИМЭС каф. ПрЭ ТУСУРа  
Эл. почта: borodindanila@mail.ru

#### Семенов Валерий Дмитриевич

Зам. зав. каф. по науч. работе, профессор,  
канд. техн. наук, ТУСУР  
Эл. почта: svd@ie.tusur.ru



Д.И. Зазыгин, Д.Б. Бородин, В.А. Кабиров, В.Д. Семенов

## Высоковольтный источник тока с промежуточным звеном повышенной частоты для заряда емкостных накопителей

Приведены результаты разработки и проектирования высоковольтного источника питания постоянного тока с промежуточным звеном повышенной частоты и дросселем в цепи переменного тока, предназначенного для заряда емкостных накопителей. Представлена схема электрическая функциональная источника питания. Рассмотрены вопросы реализации высоковольтного трансформатора.

**Ключевые слова:** высоковольтный источник питания, промежуточное звено повышенной частоты, дроссель в цепи переменного тока, высоковольтный трансформатор, транзисторный инвертор, конденсаторная батарея, выпрямительный модуль, проектирование в AutoCAD.

Заряду емкостных накопителей посвящена обширная литература. Однако эта тема не перестает быть актуальной и её дальнейшее развитие продолжается [1].

Данная статья посвящена разработке высоковольтного источника питания для заряда емкостных накопителей со стабилизацией среднего значения тока заряда и стабилизацией выходного напряжения. Уровень стабилизации тока заряда регулируется в пределах от 100 до 500 мА и стабилизируется с точностью  $\pm 5\%$ .

Уровень стабилизации выходного напряжения регулируется в пределах от 100 до 3000 В и стабилизируется с точностью  $\pm 5\%$ . Предлагаемый высоко-

вольтный источник тока обеспечивает указанные параметры при изменении выходного напряжения в пределах от 187 до 253 В при работе на конденсаторную батарею с емкостью от 1000 до 8800 мкФ. Средняя мощность, потребляемая высоковольтным источником тока в номинальном режиме, составляет 1500 Вт.

Предлагаемый высоковольтный источник тока построен по принципу преобразователя энергии с промежуточным звеном повышенной частоты с линейным дросселем в цепи переменного тока. Схема такого источника питания описана в [2, 3] и представлена на рис. 1.

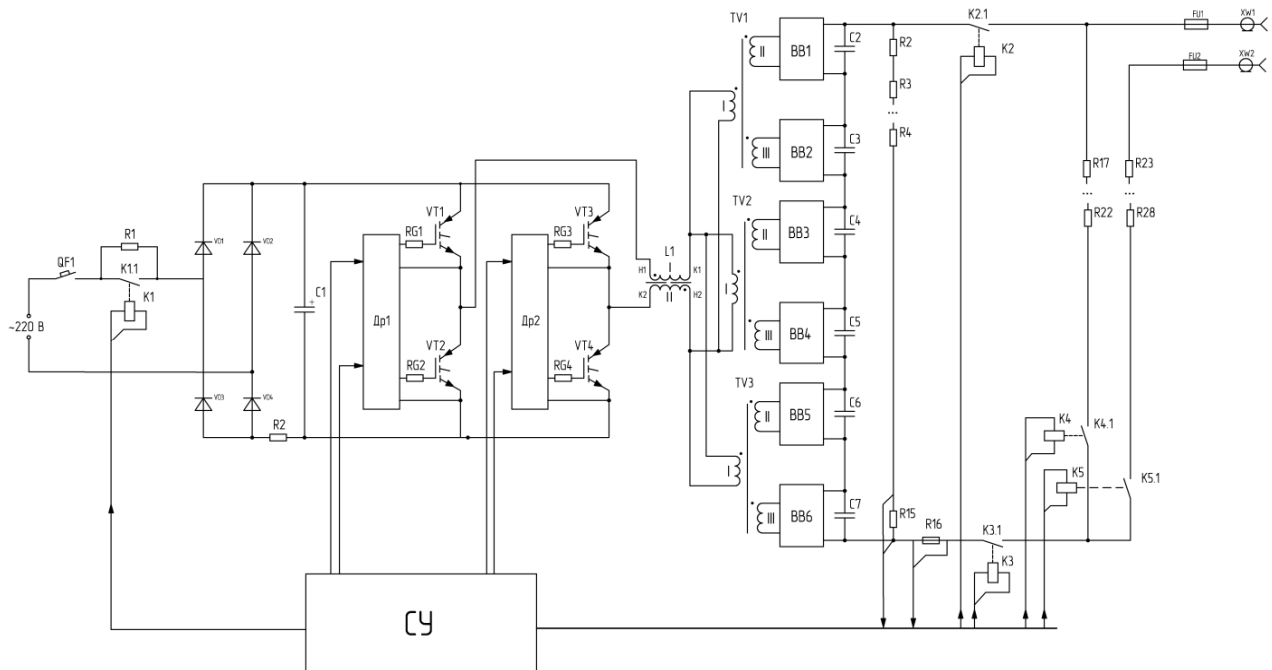


Рис. 1. Функциональная схема высоковольтного источника питания:

QF1 – магнитный пускатель; R1 – резистор для ограничения пускового тока заряда конденсатора входного фильтра C1; K1.1, K2.1, K3.1, K4.1, K5.1 – контакты герконов K1, K2, K3, K4, K5 соответственно; VD1–VD4 – диоды сетевого выпрямителя; VT1–VT4 – транзисторы мостового инвертора напряжения; Др1, Др2 – драйверы транзисторов мостового инвертора напряжения; RG1–RG4 – затворные резисторы транзисторных ключей инвертора; R2 – резистивный датчик потребляемого тока; L2 – дроссель в цепи переменного тока; TV1–TV3 – высоковольтные выходные трансформаторы; BB1–BB6 – высоковольтные выпрямители выходного напряжения; C2–C7 – конденсаторы «внутреннего» выходного фильтра; R3–R15 – резистивный делитель (датчик выходного напряжения); R16 – резистивный датчик тока нагрузки; R17–R28 набор внутренних резисторов для разряда выходной емкости нагрузки, FU1 и FU2 – предохранители для защиты от короткого замыкания в нагрузке; XW1 и XW2 – выходные клеммы источника питания для подключения емкости нагрузки; СУ – система управления высоковольтным источником тока

Выпрямленное напряжение сети (конденсатор С1) величиной около 300 В преобразуется силовым высокочастотным (25 кГц) инвертором в напряжение повышенной частоты и через дроссель L2 поступает на трансформаторно-выпрямительные модули, состоящие из высоковольтных трансформаторов TV1–TV3, высоковольтных выпрямителей ВВ1–ВВ6 и конденсаторов С2–С7, служащих «внутренним» фильтром выходного напряжения, который подключается параллельно выходной конденсаторной батарее [4]. Включение первичных обмоток высоковольтных трансформаторов параллельно, а вторичных – последовательно обеспечивает равномерное деление напряжения на конденсаторах С2–С7 и равномерное деление выходного тока заряда между трансформаторно-выпрямительными модулями. Управление инвертором обеспечивается системой управления СУ и драйверами Др1, Др2. Кроме того, указанная СУ обеспечивает сервисное управление зарядом емкостных накопителей. Например, после окончания заряда выходной емкости, подключенной к выходным клеммам ХW1, ХW2 до заданного напряжения, она отключается от источника тока с помощью герконов К2 и К3 и разряжается на нагрузку через высоковольтный коммутатор, на схеме не показанный.

В высоковольтном источнике тока реализована возможность контроля величины заданного выходного напряжения и выходного тока заряда. При включении и во время работы высоковольтного источника тока происходит автоматический контроль состояния питающей сети, а также состояний силового инвертора и нагрузки.

Контроль состояния сети происходит в три этапа: до включения сетевого выпрямителя, в процессе включения и при работе. В высоковольтном источнике питания предусмотрена защита от продолжительной работы на короткозамкнутую нагрузку, реализуемая высоковольтными предохранителями FU1 и FU2. Предусмотрена защита от пробоя в нагрузке, высоковольтный источник питания также обладает малыми выходными шумами, высоким коэффициентом полезного действия и необходимыми массогабаритными показателями [5].

Важным этапом разработки являлась разработка конструкции высоковольтного трансформатора. При частоте работы инвертора 25 кГц целесообразно использовать ферритовые сердечники [6].

При напряжении 3 кВ необходимо выбирать сердечник с большим размером окна сердечника для размещения высоковольтных обмоток.

Выбран сердечник П-образного типа с круглым сечением стержня из материала M2500НМС2. Габаритные размеры сердечника показаны на рис. 2.

Для высоковольтного трансформатора предпочтительно использовать П-образный ферритовый сердечник круглого сечения ПКК 20×16, так как он имеет большую величину размера окна, что позволяет разместить катушки с обмотками трансформатора. Если использовать сердечник с размером окна меньше, то возможен пробой изоляции катушки [7].

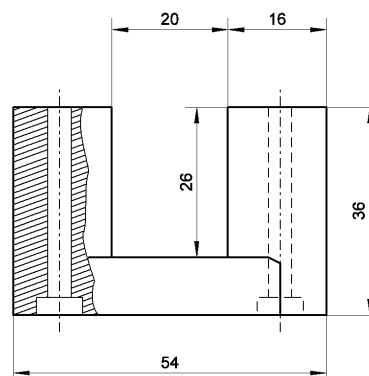


Рис. 2. Сердечник типа ПКК (прямоугольный с круглым сечением керна)

Для выбранного сердечника был разработан каркас для размещения катушек высоковольтного трансформатора. Каркас первичной обмотки трансформатора представлен на рис. 3.

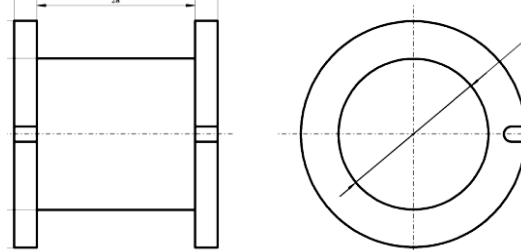


Рис. 3. Каркас первичной обмотки трансформатора высоковольтного источника питания

Каркас вторичной обмотки трансформатора представлен на рис. 4.

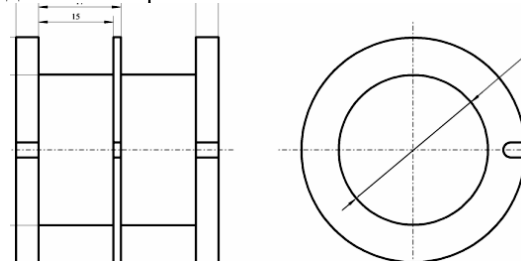


Рис. 4. Каркас вторичной обмотки трансформатора высоковольтного источника питания

Каркасы первичной и вторичной обмоток трансформатора выполнены из материала текстолит – ГОСТ 78-5.

В программе трехмерного моделирования AutoCAD была разработана 3D-модель каркаса высоковольтного трансформатора, представленная на рис. 5.

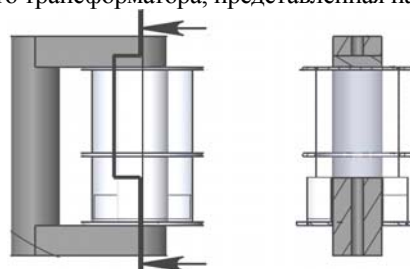


Рис. 5. 3D-модель каркаса высоковольтного трансформатора

На основе этой 3D-модели могут быть получены все необходимые для производства рабочие чертежи, например, рис. 3 и 4.

#### Заключение

В рамках данной работы была разработана схема высоковольтного источника тока с промежуточным звеном повышенной частоты и токоограничивающим дросселем в цепи переменного тока. Рассмотрены вопросы проектирования высоковольтного трансформатора.

#### Литература

1. Разевиг Д.В. Техника высоких напряжений. – М.: Энергия, 1976.
2. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 376 с.
3. Криштафович И.А. Транзисторные системы высоковольтного электропитания. – Киев: Препринт, 1988.
4. Березин О.К., Костиков В.Г., Криштафович И.А. и др. Модульные системы высоковольтного вторичного электропитания. – Киев: Препринт, 1989.
5. Блинов Н.Н. Рентгеновские питающие устройства. – М.: Энергия, 1980.

6. Владимиров Е.Н., Ланцов В.В., Лебедева О.К. Высоковольтный импульсный источник питания большой мощности с управлением от микропроцессора // Современная электроника. – 2007. – № 7.

7. Ланцов В., Эраносян С. Электронная компонентная база силовых устройств. – Ч. 2 // Силовая электроника. – 2010. – № 1.

#### Зазыгин Дмитрий Иванович

Студент ТУСУРа

Эл. почта: dima.zazygin@mail.ru

#### Бородин Данила Борисович

Аспирант каф. ПрЭ ТУСУРа

Эл. почта: borodindanila@mail.ru

#### Кабиров Вагиз Александрович

Директор Инжинирингового центра радиоэлектронного

прототипирования (ИЦ РП)

Новгородского гос. ун-та им. Ярослава Мудрого

Эл. почта: kva@vipelec.com

#### Семенов Валерий Дмитриевич

Профессор каф. ПрЭ ТУСУРа

Эл. почта: svd@ie.tusur.ru

УДК 621.314.6

О.Г. Рекутов

## Активный фильтр для сглаживания высокочастотных пульсаций имитатора батареи солнечной

Представлен активный фильтр для уменьшения амплитуды пульсаций тока имитатора батареи солнечной. Данное устройство сочетает простоту и эффективность для решения проблемы сглаживания высокочастотных пульсаций. Обладая высокой адаптивностью, может легко встраиваться в различные устройства, где востребованы указанные свойства фильтра.

**Ключевые слова:** активный фильтр, пульсации тока, индуктивность, режим работы транзистора класса А.

Имитаторы батареи солнечной (ИБС) входят в состав контрольно-испытательной аппаратуры систем электропитания космических аппаратов. Задачей ИБС является имитация первичного источника тока – солнечной батареи (СБ) [1]. Отсюда вытекают повышенные требования к величине пульсаций тока ИБС.

Стандартным подходом к решению проблемы уменьшения пульсаций тока является использование пассивных фильтров, состоящих из дросселей и конденсаторов [2]. Данным фильтрам присущи два основных недостатка:

– ограниченные функциональные возможности, определяемые топологией схемы и параметрами её элементов;

– неуправляемость [3].

В качестве альтернативы в данной работе рассматривается использование активного фильтра (АФ). Как правило, говоря о АФ, имеют в виду АФ переменного тока [4]. В данной работе рассматривается применение АФ постоянного тока [5, 6].

#### Активный фильтр

Предложенный АФ прежде всего предназначен для сглаживания высокочастотных пульсаций тока на выходе источника тока [5]. На рис. 1 изображена структурная схема АФ, встроенного в работу. Выход ИБС представлен в виде понижающего преобразователя.

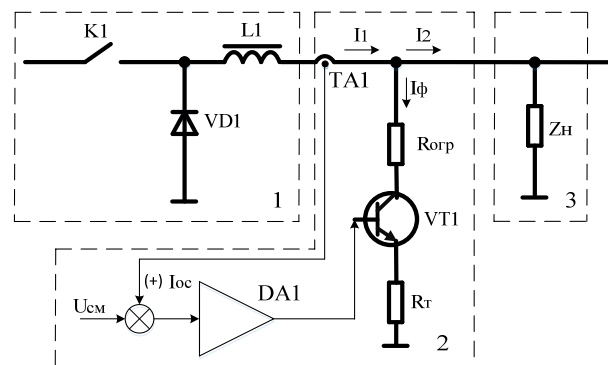


Рис. 1. Структурная схема активного фильтра, встроенного в структуру устройств для подавления пульсаций

В структурной схеме рис. 1 цифрами обозначены: 1 – понижающий преобразователь или другой импульсный источник питания; 2 – активный фильтр; 3 – импеданс нагрузки.

Высокочастотные пульсации, о которых в данном случае идет речь, обусловлены работой силового ключа преобразователя по закону широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Частота этих пульсаций пропорциональна несущей частоте преобразователя, а амплитуда ограничена величиной индуктивности преобразователя. На участке продолжительностью одного периода ШИМ ток будет нарастать и спадать, формируя пульсации, исходя из следующих соотношений:

$$I_p = U_L t_p / L, \quad (1)$$

$$I_c = U_L t_c / L, \quad (2)$$

где  $I_p, I_c$  – токи нарастания и спада соответственно;  $U_L$  – напряжение индуктивности понижающего преобразователя;  $L$  – индуктивность понижающего преобразователя;  $t_p$  – время нарастания тока, соответствует открытому состоянию ключа понижающего преобразователя;  $t_c$  – время спада тока, соответствует закрытому состоянию ключа понижающего преобразователя.

Уменьшение амплитуды пульсаций путем увеличения индуктивности дросселя L1 пассивного фильтра понижающего преобразователя приведет к увеличению массы и габаритов устройства. Данное решение не всегда может быть удовлетворительным с учетом всех требований технического задания. В таком случае можно рассмотреть альтернативный способ уменьшения амплитуды пульсаций путем использования АФ. К недостаткам применения АФ можно отнести уменьшение КПД системы, исходя из принципов его работы. Поэтому в любом случае решение проблемы уменьшения пульсаций будет компромиссным. Оценить качество работы непосредственно фильтра можно коэффициентом сглаживания:

$$q = K_{вх} / K_{вых}, \quad (3)$$

где  $K_{вх}$  и  $K_{вых}$  – соответственно коэффициенты пульсаций на входе и выходе фильтра [2].

Рассматриваемый АФ можно разделить на силовую и управляющую части.

Силовая часть подключается к выходу понижающего преобразователя (после дросселя L1) перед нагрузкой. Включает в себя транзистор VT1 (может использоваться как биполярный, так и MOSFET) и два сопротивления  $R_{отр}$  и  $R_T$ . Сопротивления  $R_{отр}$  и  $R_T$  включаются соответственно в сток и исток транзистора MOSFET (или в коллектор и эмиттер соответственно для биполярного транзистора). Частота пульсаций тока  $I_1$  зависит от частоты коммутации ключа K1 понижающего преобразователя и в принципе может составлять десятки и сотни килогерц. Для уменьшения пульсаций такой частоты необходимо, чтобы транзистор VT1 работал в активном режиме (режим работы класса А) [7]. При этом рабочая точка ВАХ транзистора должна быть сме-

щена на величину половины амплитуды пульсаций. Сопротивление  $R_{отр}$  в цепи транзистора VT1 предназначено для ограничения максимального тока и тепловых потерь на нём и подбирается исходя из возможного максимального тока используемого транзистора. При работе транзистора в активном режиме происходит его разогрев, что приводит к смещению его начальной рабочей точки. Сопротивление  $R_T$ , ослабляя коэффициент усиления, служит для термокомпенсации транзистора, предотвращая уход с заданной рабочей точки. Необходимо, чтобы ток, компенсирующий пульсации и протекающий в цепи активного фильтра, вычитался из тока  $I_1$  и был равен по величине току пульсаций.

На рис. 2 изображена принципиальная схема управления АФ.

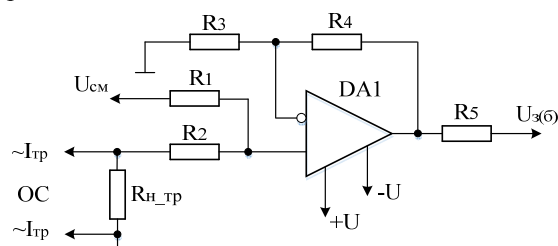


Рис. 2. Принципиальная схема управления АФ

Схема управления включает операционный усилитель (ОУ) DA1 и датчик тока обратной связи (ОС). Сигнал ОС взят после дросселя L1. В качестве датчика тока наилучшим образом подходит трансформатор тока, вносящий минимальную задержку по времени в работу схемы с учетом высокой частоты пульсаций. Операционный усилитель включается по схеме сумматора, где на положительный вход подается сигнал ОС, и сигнал смещения, для того чтобы транзистор работал в активном режиме. Резистор  $R_{н\_тр}$  является нагрузочным резистором трансформатора тока. С помощью резисторов R1, R2 задаются соотношения величин токов смещения и пульсаций соответственно. Резисторами R3, R4 задается коэффициент усиления схемы. Резистор R5 задает ток базы биполярного транзистора (или затвора в случае использования полевого транзистора). Опытным путем установлено, что наилучшие результаты работы фильтра получаются для коэффициента усиления схемы на ОУ, равного 3.

Соотношение токов иллюстрируется эюрами на рис. 3.

На верхней эюре изображен ток  $I_1$ , состоящий из:

- заданного тока, равного величине  $I_2$ ;
- тока смещения ( $I_{см}$ ), равного по величине току, протекающему в цепи активного фильтра;
- тока пульсаций ( $I_п$ ), имеющего действующее значение, равное величине  $-(I_{п\ ср})$ .

На нижней эюре показан ток  $I_ф$  с отрицательным знаком, т.к. данная величина тока вычитается из тока  $I_1$  и состоит из:

- тока смещения ( $I_{см}$ ), обусловленного необходимостью работы транзистора в активном режиме, данная величина может варьироваться в зависимо-

сти от выбранного транзистора (биполярного или MOSFET) и его характеристик;

– тока пульсаций  $I_{п}$ , максимально возможно повторяющего ток  $I_{п}$ , и его действующего значения  $I_{п,ср}$ .

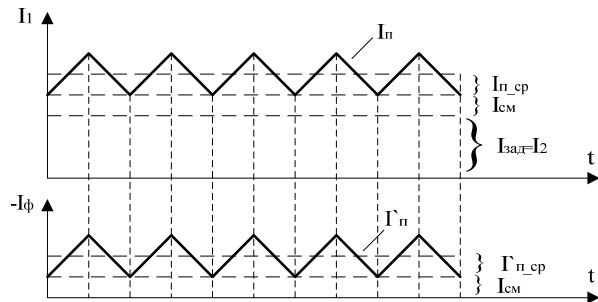


Рис. 3. Соотношение токов ветвей понижающего преобразователя и активного фильтра

Из приведенного выше следует, что значение уставки тока понижающего преобразователя должно быть увеличено пропорционально значению  $(I_{ср} + I_{п,ср})$  вычитаемого тока  $I_{ф}$ .

#### Экспериментальные результаты

Осциллограммы, полученные экспериментальным путем, показаны на рис. 4.

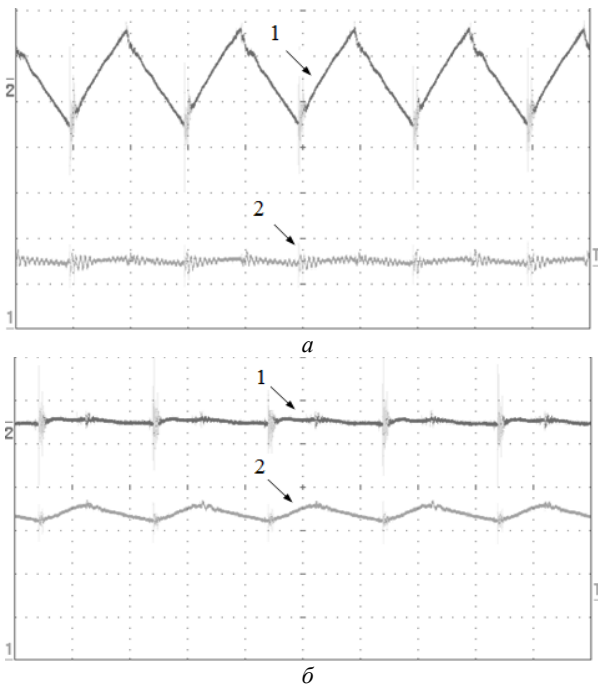


Рис. 4. Осциллограммы тока на нагрузке и напряжения на затворе при неработающем АФ – а.

Осциллограммы тока на нагрузке и напряжения на затворе при работающем АФ – б

Измерения проводились для преобразователя с частотой ШИМ 100 кГц и постоянным током выхода  $I_2 = 10$  А. Лучами 1 и 2 показаны соответственно ток  $I_2$  (переменная составляющая) и напряжение на затворе транзистора VT1. Величина пульсаций измерялась с помощью трансформатора тока в масштабе 100 мВ/А. При неработающем АФ (см. рис. 4, а) и работающем АФ (см. рис. 4, б) пульсации тока составляют порядка 400 и 50 мА соответственно, при постоянной составляющей тока смещения АФ  $I_{ф} = 1$  А.

Экспериментальные исследования показали, что АФ способен в несколько раз уменьшить высокочастотные пульсации во всем диапазоне токов. Так же очевидно, что применение АФ такого типа целесообразно для систем с большой мощностью (при токах от 10 А и выше) с учетом доли уменьшения КПД. Помимо высокочастотных собственных пульсаций, данный АФ также может применяться для сглаживания низкочастотных пульсаций иной природы возникновения, например при возмущающих воздействиях. Но такого рода пульсации (частотой от единиц Гц до 2–3 кГц) целесообразно уменьшать улучшением динамических характеристик регулятора силового преобразователя.

#### Выводы

Использование АФ может позволить уменьшить величину индуктивности и частоту ШИМ преобразователя. Первое приведет к уменьшению габаритов и массы дросселя. Второе даст уменьшение активных потерь ключевого элемента и возвратного диода, что, в свою очередь, снизит мощность рассеивания и размеры радиатора.

В то же время использование АФ требует использования радиатора для охлаждения его транзистора, что несколько нивелирует вышеописанные преимущества. И, как уже говорилось, понижается КПД системы.

В конечном счете выбор способа сглаживания пульсаций тока будет определяться приоритетными требованиями технического задания.

#### Литература

1. Кремзуков Ю.А., Мишин В.Н., Пчельников В.А. и др. Проектирование модульных имитаторов солнечных батарей автоматизированной контрольно-испытательной аппаратуры систем электропитания автоматических космических аппаратов. – Томск: Том. ун-т, 2014. – 86 с.
2. Гейтенко Е.Н. Источники вторичного электропитания. Схемотехника и расчет. – М.: СОЛОН-Пресс, 2008. – 448 с.
3. Розанов Ю.К. Силовая электроника: учебник для вузов / Ю.К. Розанов, М.В. Рябичский, А.А. Кваснюк. – 2-е изд. – М.: Изд. дом МЭИ, 2009. – 632 с.
4. Akagi H. New trends in active filters for power conditioning // IEEE Trans. – 1996. – Vol. MTT-32, No. 6. – P. 1312–1322.
5. Пат. 176992 РФ, МПК Н 02 М 3/145. Активный фильтр для источника постоянного тока / О.В. Бубнов (РФ), О.Г. Рекутов (РФ). – № 2017124260; заявл. 07.07.17; опубл. 06.02.18. Бюл. № 4. – 6 с.
6. Zhu M., Perreault D.J., Caliskan V., Neugebauer T.C., Guttowski S., Kassakian J.G. // IEEE Trans. – 2005. – Vol. MTT-20, No. 2. – P. 276–285.
7. Опадчий Ю.Ф. Аналоговая и цифровая электроника (полный курс): учеб. для вузов / Ю.Ф. Опадчий, О.П. Глудкин, А.И. Гуров. – М.: Горячая линия – телеком, 2000. – 768 с.

**Рекутов Олег Геннадьевич**  
Науч. сотр. НИИ АЭМ ТУСУР,  
аспирант каф. КСУП ТУСУРа  
Эл. почта: ogrek82@yandex.ru

## Секция 9

## ПЛАЗМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель секции – *Окс Ефим Михайлович*, зав. каф. физики, д-р техн. наук, профессор

УДК 537.525

**А.А. Поддубнов, Чан Ван Ту, А.С. Климов**

### Особенности генерации пучковой плазмы для обработки полимеров в форвакуумной области давлений

Представлены результаты исследования параметров плазмы, генерируемой при транспортировке сфокусированного электронного пучка в форвакуумной области давлений. Для формирования электронного пучка использовался плазменный электронный источник на основе разряда с полым катодом. Показано, что концентрация пучковой плазмы немонокотным образом зависит от параметров электронного пучка – тока и энергии электронов. Определены условия интенсивного электронно-пучкового взаимодействия и развития пучково-плазменного разряда (ППР), характеризующегося повышенной концентрацией плазмы и температурой плазменных электронов, а также интенсивностью свечения пучковой плазмы. Показана возможность плазменной обработки полимеров.

**Ключевые слова:** плазменный электронный источник, тлеющий разряд, пучково-плазменный разряд, форвакуумная область давлений, обработка полимеров.

Плазменные технологии очистки поверхности, травление и осаждение диэлектрических и полупроводниковых пленок широко используются в микроэлектронике [1]. Очистка и стерилизация поверхности с использованием плазмы завоевали свою нишу в медицине и химической промышленности [2]. Традиционные методы создания плазмы, основанные на использовании тлеющего либо дугового разрядов, не позволяют управлять параметрами плазмы в широких пределах, как того зачастую требуют технологии травления тонких атомных слоев. Альтернативным методом создания плотной плазмы может являться плазма, для генерации которой используется инжекция электронного пучка в газовую среду [3]. Пучковая плазма образуется при ионизации газа электронами пучка, инжектируемого в газовый объем. Параметры такой плазмы определяются энергией и плотностью тока электронного пучка, родом и давлением газа, а также величиной транспортирующего магнитного поля.

Электронно-пучковая плазма находит применение в медицине для синтеза биосовместимых покрытий [4], для травления тонкого атомного слоя вещества, для нужд микроэлектроники [5, 6]. Как правило, для генерации пучковой плазмы в технологических целях используют разделение области создания электронного пучка и области его взаимодействия с газом, другими словами – электронный пучок, как правило, инжектируется в вакуумную камеру с более высоким давлением, чем в области генерации пучка. Необходимость разделения области генерации пучка и плазмы обусловлена использованием в качестве источника электронного пучка тер-

момиссионного катода, критичного к величине давления. Перепад давления между областями генерации электронного пучка и пучковой плазмы может достигать 2 порядков величины, что усложняет конструкцию плазменного генератора. В отличие от источников электронов, основанных на термокатоде, форвакуумные плазменные источники работают в изобарическом режиме, т.е. без перепада между областью генерации электронного пучка и пучковой плазмы [7]. Электронные источники такого типа используют плазму тлеющего либо дугового разряда в качестве источника электронов, а специальная конструкция ускоряющего промежутка позволяет генерировать электронный пучок при давлениях в десятки сотни паскаль. Повышенная область рабочих давлений позволяет использовать форвакуумные электронные источники для обработки как проводящих, так и непроводящих материалов [8, 9]. Отсутствие перепада давлений упрощает конструкцию технологической установки и делает привлекательным использование источников такого типа для генерации пучковой плазмы [10] и извлечения потоков ионов из нее для последующей обработки материалов.

Цель настоящей работы состояла в исследовании параметров пучковой плазмы, генерируемой форвакуумным плазменным источником электронов, а также использовании плазмы для обработки полимерных материалов.

#### Экспериментальная установка

Для генерации пучковой плазмы использовалась электронно-лучевая установка, схема которой приведена на рис. 1. Установка оснащена вакуумной камерой с системой откачки, плазменным электрон-

ным источником, специально сконструированным для генерации непрерывного электронного пучка в форвакуумной области давлений. Электронный источник 1 генерировал электронный пучок 2 с энергией до 20 кэВ и током до 300 мА. При прохождении через атмосферу вакуумной камеры электронный пучок создавал плазму 3. После прохождения вакуумной камеры электронный пучок улавливался коллектором 4. Источник работал в непрерывном режиме и представлял собой трехэлектродную систему. Полюс катод и анод источника составляли разрядную систему. Ускорение электронов осуществлялось при приложении высокого напряжения между анодом и ускоряющим электродом. Конструкция источника также включала фокусирующую и отклоняющую магнитные катушки. Более подробно конструкция и основные параметры источника представлены в [10].

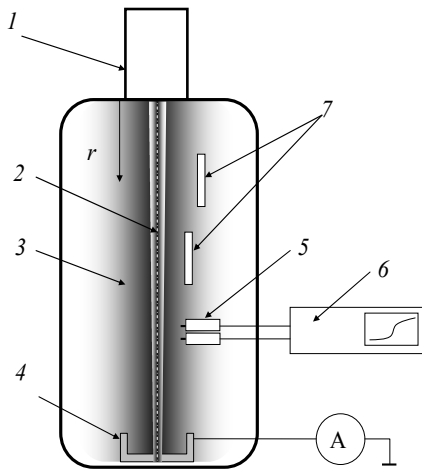


Рис. 1. Схема экспериментальной установки: 1 – плазменный источник сфокусированного электронного пучка; 2 – электронный пучок; 3 – пучковая плазма; 4 – коллектор; 5 – двойной ленгмюровский зонд; 6 – устройство для автоматического снятия зондовых характеристик; 7 – образцы фторопласта

Для измерения параметров плазмы использовался двойной ленгмюровский зонд 5. Подача напряжения смещения на зонд и снятие зондовой характеристики осуществлялись в автоматическом режиме с помощью устройства регистрации 6 со встроенным генератором пилообразного сигнала. Обработка зондовой характеристики производилась по стандартной методике [11]. Для предотвращения попадания электронов пучка на зонд в его конструкции был предусмотрен защитный экран.

В качестве материалов для обработки использовались образцы фторопласта 7. Образцы в виде прямоугольных пластинок с размерами  $20 \times 20 \times 3$  мм располагались в области пучковой плазмы на расстоянии 5 и 20 см от оси пучка. Обработка потоками ионов из плазмы осуществлялась в течение 30 мин. После обработки и извлечения из вакуумной камеры образцы исследовались с помощью сканирующего электронного микроскопа, а также исследовались их гидрофильные свойства методом лежащей капли [12].

### Результаты работы и их анализ

Эксперимент по определению концентрации плазмы производился в атмосфере гелия при различных значениях ускоряющего напряжения, тока разряда и давлении 25 Па. Как показали эксперименты, увеличение тока пучка до 100 мА и ускоряющего напряжения до 10 кВ приводит к незначительному изменению температуры электронов пучковой плазмы. В отличие от температуры электронов зависимость концентрации электронов от тока пучка выражена сильнее (рис. 2).

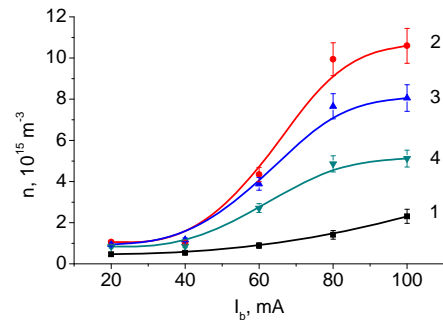


Рис. 2. Зависимость концентрации плазмы от тока разряда при различных значениях ускоряющего напряжения: 1 – 4 кВ; 2 – 6 кВ; 3 – 8 кВ; 4 – 10 кВ

Для ускоряющего напряжения 4 кВ пятикратный рост тока пучка от 20 до 100 мА приводит также к соответствующему пятикратному росту концентрации плазмы. Однако уже при ускоряющем напряжении 6 кВ повышение тока пучка в пять раз приводит к росту концентрации на порядок (рис. 3, кривая 2). Стоит отметить, что с ростом ускоряющего напряжения величина, на которую изменяется концентрация плазмы с ростом тока пучка, различна. Так для ускоряющего напряжения 8 кВ пятикратное повышение тока пучка приводит к росту концентрации лишь в 8 раз. Для ускоряющего напряжения 10 кВ аналогичное увеличение тока пучка приводит к росту концентрации примерно в 6 раз.

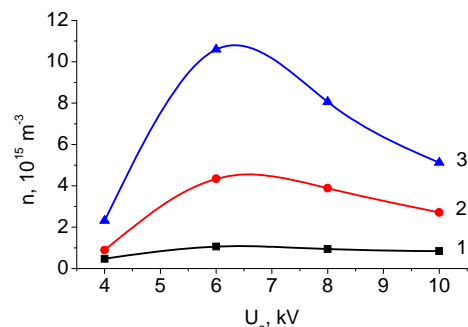


Рис. 3. Зависимость концентрации плазмы от ускоряющего напряжения при различных значениях тока разряда: 1 – 20 мА; 2 – 60 мА; 3 – 100 мА

Одной из особенностей, возникающих при генерации электронно-пучковой плазмы, является существование режима взаимодействия электронного пучка с генерируемой им плазмой, при котором концентрация и температура плазмы существенно возрастают. Существование такого режима обусловлено

возникновением пучковой неустойчивости и зажиганием пучково-плазменного разряда (ППР). Ранее в работах показано существование режима генерации пучково-плазменного разряда в условиях форвакуумного диапазона давлений. Такое различие во влиянии ускоряющего напряжения на повышение концентрации связано, скорее всего, с формированием пучковой неустойчивости. При достижении определенной энергии электроны пучка начинают раскачивать плазменные колебания, что приводит к росту энергии плазменных электронов и повышению их ионизационной способности.

На рис. 4 представлен спектр свечения пучковой плазмы в атмосфере воздуха при токе пучка 20 и 100 мА. Как видно из рис. 4, в атмосфере вакуумной камеры доминирующими являются линии излучения азота (337–419 нм) и группы О-Н (309 нм), присутствие которых можно объяснить наличием остаточной атмосферы в вакуумной камере, а также типичным для форвакуумных давлений присутствием водяного пара в камере. Присутствие в спектре слабых линий второй положительной системы (SPS) молекул  $N_2$  и первой отрицательной системы (FNS) ионов  $N_2^+$  можно объяснить наличием азота в остаточной атмосфере в вакуумной камере. Изменение интенсивности спектра излучения может быть объяснено интенсификацией процессов возбуждения излучающих частиц, которое может происходить как в столкновениях с электронами пучка, так и электронами плазмы, что подтверждает повышение концентрации плазмы (см. рис. 2, 3).

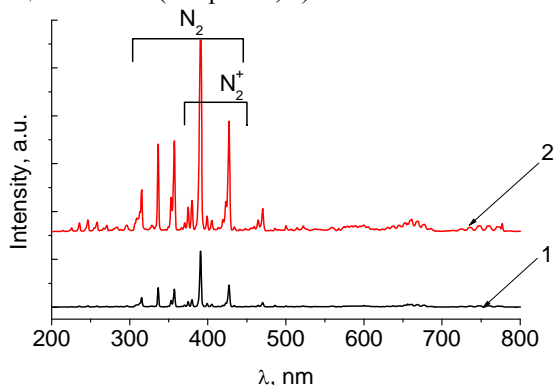


Рис. 4. Спектр оптического излучения пучковой плазмы при различном токе пучка: 1 – 20 мА; 2 – 100 мА. Давление 10 Па. Ускоряющее напряжение 6 кВ

Повышенное значение концентрации плазмы позволило осуществить обработку полимерных материалов. В качестве полимеров использовались пластинки фторопласта толщиной 3 мм и размерами 20×20 мм. Образцы фторопласта располагались на расстоянии от 7 до 19 см от оси электронного пучка с шагом 4 см и подвергались воздействию потоков ионов из пучковой плазмы. Ускоряющее напряжение и ток пучка составляли при этом  $U_a = 6$  кВ,  $I_a = 100$  мА соответственно. Время обработки составляло 30 мин. Ускоряющее напряжение выбиралось таким, чтобы концентрация плазмы была высокой (см. рис. 3), и одновременно равномерной вдоль

оси пучка. Фотографии поверхности образцов до и после обработки представлены на рис. 5.

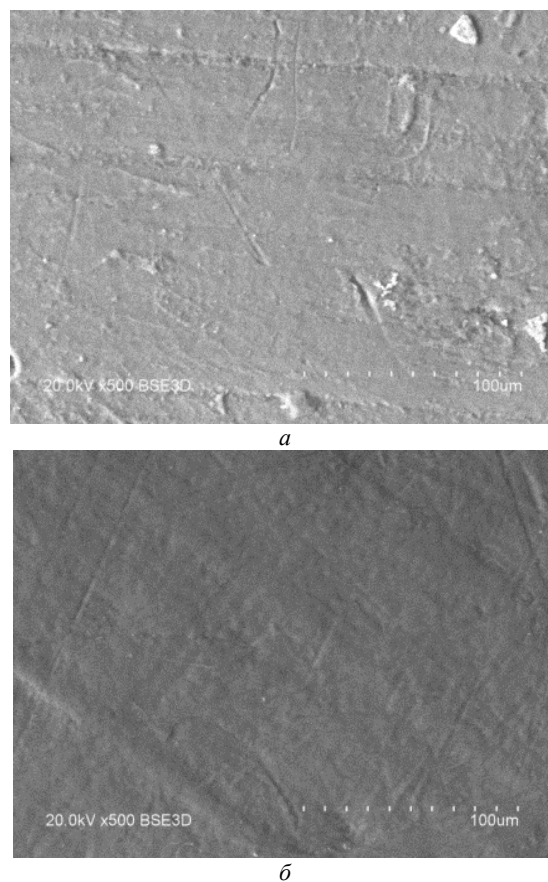


Рис. 5. Поверхность фторопласта до (а) и после (б) обработки, расстояние от оси пучка 7 см

Как следует из рис. 5, поверхность после обработки стала более гладкой, что свидетельствует о возможности полировки поверхности в процессе обработки.

#### Закключение

Экспериментально показано, что концентрация электронно-пучковой плазмы нелинейным образом зависит от тока пучка и энергии электронов пучка. Для ускоряющих напряжений до 6 кВ концентрация плазмы растет с ростом тока пучка, однако при ускоряющих напряжениях более 6 кВ наблюдается более интенсивная наработка пучковой плазмы при одном и том же изменении тока пучка. Наибольшее значение концентрации пучковой плазмы  $10^{16} \text{ м}^{-3}$  наблюдается при токе пучка 100 мА и ускоряющем напряжении 6 кВ. Обработка фторопласта ионами такой плазмы позволяет повысить гладкость поверхности.

Работа поддержана Министерством науки и высшего образования в рамках гранта Президента для докторов наук МД-2649.2019.8.

#### Литература

1. Hamedani Y., Macha P., Bunning T.J., Naik R.R. and Vasudev M.C. Plasma-Enhanced Chemical Vapor Deposition: Where we are and the Outlook for the Future. Chemical Vapor



Deposition – Recent Advances and Applications in Optical, Solar Cells and Solid State Devices. – 2016.

2. Proud J. Plasma Processing of Materials: Scientific Opportunities and Technological Challenges / National Research Council. – Washington, DC: The National Academies Press, 1991.

3. Walton S.G., Hernández S.C., Boris D.R., Petrova T.B., Petrov G.M. Electron beam generated plasmas for the processing of grapheme // Journal of Physics D: Applied Physics. – 2017. – No. 50(35). – P. 354001.

4. Vasileva T.M., Lopatin S.A., Varlamov V.P. Production of the low-molecular-weight chitin and chitosan forms in electron-beam plasma // High Energy Chemistry. – 2016. – No. 50(2). – P. 150–154.

5. Walton S.G., Boris D.R., Hernández S.C., Lock E.H., Petrova T.B., Petrov G.M., Fernsler R.F. Electron Beam Generated Plasmas for Ultra Low Te Processing // ECS Journal of Solid State Science and Technology. – 2015. – No. 4(6). – P. 5033–5040.

6. Leonhardt D., Walton S.G., Muratore C., Fernsler R.F., Meger R.A. Effect of Plasma Flux Composition on the Nitriding Rate of Stainless Steel // Chemical and Materials Engineering Faculty Publications. – 2004. – 111 p.

7. Klimov A., Bakeev I., Oks E., Zenin A. Forevacuum plasma source of continuous electron beam // Laser and Particle Beams. – 2019. – No. 1. – P. 6.

8. Zenin A.A., Klimov A.S., Oks E.M. On the possibility of the electron-beam welding of quartz glasses by a forevacuum plasma electron source // Ceramics International. – 2019. – No. 45(4). – P. 4798–4801.

9. Zenin A., Bakeev I., Burachevsky Y. et al. Forevacuum Plasma Electron Source for Dielectric Surface Treatment // 20th International Symposium on High-Current Electronics (ISHCE). – 2018. – P. 43–45.

10. Klimov A.S., Zenin A.A., Oks E.M., Prech K. Specifics of the focused electron beam transport in the forevacuum range of pressure // Physics of Plasmas. – 2018. – No. 25(11). – P. 113103.

11. Swift J.D., Schwar M.J.R. Electrical probes for plasma diagnostics. – London.: Iliffe books, 1970.

12. Njobuenwu D., Oboho E., Gumus R. Determination of Contact Angle from Contact Area of Liquid Droplet Spreading on Solid Substrate // Leonardo Electronic Journal of Practices and Technologies. – 2007. – No. 6(10). – P. 29–38.

**Поддубнов Артем Андреевич**

Студент каф. физической электроники ТУСУРа

Эл. почта: super\_gaara@mail.ru

**Чан Ван Ту**

Аспирант ТУСУРа

Эл. почта: super\_gaara@mail.ru

**Климов Александр Сергеевич**

Профессор каф. физики ТУСУРа, д-р техн. наук

Эл. почта: super\_gaara@mail.ru

УДК 537.525

**К.И. Карпов**

## Определение потенциала диэлектрической мишени при облучении электронным пучком в форвакууме

Представлена методика определения потенциала диэлектрической мишени при облучении электронным пучком в области давлений в единицы паскаль. Методика основана на измерении концентрации пучковой плазмы и протяженности слоя пространственного заряда, отделяющего плазму от мишени. С использованием указанной методики определены потенциалы мишеней из керамики, кварца, нитрида бора и оксида алюминия. Показано, что при энергии пучка 6–9 кэВ потенциалы мишеней отрицательны и возрастают по абсолютной величине с увеличением тока пучка.

**Ключевые слова:** электронный пучок, форвакуум, диэлектрическая мишень, потенциал.

Электронно-лучевые технологии позволяют производить операции, недоступные для других способов воздействия на материалы. В частности, это относится к поверхностной модификации. Для металлов и иных электропроводящих материалов облучение потоком электронов не вызывает затруднений, в то время как при облучении диэлектриков происходит накопление заряда, что может коренным образом изменить параметры воздействия. Ситуация улучшается применением для генерации электронного пучка так называемых форвакуумных источников с плазменным катодом [1], поскольку при распространении электронного пучка в среднем вакууме (единицы паскаль) образуется пучковая плазма

[2], ионы которой частично компенсируют электронный заряд, однако и в этом случае остается актуальной задача контроля потенциала поверхности облучаемого материала.

Цель настоящей работы состоит в разработке методики определения потенциала диэлектрического материала в форвакуумной области давлений при облучении электронным пучком с током 1–10 мА.

### Методика эксперимента

Схематическое изображение экспериментальной установки показано на рис. 1. На вакуумной камере 1, изготовленной из нержавеющей стали, установлен источник электронов с плазменным катодом 2. При подаче ускоряющего напряжения  $U_a$  и

последующей фокусирующей системой 3 формировался цилиндрический пучок электронов 4. В качестве мишеней 5 использовались следующие материалы: нержавеющая сталь, керамика, нитрид бора, кварц и оксид алюминия. Ток пучка и потенциал металлического коллектора измерялись амперметром и вольтметром, подключаемыми поочередно. Параметры плазмы измерялись с помощью зонда 6, помещенного в цилиндрический экран для предотвращения воздействия пучковых электронов. Точное положение зонда контролировалось механическим держателем с измерительной линейкой 7.

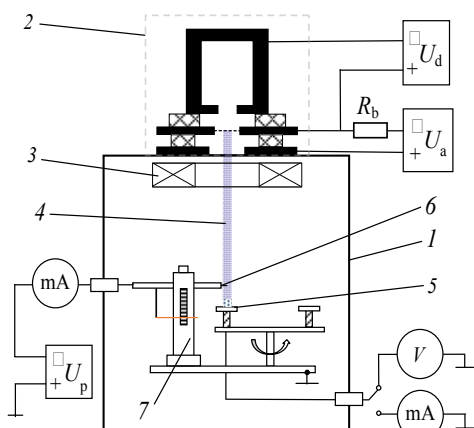


Рис. 1. Схема экспериментальной установки: 1 – вакуумная камера; 2 – источник электронов с плазменным катодом; 3 – фокусирующая система; 4 – электронный пучок; 5 – мишень; 6 – зонд; 7 – механический держатель с линейкой;  $U_d$  – источник питания разряда;  $U_a$  – источник ускоряющего напряжения;  $U_p$  – источник питания зонда

Эксперимент проводился в атмосфере аргона при рабочем давлении 2 Па. Рабочие токи пучка  $I_b$  не превышали 2 мА. С помощью блока питания  $U_p$  на зонд подавалось отрицательное напряжение  $-30$  В, а соответствующим микроамперметром снимались показания тока  $I_p$ . Отрицательное смещение на зонде необходимо для обнуления электронной составляющей тока на зонд в области плазменного столба. За положение границы слоя принималось положение зонда, при котором ток зонда становился равным нулю. Концентрация плазмы определялась по току зонда, перемещенного в плазму на расстояние 5 мм от границы слоя.

Непосредственное измерение тока пучка  $I_b$  возможно лишь на металлической мишени. В то же время при неизменных давлении и ускоряющем напряжении существует однозначная связь между током разряда  $I_d$  и током пучка  $I_b$ . При использовании металлической мишени это обстоятельство позволило построить градуировочную кривую, используемую для задания тока пучка в случае диэлектрических мишеней. Потенциал металлической мишени измерялся непосредственно, а определение потенциала диэлектрических мишеней производилось по методике, использующей модель, суть которой изложена в разделе «Расчетная модель». Методика была верифицирована на металлической мишени.

### Результаты измерений и их анализ

На рис. 2 показаны экспериментальные и расчетные кривые для нержавеющей стали при различных значениях ускоряющего напряжения. Данные зависимости потенциала мишени  $\phi$  от тока пучка  $I_b$  представляют собой монотонные возрастающие кривые, причем имеет место возрастание соответствующих значений потенциала с увеличением ускоряющего напряжения.

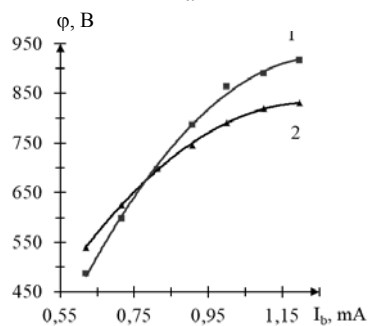
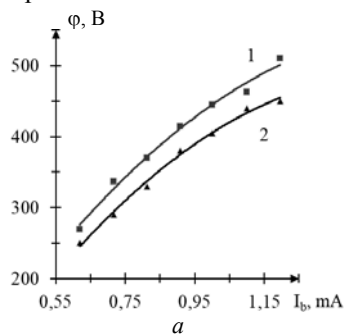


Рис. 2. Зависимость потенциала мишени  $\phi$  из нержавеющей стали от тока пучка  $I_b$  для ускоряющих напряжений: а – 6 кВ; б – 9 кВ; кривая 1 – расчет; 2 – эксперимент

Как видно из рис. 2, расчетные зависимости удовлетворительно совпадают с экспериментальными значениями. Это обстоятельство дало основания к применению указанной методики к диэлектрическим мишеням.

На рис. 3 показаны зависимости потенциала  $\phi$  диэлектрических мишеней от тока  $I_b$  пучка, рассчитанные на основании измерений зондового тока  $I_p$  и толщины слоя  $d$ .

Согласно приведенным зависимостям потенциалы испытанных диэлектрических мишеней отрицательны и монотонно возрастают по абсолютной величине с ростом тока пучка  $I_b$ . По мере увеличения ускоряющего напряжения потенциалы, как и в случае с металлической мишенью, также возрастают, что, по-видимому, связано со снижением коэффициента вторичной электронной эмиссии [3].

У обоих образцов наблюдаются относительно небольшие потенциалы в сравнении с потенциалами металлической мишени при аналогичных условиях эксперимента, что, скорее всего, вызвано более высокими значениями коэффициента вторичной электронной эмиссии диэлектриков [4].

### Расчетная модель

Теоретическая модель, согласно которой производился расчет потенциала для диэлектрической

мишени, состоит в следующем. Плотность ионного тока из плазмы на мишень определяется соотношением Бома:

$$j_b = 0,4 \cdot e \cdot n_i \cdot \sqrt{(2 \cdot k \cdot T_e) / M_i}, \quad (1)$$

где  $n_i$  – концентрация пучковой плазмы;  $T_e$  – электронная температура;  $M_i$  – масса иона.

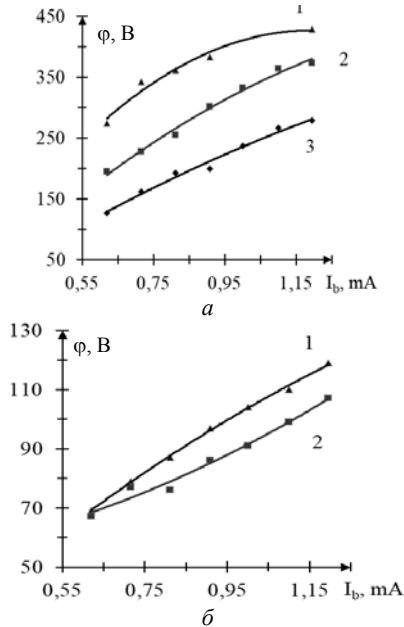


Рис. 3. Зависимости потенциала  $\phi$  от тока  $I_b$  пучка для диэлектрических материалов: а – кварц; б – оксид алюминия. Ускоряющие напряжения: 1 – 9 кВ; 2 – 8 кВ; 3 – 7 кВ. Газ – аргон, давление 1 Па

Предположим, что подвижная плазменная граница, параллельная плоскости коллектора, является виртуальным электродом, с поверхности которого уходят ионы. Тогда данный ионный ток на мишень будет описываться формулой Чайлда–Ленгмюра для плоского диода:

$$j_{ch-l} = \frac{4}{9} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot e}{M_i}} \cdot \frac{\epsilon_0 \cdot \phi^{3/2}}{d^2}, \quad (2)$$

где  $\phi$  – потенциал мишени;  $d$  – толщина слоя.

Поскольку оба выражения описывают один и тот же ток, то имеет место равенство

$$0,4 \cdot e \cdot n_i \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot k \cdot T_e}{M_i}} = \frac{4}{9} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot e}{M_i}} \cdot \frac{\epsilon_0 \cdot \phi^{3/2}}{d^2}. \quad (3)$$

Из данного равенства находим выражение для расчета потенциала коллектора

$$\phi = \left( \frac{9}{10} \cdot \frac{n_i \cdot d^2}{\epsilon_0} \cdot \sqrt{e \cdot k \cdot T_e} \right)^{2/3}. \quad (4)$$

Значение концентрации найдем исходя из того, что плотность ионного тока на зонд определяется выражением

$$j_i = e \cdot n_i \cdot u_0 = I_i / S_p, \quad (5)$$

где  $S_p$  – площадь зонда;  $u_0 = \sqrt{(k \cdot T_e) / M_i}$  – «бомовская» скорость. Тогда формула для расчета концентрации принимает вид

$$n_i = \sqrt{\frac{M_i}{k \cdot T_e}} \cdot \frac{I_i}{e \cdot S_p}. \quad (6)$$

Иллюстрация описанной модели представлена на рис. 4.

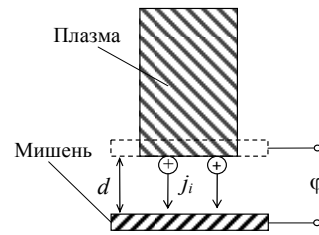


Рис. 4. Иллюстрация расчетной модели

### Заключение

В настоящей работе предложена методика определения потенциала изолированной либо диэлектрической мишени на основании экспериментально измеренных значений тока  $I_p$  зонда и толщины  $d$  слоя пространственного заряда между облучаемой электронным пучком мишени и пучковой плазмой. С использованием данной методики определены потенциалы двух диэлектрических материалов, облучаемого электронным пучком с энергией 6–9 кэВ, отрицателен и монотонно возрастает по абсолютной величине с ростом тока пучка. С увеличением ускоряющего напряжения абсолютные значения потенциала также возрастают. Различные диэлектрики имеют различные потенциалы в схожих условиях опыта. Относительно небольшие значения потенциалов свидетельствуют о больших значениях коэффициента вторичной электронной эмиссии испытанных диэлектрических материалов по сравнению с нержавеющей сталью.

### Литература

1. Бурдовицин В.А. Форвакуумные плазменные источники электронов / В.А. Бурдовицин, А.С. Климов, А.В. Медовник и др. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 2014. – 288 с.
2. Burdovitsin V.A. Effect of collector potential on the beam-plasma formed by a forevacuum-pressure plasma-cathode electron beam source / V.A. Burdovitsin, E.M. Oks, D.B. Zolotukhin // Journal of Physics D: Applied Physics. – 2018. – Vol. 51, № 30. – 5 p.
3. Baglin V. The secondary electron yield of technical materials and its variation with surface treatment / V. Baglin, J. Bojko, O. Grobner, B. Henrist, N. Hillret, C. Scheuerlein, M. Taborelli // Proceedings of EPAC-2000. Vienna, Austria. – 2000. – P. 217–221.
4. Burdovitsin V.A. On the connection between secondary electron emission yield and the potential of an electron-beam-irradiated target / V.A. Burdovitsin, D.B. Zolotukhin, E.M. Oks, N.A. Panchenko // Journal of Physics D: Applied Physics. – 2019. – Vol. 52, № 28. – 7 p.

### Карпов Кирилл Игоревич

Студент каф. электронных приборов ТУСУРа  
Эл. почта: kkarпов99@gmail.com

Д.Б. Золотухин, К.П. Дэниелс, М. Кейдар

## Повышение тяги и удельной тяги мало мощного дугового двигателя за счет второй МПД-ступени

Показана возможность повышения тяги и удельной тяги (отношения тяги к мощности) импульсного микрокатодного дугового двигателя для малых космических аппаратов, за счет добавления к нему второй магнито-плазодинамической (МПД) ступени. Измерения на тяговом стенде продемонстрировали, что такой двухступенчатый двигатель способен создавать среднюю тягу до 0,21 мН при удельной тяге до 18 мкН/Вт, обладая массой лишь около 80 г и потребляемой мощностью менее 16 Вт.

**Ключевые слова:** микрокатодный дуговой двигатель, малый космический аппарат.

Микрокатодные дуговые двигатели ( $\mu$ CAT) – это легкие, миниатюрные, маломощные импульсные двигатели, подходящие для небольших спутников, таких как кубсаты [1]. Такие двигатели способны генерировать среднюю тягу величиной 1–10 мкН при довольно высоком удельном импульсе порядка 1000–2000 с. Поскольку средняя масса разрабатываемых в настоящее время кубсатов имеет тенденцию к росту, то для возможного увеличения высоты их орбиты требуется тяга более высокой величины. Таким образом, исследование способов повышения тяги существующих двигателей для кубсатов является актуальным. Одним из способов увеличения тяги микрокатодного дугового двигателя является добавление к нему второй ступени, которая будет дополнительно ускорять и/или генерировать плазму. В свою очередь, для дополнительного ускорения плазмы выглядит наиболее привлекательным подход, основанный на применении магнито-плазодинамической (МПД) ступени [2], поскольку механизм ускорения в ней является электромагнитным (т.е. ускорение плазмы происходит благодаря силе Лоренца), поэтому нет необходимости в организации многосеточной системы ускорения ионов плазмы с опасным высоким напряжением на сетках. Кроме того, из такого двигателя будет выбрасываться квазинейтральная плазма, поэтому нет необходимости в нейтрализации зарядки космического аппарата имеющим ограниченный срок службы и потребляющим дефицитную энергию катодом-нейтрализатором. В этой статье показано, что с применением второй ступени на основе МПД-эффекта возможно не только во много раз увеличить тягу микрокатодного дугового двигателя, но и поднять отношение этой тяги к полной затрачиваемой мощности, т.е. сделать двигатель более энергоэффективным.

### Техника и методика эксперимента

В качестве первой ступени (т.е. источника предварительной плазмы) использовался микрокатодный дуговой импульсный двигатель с центральным цилиндрическим медным катодом и внешним трубчатым медным анодом. Плазма, созданная в первой ступени, распространялась во внутренний объем конусообразного ускоряющего МПД-электрода, имеющего постоянный положительный относительно катода первой ступени потенциал  $U_{MPD}$  величи-

ной от 0 до 63 В. Рабочая поверхность электродов первой ступени и входная апертура ускоряющего электрода были расположены соосно с кольцевым постоянным магнитом индукцией около 0,2 Тл (рис. 1).

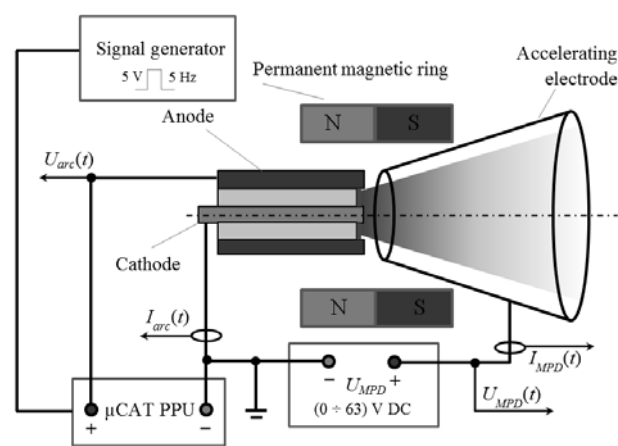


Рис. 1. Схема двухступенчатого МПД-двигателя

Интенсивный электронный ток  $J$ , текущий в плазме по направлению к положительно смещенному VPD электроду, в результате взаимодействия с радиальной составляющей магнитного поля  $B_r$  способствовал возникновению силы Лоренца  $J \times B_r$ , которая, в свою очередь, приводила к ускорению плазмы в направлении выходной апертуры ускоряющего электрода. Поскольку напряжение  $U_{MPD}$  ускоряющего электрода можно легко изменять с помощью источника питания, следовало ожидать также регулируемого усиления тяги. В качестве источника питания (PPU) первой ступени была использована хорошо известная импульсная схема индуктивного накопления, которая запасала энергию в катушке с ферритовым сердечником индуктивностью 550 мкГн, а затем подавала ее в первую ступень двигателя после их коммутации с помощью мощного биполярного транзистора с изолированным затвором (IGBT), управляемого прямоугольными импульсами напряжения генератора системы управления [3]. Частота запуска двигателя была относительно низкой (10 Гц), это было обусловлено необходимостью избежать термического размагничивания магнита. Тяга была измерена непрямым методом: истекающая струя плазмы из выхлопа двигате-

ля, закрепленного на станине тягового стенда [4, 5], оказывала воздействие на поверхность легкой пластины, закрепленной на отклоняемом рычаге тягового стенда. Стенд, спроектированный и изготовленный в университете Джорджа Вашингтона, позволял измерять среднюю тягу импульсных двигателей величиной начиная от 1 мкН. Причина использования непрямого измерения тяги была связана со значительной массой (~80 г) двигателя, которая была достаточно высока для того, чтобы вызвать возможное повреждение чувствительной пружины в подвижном креплении рычага стенда. Отношение тяги к мощности измерялось путем деления измеренной средней тяги на сумму средних мощностей, рассеиваемых в первой ступени ( $P_{arc}$ ), во второй ступени ( $P_{MPD}$ ), а также в источнике питания первой ступени ( $P_{PPU}$ ).

### Результаты и их обсуждение

Результаты эксперимента (значения тяги, полной потребляемой мощности и отношения тяги к мощности) в зависимости от величины напряжения на ускоряющем электроде второй ступени приведены в таблице. Видно, что при малых значениях напряжения  $U_{MPD}$  (0–30 В), тяга и отношение тяги к мощности (1,7–7,4 мкН и 0,4–1,9 мкН/Вт, соответственно) остаются низкими и сравнимыми с соответствующими параметрами первой ступени без какой-либо второй ускоряющей ступени. Однако после увеличения напряжения  $U_{MPD}$  с ~30 В до максимального значения 63 В тяга и отношение тяги к мощности быстро растут и достигают 210 мкН и 1 мкН/Вт соответственно. Обращает на себя внимание, что приращение обоих параметров не демонстрирует каких-либо тенденций к насыщению. Это выглядит многообещающе и может означать, что возможно достижение еще более высоких уровней тяги в результате дальнейшего повышения напряжения на второй ступени.

Тяга и отношение тяги к мощности как функции напряжения второй ступени

Параметр	Напряжение между катодом и ускоряющим электродом $U_{MPD}$ , В						
	0	10	20	30	40	50	63
Тяга, мкН	7,4±1,8	6,5±1,2	1,7±2,2	2,4±1,3	29±5	99±8	210±50
Полная мощность, Вт	3,9	3,8	4,0	4,4	9,6	11,8	13,9
Отношение тяги к мощности, мкН/Вт	1,9	1,7	0,4	0,5	3	8,4	15

Следует отметить, что магнитное поле положительно влияет на работу двигателя, увеличивая скорость ионов, уменьшая потери мощности на первой ступени, предотвращая срыв в дугу постоянного тока и интенсифицируя образование и ускорение

плазмы во второй ступени. Также обращаем внимание, что полная мощность, потребляемая двигателем (т.е. сумма мощностей  $P_{arc} + P_{MPD} + P_{PPU}$ ), варьируется в диапазоне от ~4 до ~14 Вт, демонстрируя тем самым, что разработанный двигатель по-прежнему можно считать маломощным устройством.

### Заключение

Таким образом, продемонстрировано повышение тяги и отношения тяги к мощности микрокатодного дугового двигателя в результате добавления к нему второй МПД-ступени. Указанный эффект происходит скорее всего из-за генерации дополнительной силы Лоренца в результате взаимодействия большого электронного тока в направлении отдельного положительно смещенного ускоряющего электрода второй ступени и внешнего неоднородного магнитного поля, создаваемого постоянным магнитом, магнитное поле которого имеет как продольную, так и радиальную компоненты. Для полной характеристики разработанного устройства требуются дальнейшие эксперименты.

Работа поддержана Air Force Office of Scientific Research (грант FA9550-19-1-0166), компанией Vector Space Systems, NASA DC Space Grant Consortium, Национальным научным фондом (National Science Foundation, грант 1747760).

### Литература

1. Levchenko I. Recent progress and perspectives of space electric propulsion systems based on smart nanomaterials / I. Levchenko, S. Xu, G. Teel, D. Mariotti, M.L.R. Walker, M. Keidar // Nature Communications. – 2018. – № 9. – P. 1–19.
2. Sovey J.S., Manteniaks M.A. Performance and lifetime assessment of magnetoplasmadynamic arc thruster technology // J. Propul. Power. – 1991. – Vol. 7, No. 1. – P. 71–83.
3. Zolotukhin D.B., Keidar M. Optimization of discharge triggering in micro-cathode vacuum arc thruster for CubeSats // Plasma Sources Sci. Technol. – 2018. – Vol. 27, No. 7. – P. 074001.
4. Kolbeck J. High precision thrust balance development at the George Washington University / J. Kolbeck, T.E. Porter, M. Keidar // Proceedings of 35th Int. Electric Propulsion Conf. Georgia Institute of Technology. – USA: Atlanta, Georgia. October 8–12, IEPC-2017-405, 2017.
5. Zolotukhin D.B. Anode ablation and performance improvement of microcathode arc thruster / D.B. Zolotukhin, S. Hurley, M. Keidar // Plasma Sources Sci. Technol. – 2019. – Vol. 28, No. 3. – P. 034001.

### Золотухин Денис Борисович

Постдок, университет Джорджа Вашингтона  
Канд. физ.-мат. наук, доцент каф. физики ТУСУРА  
ORCID 0000-0002-5206-9486  
Эл. почта: ZolotukhinDen@gmail.com

### Дэниелс Кир Патрик

Аспирант, университет Джорджа Вашингтона  
Эл. почта: kd2349@columbia.edu

### Кейдар Майкл

Профессор, университет Джорджа Вашингтона,  
Эл. почта: keidar@gwu.edu

Чан Ван Ту, А.С. Климов

## Электронно-лучевой метод формирования градиентных металлокерамических материалов в форвакуумной области давлений

Представлены результаты использования электронно-лучевого облучения смесей металлокерамических порошков в форвакуумной области давлений в среде гелия. Показано, что в результате нагрева металлокерамического порошка, состоящего из мелкодисперсного оксида алюминия с титаном, формируется градиентный материал с изменяющимся содержанием титана по глубине. Представленные результаты свидетельствуют о принципиальной возможности применения форвакуумного плазменного электронного источника для создания материалов с изменяющимся по объему составом.

**Ключевые слова:** электронно-лучевое спекание, градиентные керамические материалы.

В условиях активного развития и роста индустрии в последние десятилетия значительно возросла необходимость в повышении качественных характеристик используемых материалов и в разработке новых материалов с необходимыми, часто комплексными свойствами. Так, существует запрос на стабильные соединения, не подверженные эрозии и химической коррозии, выдерживающие высокие температурные нагрузки. В качестве характерного примера таких веществ можно привести функционально-градиентные материалы (FGM) [1], ключевой особенностью которых является плавное изменение их характеристик в различных слоях. Такие комплексные FGM-материалы обычно представляют собой комбинацию различных металлов, например металла и керамики.

Основным подходом в производстве различных продуктов из функционально-градиентных материалов является воздействие на них потоками энергии высокой мощности. Так, используют спекание материалов с помощью электронного пучка, лазера или, в случае соединения в объеме, нагревание их микроволновым воздействием или искровое плазменное спекание [2–6].

При наличии широкого спектра методик спекания таких материалов, в связи с повышающимися требованиями к продукции, существует постоянная необходимость в увеличении разнообразных способов спекания FGM. Перспективным направлением в изготовлении FGM являются материалы, сочетающие пластичность металла и твердость керамики. Помимо прочих, в качестве перспективного метода в данной ситуации может выступать электронно-лучевое воздействие на материалы в условиях форвакуума. В форвакуумной области давлений электронно-лучевое воздействие на керамику осуществляется более эффективно. Образующаяся за счет ионизации молекул газа электронами пучковая плазма снижает отрицательный потенциал облучаемой поверхности, что позволяет более эффективно передавать мощность пучка поверхности керамики. Используемые в данной методике спекания форвакуумные плазменные электронные источники используются для электронно-лучевого спекания как

металлокерамических [4], так и керамических материалов [2, 3].

Цель данного исследования заключалась в исследовании возможности применения электронного пучка, генерируемого форвакуумным плазменным источником, для производства градиентного материала на основе различных металлокерамических порошков.

### Экспериментальная установка

Экспериментальная установка состоит из вакуумной камеры, оснащенной системой откачки и необходимым диагностическим оборудованием, а также форвакуумного плазменного электронного источника (рис. 1). Электронный источник 1 устанавливался на верхнем фланце вакуумной камеры 2. Источник электронов генерировал непрерывный цилиндрический электронный пучок 3 диаметром менее 1 мм, ток пучка варьировался от 15 и до 50 мА за счет изменения тока разряда с полым катодом. Энергия электронов пучка варьировалась от 1 до 20 кэВ. Более подробно конструкция и основные параметры источника представлены в [7].

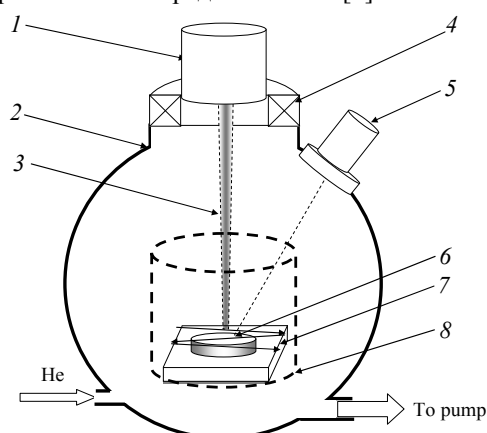


Рис. 1. Схема экспериментальной установки:  
1 – плазменный источник сфокусированного электронного пучка; 2 – вакуумная камера; 3 – электронный пучок; 4 – магнитная фокусирующая и отклоняющая катушки; 5 – инфракрасный пирометр; 6 – спекаемый образец; 7 – тигель; 8 – термозащитный экран

Фокусировка и отклонение электронного пучка осуществлялись магнитными катушками 4, распо-

ложенными непосредственно за экстрактором электронного источника. Контроль температуры в процессе спекания осуществлялся инфракрасным пирометром 5 (RAYTEK 1МН). Пирометр позволял измерять температуру в реальном времени в диапазоне 550–3000 °С с дискретностью 0,1 °С. В процессе облучения использовалась растровая развертка электронного пучка по квадратной области размерами, превышающими размер спекаемого образца. Установка определенной частоты развертки задавала скорость прохода пучком всей облучаемой площади, а масштаб развертки – размер данной области. Спекаемый образец 6 устанавливался в тигле, расположенном в вакуумной камере на оси электронного пучка. Поскольку температура спекания керамики более 1200 °С, то в качестве материала тигля было решено использовать графит, что связано с его высокой температурой испарения, а также легкостью обработки. Для уменьшения потерь тепла тигель 7 подвешивался на держателях из вольфрамовой проволоки (на рисунке не показаны). Данная конструкция накрывалась теплозащитным экраном 8 с целью уменьшения рассеивания тепла в результате излучения.

Электронно-лучевое облучение смеси керамических порошков осуществлялось в среде инертного газа (гелия) при давлении 30 Па. Скорость нагрева составляла 30 град/мин. Выдержка при постоянной температуре занимала 10 мин, после чего образец остужался за счет плавного снижения мощности пучка. Скорость остывания оставляла 50 град/мин. Время изотермической выдержки было выбрано исходя из нашего опыта спекания прессованных таблеток из оксида алюминия и циркония [7, 8].

Для изготовления металлокерамики были выбраны порошки оксида алюминия со средним размером 10 мкм и титана с размером частиц менее 60 мкм. Выбор такой комбинации материалов обусловлен их широким использованием в технологиях создания функционально-градиентных материалов. Порошки оксида алюминия и титана смешивали в смесителе в течение 30 мин. Содержание Тi в смесях составляло 50 мас.%, содержание оксида алюминия – 50 мас.%. Порошковые смеси располагались в пресс-форме в три слоя с различным соотношением между металлической и керамической компонентами. Первый слой состоял из титанового порошка, далее в пресс-форму насыпали порошковую смесь, содержащую 50% титана и 50% оксида алюминия (по массе). Последний слой содержал 100% оксида алюминия. Масса каждого слоя составляла 0,1 г. Давление прессования 5 МПа выбиралось минимально необходимым для того, чтобы спрессованные образцы не распадались при ручных манипуляциях. Диаметр и высота образцов – 10 и 3 мм соответственно.

Микроструктуру шлифа и элементный состав спеченных образцов изучали в растровом электронном микроскопе Hitachi S3400N, оснащенный приставкой энергодисперсионного микроанализа BrukerX'Flash 5010.

### Экспериментальные результаты и их анализ

На рис. 2 отображена корреляция температуры поверхности полученных образцов и длительности электронно-лучевого облучения при спекании различных порошков. Различия между графиками нагрева смесей керамики с металлом относительно невелики. В связи с тем, что использование пирометра для измерения температуры возможно только при значениях выше 700 °С, на рис. 2, а не отображен период нагревания образца до этой температуры. Во время нагрева равномерно изменяли мощность электронного пучка с шагом 13,5 Вт за одну минуту. В соответствии с этим, температура поверхности образцов также росла равномерно (рис. 2, б).

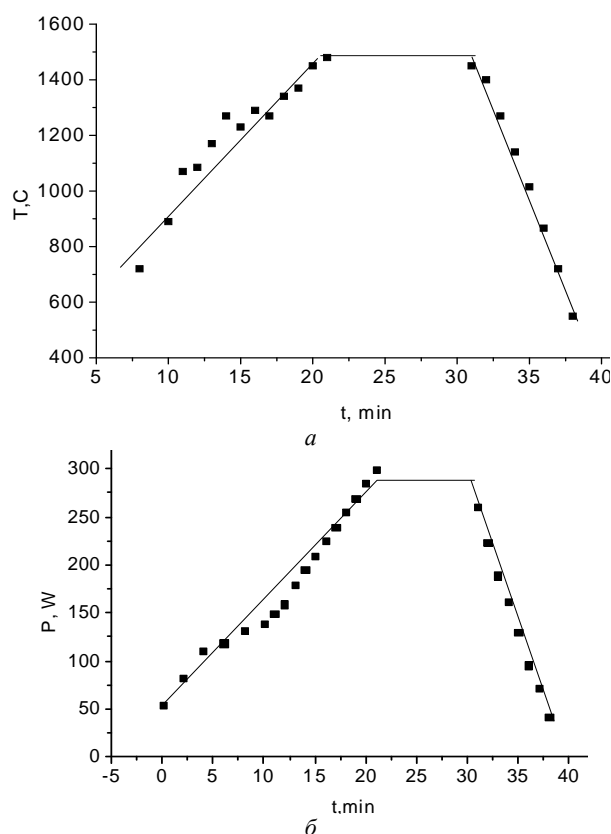


Рис. 2. Зависимость температуры поверхности образца – а и мощности электронного пучка – б от длительности в процессе спекания

Характеристики спекаемых в процессе исследования образцов отображены в таблице. В результате спекания размеры образцов уменьшались и плотность спеченного материала увеличивалась. Такое характерное уменьшение размеров образцов можно считать дополнительным подтверждением осуществлённого спекания.

### Характеристики металлокерамических образцов до и после электронно-лучевого спекания

Образец	Спекание	Масса $m$ , г	Диаметр $d$ , мм	Высота $h$ , мм	Плотность, $g/cm^3$
Ti(50%) + Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub> (50%) (мелкий)	До	0,3	10,2	1,2	3,06
	После	0,28	9,7	1	3,80

На рис. 3. отображена микрофотография поперечного среза спечённых образцов, полученная с помощью электронного микроскопа с микроанализатором, в данной ситуации для образцов Ti (50%)+Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> (50%) использовали увеличение 32 крат. На микрофотографии хорошо заметна такая важная характеристика полученного образца, как его однородность.

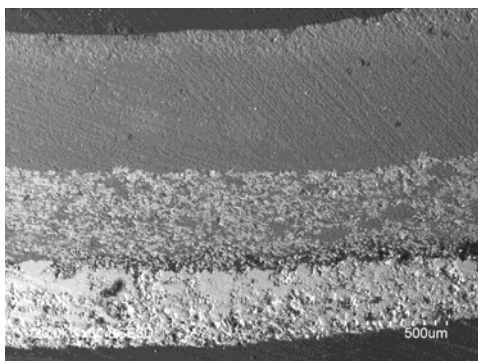


Рис. 3. Микрофотография поперечного среза спечённых образцов: Ti (50%)+Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> (50%).

Внутренняя структура образца характеризуется пористостью. При этом из рис. 4 видно, что распределение отдельных элементов (алюминия и кислорода) в толще соответствующих спечённых образцов оказалось относительно равномерным.

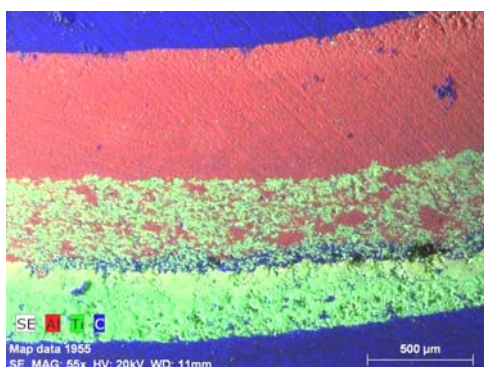


Рис. 4. Структура образца

Изменение концентрации титана по глубине образцов позволяет говорить о возможности использования электронного пучка, генерируемого форвакуумным плазменным электронным источником для создания градиентных металлокерамических материалов. Технология получения многослойных металлокерамических изделий требует дальнейшего совершенствования. Однако уже на данном этапе можно сделать вывод о применимости электронно-лучевого метода для изготовления градиентных материалов в форвакуумной области давлений.

#### Заключение

В работе представлены результаты использования электронно-лучевого облучения смесей металлокерамических порошков в форвакуумной области

давлений в среде гелия. Показано, что в результате нагрева металлокерамического порошка, состоящего из мелкодисперсного оксида алюминия с титаном, формируется градиентный материал с изменяющимся содержанием титана по глубине. Представленные результаты свидетельствуют о принципиальной возможности применения форвакуумного плазменного электронного источника для создания материалов с изменяющимся по объему составом.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования в рамках гранта Президента для докторов наук МД-2649.2019.8.

#### Литература

1. Besisa D.H A. Advances in Functionally Graded Ceramics – Processing, Sintering Properties and Applications / Besisa D.H.A., Ewais E.M.M. // Advances in Functionally Graded Materials and Structures. – 2016. DOI: 10.5772/62612
2. Yuan H. In situ synthesis and sintering of ZrB<sub>2</sub> porous ceramics by the spark plasma sintering–reactive synthesis (SPS–RS) method / H.Yuan, J.Li, Q.Shen, L. Zhang // International Journal of Refractory Metals and Hard Materials. – 2012. – Vol. 34. – P. 3–7.
3. Teber A. Jouini Effect of SPS process sintering on the microstructure and mechanical properties of nanocrystalline TiC for tools application / A. Teber, M. Abdellaoui, F. Schoenstein, F. Têtard // International Journal of Refractory Metals and Hard Materials. – 2012. – Vol. 30. – P. 64–70.
4. Qiao Z. Investigation of binderless WC-TiC-Cr<sub>3</sub>C<sub>2</sub> hard materials prepared by spark plasma sintering / Z. Qiao, J. Räthel, L.M. Berger, M. Herrmann // International Journal of Refractory Metals and Hard Materials. – 2013. – Vol. 38. – P. 7–14.
5. Wang J. Evidence for the Microwave Effect During Hybrid Sintering / J. Wang, J. Binner, B. Vaidhyanathan, N. Joomun, J. Kilner, G. Dimitrakis, T.E. Cross // Journal of the American Ceramic Society. – 2006. – Vol. 89. – P. 1977–1984.
6. Yan W. Multi-scale modeling of electron beam melting of functionally graded materials / W. Yan, W. Ge, J. Smith, S. Lin, F. Lin, W.K. Liu // Acta Materialia. – 2016. – Vol. 115. – P. 403–412.
7. Klimov A. Forevacuum plasma source of continuous electron beam / A. Klimov, I. Bakeev, E. Oks, A. Zenin // Laser and Particle Beams. – 2019. – No. 37(2). – P. 203–208. doi:10.1017/S0263034619000375
8. Burdovitsin V. Electron Beam Sintering of Zirconia Ceramics / V. Burdovitsin, A. Zenin, A. Klimov, E. Oks, E.S. Dvilis, V. Sokolov, A.A. Kachaev, O.L. Khasanov // Advanced Materials Research. – 2014. – No. 872. – P. 150–156.

#### Чан Ван Ту.

Аспирант каф. физики ТУСУРа  
Эл. почта: tranvantu0208@gmail.com

#### Климов Александр Сергеевич

Д-р техн. наук, профессор каф. физики ТУСУРФ  
Эл. почта: klimov@main.tusur.ru



И.Ю. Бакеев, А.В. Казаков, А.В. Медовник

## Влияние перераспределяющего электрода на распределение эмиссионной плазмы в форвакуумном импульсном источнике электронов на основе дугового разряда

Показано, что использование перераспределяющего электрода в разрядном промежутке импульсного источника электронов на основе дугового разряда с одним катодом в форвакуумном диапазоне давлений приводит к улучшению радиального распределения эмиссионной плазмы. Разработана физико-математическая модель, поясняющая происходящие при этом процессы.

**Ключевые слова:** плазменный источник электронов, дуговой разряд, перераспределяющий электрод.

При формировании электронных пучков большого сечения важным параметром является однородность плотности тока по сечению пучка, что, прежде всего, определяется распределением концентрации эмиссионной плазмы в области отбора электронов [1]. Однако источникам электронов на основе дугового разряда с одним катодом свойственна значительная неоднородность распределения плазмы [2]. Использование специальных перераспределяющих электродов в области давлений  $10^{-3}$ – $10^{-1}$  Па позволяет существенно улучшить однородность распределения концентрации плазмы вблизи эмиссионной границы [3]. В то же время механизм влияния перераспределяющего электрода при распределении плазмы дугового разряда в форвакуумной области давлений изучен недостаточно. Поэтому эффективность применения подобных электродов в диапазоне давлений от единиц до десятков паскалей не очевидна и требует специального изучения.

Цель настоящей работы состояла в исследовании влияния перераспределяющего электрода в импульсном источнике электронов на основе дугового разряда на распределение концентрации эмиссионной плазмы вблизи области отбора электронов в форвакуумном диапазоне давлений, а также в разработке физико-математической модели, поясняющей происходящие при этом процессы.

### Схема экспериментальной установки и методика эксперимента

Схема разрядного промежутка импульсного плазменного источника электронов на основе дугового разряда и схема измерений представлены на рис. 1.

Разрядный промежуток состоит из медного стержневого катода 1, заключенного в керамическую трубку 2, обеспечивающую электрическую изоляцию электрода, и анода, состоящего из двух частей: медного полого цилиндра 3 и изготовленной из нержавеющей стали плоской части 4. В плоской части 4 имеется эмиссионное окно диаметром 90 мм, перекрытое мелкоструктурной эмиссионной сеткой из нержавеющей стали 5, в которой выполнена диаметральный прорезь для проведения зондовых измерений. Инициирование дугового разряда осуществляется вспомогательным разрядом по поверхности диэлектрика между катодом 1 и поджигающим электродом 6, соединенным с анодом через сопротивление

$R = 200$  Ом. На расстоянии 15 мм от катода установлен перераспределяющий электрод 7, который подключен к полой части анода через сопротивление  $R = 100$  Ом. В ряде экспериментов перераспределяющий электрод удалялся. Питание разрядного промежутка осуществляется импульсным блоком питания 8, обеспечивающим в данных экспериментах амплитуду тока разряда – 60 А, длительность импульсов – 200 мкс, частоту следования импульсов – 1,5 Гц.

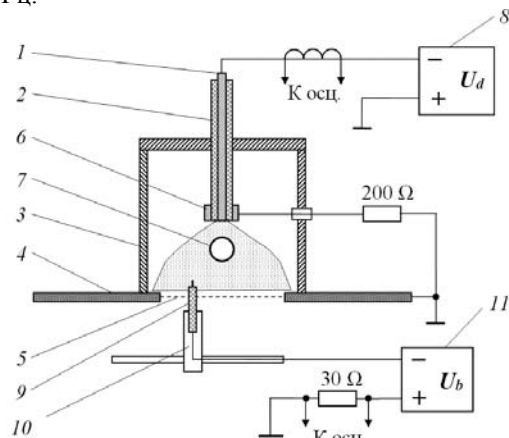


Рис. 1. Схема разрядного промежутка импульсного плазменного источника электронов и схема измерений: 1 – катод; 2 – керамический изолятор; 3 – полая часть анода; 4 – плоская часть анода; 5 – мелкоструктурная сетка; 6 – поджигающий электрод; 7 – перераспределяющий электрод; 8 – импульсный блок питания; 9 – одиночный ленгмюровский зонд; 10 – система перемещения; 11 – источник питания зонда

Плазменный источник электронов устанавливался на вакуумной камере, откачиваемой механическим насосом. Рабочее давление 4 и 15 Па регулировалось непосредственным напуском газа в камеру. В качестве рабочего газа во всех экспериментах использовался воздух.

Измерение распределений концентрации плазмы вблизи эмиссионного окна осуществлялось с помощью одиночного ленгмюровского зонда 9, который размещался на системе перемещения 10. Расстояние между эмиссионным окном и собирающей поверхностью зонда составляло 5 мм. С помощью источника питания 11 на зонд подавалось отрицательное напряжение смещения  $U_b = 100$  В.

**Результаты экспериментов**

Измеренные радиальные распределения концентрации  $n$  эмиссионной плазмы при давлении остаточного газа  $p = 4$  Па в случаях без перераспределяющего электрода, а также с перераспределяющими электродами в виде шаров радиусом  $R_{III} = 12$  мм и  $R_{III} = 6$  мм представлены на рис. 2–4.

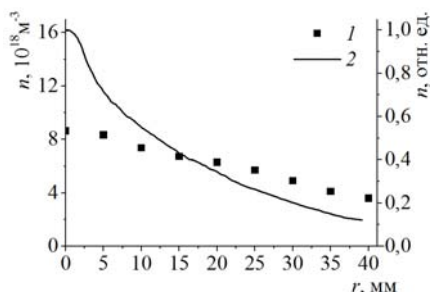


Рис. 2. Радиальные распределения концентрации плазмы  $n$  при давлении остаточного газа  $p = 4$  Па без перераспределяющего электрода: 1 – эксперимент; 2 – расчет

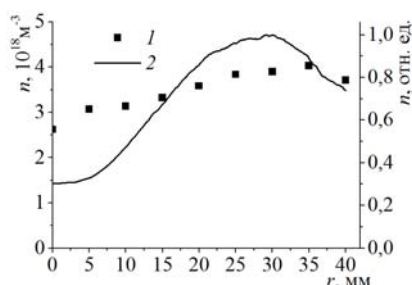


Рис. 3. Радиальные распределения концентрации плазмы  $n$  при давлении остаточного газа  $p = 4$  Па с перераспределяющим электродом в виде шара  $R_{III} = 12$  мм: 1 – эксперимент; 2 – расчет

Представленные результаты показывают, что, как и для вакуумного дугового разряда, в форвакуумном источнике использование перераспределяющего электрода в разрядном промежутке приводит к улучшению однородности плазмы вблизи эмиссионной границы. Однако это также приводит к уменьшению абсолютных значений концентрации, что, по-видимому, обусловлено уходом заряженных частиц на цилиндрическую часть анода и перераспределяющий электрод. Это означает, что применение больших перераспределяющих электродов нецелесообразно.

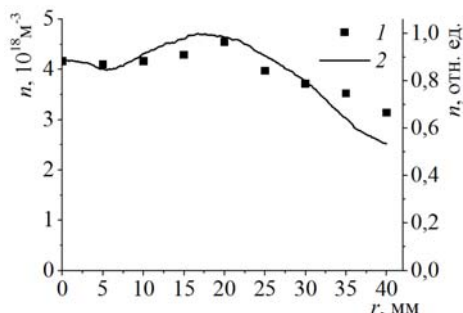


Рис. 4. Радиальные распределения концентрации плазмы  $n$  при давлении остаточного газа  $p = 4$  Па с перераспределяющим электродом в виде шара  $R_{III} = 6$  мм: 1 – эксперимент; 2 – расчет

**Описание физико-математической модели**

Для объяснения наблюдаемых закономерностей была разработана физико-математическая модель, на основе которой осуществлены численные расчеты. В рамках данной модели рассматривается двумерная задача: начало координат помещается в центр эмитирующей поверхности катода, ось  $z$  направляется вдоль оси симметрии разрядной системы, ось  $r$  – в радиальном направлении (рис. 5).

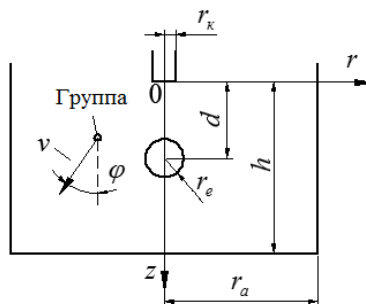


Рис. 5. Схематичное представление разрядного промежутка:  $r_k$  – радиус катода;  $r_a$  – радиус цилиндрической части анода;  $r_e$  – радиус перераспределяющего электрода;  $h$  – расстояние катод – плоская часть анода;  $d$  – расстояние катод – центр перераспределяющего электрода;  $v$  – вектор скорости группы

Так как используемые длительности импульсов  $t = 70$ – $1000$  мкс много больше времени формирования разряда, в данной модели не рассматриваются процессы на ранней стадии развития разряда [4, 5]. Для численного решения задачи приняты следующие допущения:

- распределение плазмы в разрядном промежутке после формирования разряда обусловлено лишь распространением плазмы катодного факела;
- плазма катодного факела представляется квазинейтральной.

Таким образом, для описания плазмы используется метод крупных частиц [6], т.е. рассматривается распространение конечного (небольшого) числа групп, характеризующихся общими параметрами: координатой  $(z, r)$ ; модулем скорости  $v$ ; углом  $\varphi$  между вектором скорости и осью  $z$  (рис. 5); количеством частиц в группе  $N$ ; пройденным группой расстоянием  $x$ , отсчитываемым с момента эмиссии группы с поверхности катода, либо с момента рассеяния частиц группы на молекулах остаточного газа.

Эмитированные с катода частицы разбиваются на несколько групп с разными углами  $\varphi$ , согласно распределению концентрации плазмы вблизи катода из [2]. Эти группы помещаются в центр катода, скорость при этом задается  $v = 2 \cdot 10^4$  м/с (скорость движения фронта катодной плазмы для электродов из меди [7]). Расчеты проводятся с использованием временных шагов. На каждом шаге группы перемещаются, приобретая новые координаты:

$$z = z_0 + v \cdot \cos \varphi \cdot \Delta t ;$$

$$r = r_0 + v \cdot \sin \varphi \cdot \Delta t ;$$

$$x = x_0 + \sqrt{(v \cdot \cos \varphi \cdot \Delta t)^2 + (v \cdot \sin \varphi \cdot \Delta t)^2} ,$$

где  $z_0, r_0, x_0$  – координаты и пройденный путь в предыдущий момент времени соответственно;  $z, r, x$  – координаты и пройденный путь в текущий момент времени соответственно;  $\Delta t$  – временной шаг.

В рассматриваемой модели учтено, что помимо скорости направленного движения потока плазмы обладают тепловой скоростью, вследствие чего происходит расширение плазмы в радиальном направлении за счет дополнительного слагаемого к радиальной компоненте скорости. Данный эффект учтен разбиением групп на подгруппы согласно распределению Максвелла для проекции скорости:

$$\Delta N = N \cdot \sqrt{\frac{m}{2\pi \cdot k \cdot T_i}} \cdot \exp\left(-\frac{m \cdot v_r^2}{2 \cdot k \cdot T_i}\right) \cdot \Delta v,$$

где  $\Delta N$  – количество частиц в подгруппе;  $m$  – масса частицы;  $k$  – постоянная Больцмана;  $T_i$  – температура плазмы;  $v_r$  – средняя тепловая скорость ионов в группе;  $\Delta v$  – интервал скоростей в группе. При этом максимально возможной тепловой скоростью считается скорость, соответствующая значению функции плотности вероятности, равному 0,1% от максимума распределения.

Второй эффект, используемый в настоящей модели для учета для расширения потока частиц, состоит в их рассеянии на молекулах газа. Так как длина волны де Бройля атома меди много меньше размеров молекул, то рассеяние можно рассматривать с точки зрения классической механики, представляя атомы и частицы в виде абсолютно упругих шаров [8–12].

Средняя длина свободного пробега  $\lambda$  определяется [13]

$$\lambda = \frac{k \cdot T}{\sqrt{2} \cdot \sigma \cdot p},$$

где  $\sigma = \pi(\eta_1 + \eta_2)^2$  – полное сечение рассеяния ( $r_1$  и  $r_2$  – радиусы налетающего атома меди и неподвижного атома азота соответственно);  $p$  – давление остаточного газа;  $T$  – температура остаточного газа.

При равенстве пройденного группой пути  $dx$ , длине свободного пробега  $\lambda$  группа разбивается на подгруппы в соответствии с дифференциальным сечением рассеяния  $d\sigma$  в системе центра инерции рассматриваемого парного соударения [13]:

$$d\sigma = (1/2) \cdot \pi \cdot (\eta_1 + \eta_2)^2 \cdot \sin\theta \cdot d\theta,$$

где  $\theta$  – угол рассеяния в системе центра инерции. Модуль скорости в системе центра инерции  $v'$  при этом не изменяется. Для перехода в лабораторную систему отсчета к модулю скорости в системе центра инерции  $v'$  прибавляется вектор скорости центра инерции  $v_{ц}$ .

Для подсчета радиального распределения концентрации плазмы на разрядный промежуток накладывается сетка с малым шагом разбиения. Распределение концентрации плазмы подсчитывается в ближайшем к аноду ряде ячеек:

$$n_i = \frac{N_i}{h_i \cdot b_i \cdot d_c},$$

где  $n_i$  – концентрация плазмы в ячейке;  $N_i$  – число ионов внутри ячейки;  $h_i, b_i, d_c$  – высота, ширина и глубина ячейки соответственно.

Наличие перераспределяющего электрода учитывается удалением из общего потока частиц, попадающих на него, т.е. при выполнении условий

$$\begin{cases} d - r_e \leq z \leq d + r_e \\ r \leq \sqrt{r_e^2 - (z - d)^2} \end{cases}.$$

Результаты проведенных расчетов при давлении остаточного газа  $p = 4$  Па представлены для сравнения на рис. 2–4 вместе с экспериментальными данными. При этом расчетные значения концентрации  $n$  выражены в относительных единицах от максимального значения.

Качественное совпадение экспериментальных и расчетных распределений позволяет считать, что предложенные механизмы теплового расширения плазмы катодного факела и рассеяния ионов этой плазмы на атомах остаточного газа в совокупности дают хорошее объяснение улучшению однородности радиального распределения концентрации плазмы при использовании перераспределяющего электрода. Количественное расхождение результатов может быть обусловлено простотой физической модели, не учитывающей всех факторов, в частности, образования дополнительных заряженных частиц за счет ионизации атомов газа.

#### Заключение

В ходе экспериментов было выявлено, что использование перераспределяющего электрода в виде шара определенного радиуса в разрядном промежутке импульсного источника электронов на основе дугового разряда с одним катодом в форвакуумном диапазоне давлений приводит к улучшению однородности эмиссионной плазмы, однако при этом наблюдается уменьшение абсолютных значений концентрации.

В качестве причин, приводящих к улучшению однородности плазмы на ее эмиссионной поверхности, предложены механизмы теплового расширения плазмы катодного факела и рассеяния ионов этой плазмы на атомах остаточного газа. Сравнение расчетных распределений, полученных на основе разработанной физико-математической модели, с экспериментальными данными показало качественное совпадение, что говорит о справедливости основных положений модели. Дальнейшее развитие представленной модели потребует учета процессов образования в плазме катодного факела газовых ионов, которые обусловлены особенностями работы плазменного источника в области повышенных давлений форвакуумного диапазона.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 18-38-20044 мол\_а\_вед. А.В. Казаков является участником программы Министерства образования и науки РФ для научно-технических сотрудников на постоянной основе (проект № 3.8705.2017/7.8).

## Литература

1. Юшков Ю.Г. Распределение плотности тока по сечению импульсного электронного пучка в форвакууме / Ю.Г. Юшков, Е.М. Окс, А.В. Медовник, В.А. Бурдовин // Доклады ТУСУР. – 2011. – № 2 (24), ч. 2. – С. 161–163.
2. Казаков А.В. Распределение плотности плазмы в разрядной системе форвакуумного импульсного источника электронов на основе дугового разряда / А.В. Казаков, А.Н. Сниженко, А.В. Медовник // Перспективы развития фундаментальных наук: тр. XI Междунар. конф. студентов и молодых учёных. Россия, Томск, 22–25 апреля 2014 г. – С. 90–92.
3. Девятков В.Н. Генерация и транспортировка сильноточных низкоэнергетичных электронных пучков в системе с газонаполненным диодом / В.Н. Девятков, Н.Н. Коваль, П.М. Щанин // Журнал технической физики. – 1998. – Т. 68, № 1. – С. 44–48.
4. Козырев А.В. Процессы в катодной области дугового разряда низкого давления / А.В. Козырев, Ю.Д. Королев, И.А. Шемякин // Известия вузов. Физика. – 1994. – Т. 37, № 3. – С. 5–23.
5. Бакеев И.Ю. Моделирование начальной стадии развития дугового разряда в форвакуумном диапазоне давлений / И.Ю. Бакеев, А.В. Медовник // Электронные средства и системы управления: матер. докладов IX Междунар. науч.-практ. конф. (30–31 октября 2013 г.): в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2013. – С. 102–106.
6. Бэдсел Ч. Физика плазмы и численное моделирование: пер. с англ. / Ч. Бэдсел, А. Ленгдон. – М.: Энергатоиздат, 1989. – 452 с.
7. Месяц Г.А. Импульсный электрический разряд в вакууме. / Г.А. Месяц, Д.И. Проскуровский. – Новосибирск: Наука, 1984. – 256 с.
8. Рамзей Н. Молекулярные пучки / Н. Рамзей; пер. с англ. – М.: Изд-во иностр. лит-ры, 1960. – 411 с.
9. Бор Н. Прохождение атомных частиц через вещество: пер. с англ. – М.: Изд-во иностр. лит-ры, 1950. – 151 с.
10. Джексон Дж. Классическая электродинамика: пер. с англ. – М.: Мир, 1965. – 699 с.
11. Фелдман Л. Основы анализа поверхности и тонких пленок: пер. с англ. / Л. Фелдман, Д. Майер. – М.: Мир, 1989. – 344 с.
12. Стародубцев С.В. Прохождение заряженных частиц через вещество / С.В. Стародубцев, А.М. Романов – Ташкент: АН УзССР, 1962. – 229 с.
13. Сивухин Д.В. Общий курс физики: учеб. пособие: для вузов: в 5 т. – Т. 2: Термодинамика и молекулярная физика. – М.: Физматлит, 2005. – 544 с.

**Бакеев Илья Юрьевич**

Мл. науч. сотр. каф. физики ТУСУРа  
Эл. почта: bakееviyu@mail.ru

**Казаков Андрей Викторович**

Канд. техн. наук, инженер каф. физики ТУСУРа  
Эл. почта: andrykazakov@gmail.com

**Медовник Александр Владимирович**

Канд. техн. наук, доцент каф. физики ТУСУРа  
Эл. почта: medovnikav@mail.ru

УДК 537.533.7

**А.В. Казаков, А.В. Медовник, Т.Э. Юлдашбаев**

## **Исследование формирования и транспортировки импульсного широкоапертурного электронного пучка плазменным источником на основе дугового разряда в форвакуумном диапазоне давлений**

Представлены исследования формирования и транспортировки низкоэнергетичного (до 10 кэВ) импульсного широкоапертурного электронного пучка, генерируемого плазменным источником на основе дугового разряда в форвакуумном диапазоне давлений. Показано, что использование сеточного перераспределяющего электрода в виде конуса обеспечивает улучшение однородности электронного пучка и снижает влияние эрозии катода на однородность пучка. Показано, что в форвакуумном диапазоне давлений обеспечивается эффективная транспортировка низкоэнергетичного электронного пучка на расстояния до 35 см от экстрактора источника. Калориметрические измерения тока электронного пучка показали, что ток пучка меньше тока эмиссии, при этом разница между данными токами немного увеличивается с ростом давления рабочего газа.

**Ключевые слова:** плазменный источник электронов, дуговой разряд, импульсный электронный пучок, широкоапертурный пучок, форвакуумный диапазон давлений.

Плазменные источники электронных пучков большого сечения применяются для модификации поверхности материалов [1, 2], накачки газовых лазеров [3, 4] и ряда других применений [5–7]. При этом источники электронов, генерирующие низкоэнергетичные (не более 30 кэВ) электронные пучки в стандартном для данных устройств диапазоне давлений  $p = 10^{-3}$ – $10^{-1}$  Па [8, 9], используются для по-

верхностной модификации металлов и других проводящих материалов [1, 2]. Разработка форвакуумных плазменных источников, обеспечивающих генерацию электронных пучков при давлениях 3–100 Па [10, 11], обеспечила возможность обработки диэлектрических материалов без использования дополнительного оборудования, компенсирующего зарядку диэлектриков электронным пучком [11–13].

Для ряда применений импульсных низкоэнергетических электронных пучков в форвакуумном диапазоне давлений, например обработки высокотемпературных керамик, необходимая плотность энергии пучка в импульсе может быть обеспечена использованием дугового разряда с катодным пятном для генерации эмиссионной плазмы. В то же время в источниках на основе дугового разряда необходимо применять специальные конструктивные методы для улучшения однородности плотности тока по сечению электронного пучка [8, 9], что обусловлено неоднородностью формирования эмиссионной плазмы.

Использование перераспределяющих электродов в плазменных источниках, функционирующих в традиционном диапазоне давлений, обеспечивает формирование однородной эмиссионной плазмы, что в свою очередь обеспечивает улучшение однородности плотности тока по сечению электронного пучка [8, 9]. В форвакуумном диапазоне давлений генерация электронного пучка сопровождается формированием обратного ионного потока из областей ускорения и транспортировки пучка [11], который оказывает влияние на функционирование плазменного источника. В частности, при генерации импульсного электронного пучка обратный ионный поток индуцирует эффект переключения разрядного тока в эмиссию [14].

Кроме того, обратный ионный поток, проникая в разрядный промежуток источника, может приводить к изменению концентрации эмиссионной плазмы и её распределению в области отбора электронов. Поэтому целью настоящей работы является исследование влияния конструкции перераспределяющего электрода непосредственно на формирование широкоапертурного электронного пучка в форвакуумном диапазоне давлений. Также целью работы является исследование транспортировки широкоапертурного электронного пучка в пространстве дрейфа (вакуумной камере). Вторая задача исследования обусловлена тем, что пучковая плазма, формируемая в пространстве дрейфа пучка, может оказывать существенное влияние на транспортировку электронного пучка [15, 16].

#### Схема экспериментальной установки и методика эксперимента

Схема экспериментальной установки представлена на рис. 1. Плазменный источник электронов на основе дугового разряда размещался на фланце вакуумной камеры 1. Конструкция источника включает цилиндрический медный катод 2 диаметром 6 мм, заключенный в керамический изолятор 3. Медный катод 2 и керамический изолятор 3 закреплены на специальном вакуумном токовводе 4, установленном в массивном изоляторе 5. Полюс цилиндрический анод 6, выполненный из нержавеющей стали, имеет высоту 150 мм и внутренний диаметр 114 мм. Зажигание дугового разряда осуществляется вспомогательным разрядом по поверхности керамического изолятора 3 между медным катодом 2 и зажигающим электродом 7 из нержавеющей стали в режиме «triggerless» [17]. Противоположная катодному узлу торцевая часть анода перекрыта мелкоструктурной сеткой (эмиссионный электрод) 8 из нержавеющей стали.

Площадь эмиссионной апертуры составляет  $102 \text{ см}^2$ . Размер ячеек эмиссионного электрода 8 составляет  $0,3 \times 0,3 \text{ мм}^2$ , а геометрическая прозрачность  $\beta = 60\%$ . Расстояние между катодом 2 и анодной сеткой 8 составляет 80 мм. Для формирования более однородной эмиссионной плазмы и соответственно улучшения однородности плотности тока по сечению электронного пучка в разрядном промежутке устанавливались различные перераспределяющие электроды 9.

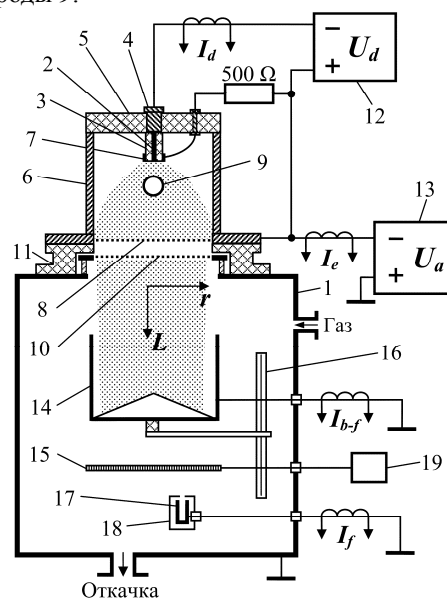


Рис. 1. Схема экспериментальной установки:

- 1 – вакуумная камера; 2 – катод; 3 – керамический изолятор; 4 – вакуумный токоввод; 5 – массивный изолятор; 6 – анод; 7 – зажигающий электрод; 8 – сетчатый эмиссионный электрод (анодная сетка); 9 – перераспределяющий электрод; 10 – сетчатый ускоряющий электрод (экстрактор); 11 – высоковольтный изолятор; 12 – блок питания дугового разряда; 13 – высоковольтный источник постоянного ускоряющего напряжения; 14 – цилиндр Фарадея; 15 – калориметр; 16 – система перемещения; 17 – маленький цилиндр Фарадея; 18 – защитный экран; 19 – преобразователь

В настоящей работе использовались следующие перераспределяющие электроды (рис. 2): сферические электроды из нержавеющей стали различного диаметра; сетчатый электрод из нержавеющей стали, имеющий форму конуса ( $\beta = 60\%$ ); сетчатый электрод из нержавеющей стали (прозрачность основной сетки  $\beta = 60\%$ ), имеющий форму конуса с центрально вставкой (прозрачность сетчатой вставки  $\beta = 40\%$ ). Оптимальные геометрические прозрачности сеток определялись эмпирически. Ускоряющий промежуток источника образован эмиссионным электродом 8 и сетчатым ускоряющим электродом 10 с размером ячеек  $2,4 \times 2,4 \text{ мм}^2$  и геометрической прозрачностью 70%. Электрическое разделение

электродов ускоряющего промежутка обеспечивается высоковольтным изолятором 11.

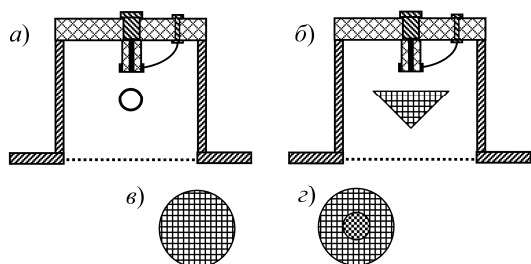


Рис. 2. Конфигурации разрядного промежутка источника с различными с перераспределяющими электродами: а – со сферическими электродами; б – с сеточными электродами; в – сеточный электрод с однородной сеткой; з – составной сеточный электрод с разной геометрической прозрачностью сетки

Плазменный источник электронов (см. рис. 1) питался с помощью импульсного блока питания дугового разряда 12 и источника постоянного ускоряющего напряжения 13. Блок питания дугового разряда 12 обеспечивал ток  $I_d$  разряда до 60 А при длительности  $\tau_d$  импульса до 10 мс. В экспериментах частота  $\nu$  следования импульсов составляла 0,2–1 Гц. Высоковольтный источник 13 обеспечивал постоянное напряжение  $U_a$  на ускоряющем промежутке до 10 кВ. Вакуумная камера откачивалась механическим насосом, который обеспечивал минимальное давление 2,5 Па. Рабочее давление  $p$  регулировалось скоростью подачи газа в вакуумную камеру. В качестве рабочего газа использовался азот ( $N_2$ ). Ток  $I_d$  разряда и ток  $I_e$  эмиссии измерялись с помощью трансформаторов тока. Ток  $I_{b-f}$  электронного пучка измерялся с помощью цилиндра Фарадея 14 и трансформатора тока. Ток электронного пучка  $I_{b-c}$  так же измерялся с помощью калориметра 15. Цилиндр Фарадея 14 и калориметр 15 размещались на системе перемещения 16, обеспечивающей их вертикальное перемещение в вакуумной камере. Измерение напряжения осуществлялось с помощью компенсированного делителя напряжения. Измерения распределения плотности тока  $j_e$  по сечению электронного пучка осуществлялись с помощью маленького цилиндра Фарадея 17, заключенного в заземленный защитный экран 18 с коллимирующим отверстием диаметром 5 мм, и трансформатора тока ( $I_f$  – ток на цилиндр). Маленький цилиндр Фарадея 17 с защитным экраном 18 размещались на двухкоординатной системе перемещения (на рис. 1 не показана).

**Результаты экспериментов и их анализ**

На рис. 3 представлены типичные формы импульсов токов  $I_d$  разряда,  $I_e$  эмиссии и  $I_{b-f}$  пучка, измеренного с помощью цилиндра Фарадея и трансформатора тока. Исследования транспортировки и формирования электронного пучка проводились при ускоряющих напряжениях  $U_a > 4$  кВ, при которых ток  $I_e$  эмиссии практически не зависит от напряжения  $U_a$ .

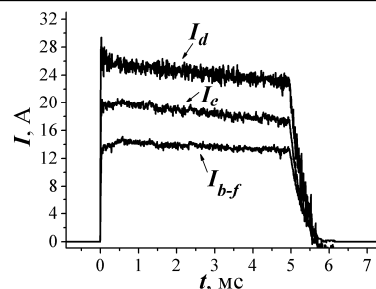


Рис. 3. Формы импульсов токов разряда  $I_d$ , эмиссии  $I_e$  и тока пучка  $I_{b-f}$ , измеренного с помощью цилиндра Фарадея и трансформатора тока

При использованной конфигурации разрядного промежутка плазменного источника электронов использование шарообразного перераспределяющего электрода диаметром 28 мм, находящегося под плавающим потенциалом, обеспечило формирование эмиссионной плазмы с неоднородностью не более 15–17% в области отбора электронов. В свою очередь, это обеспечило улучшение однородности распределения плотности тока  $j_e$  по сечению электронного пучка (рис. 4).

Однако вследствие эрозии катода, вызываемой функционированием катодных пятен, необходима периодическая юстировка положения сферического перераспределяющего электрода в разрядном промежутке для обеспечения однородности электронного пучка. Использование сеточных перераспределяющих электродов позволяет подбором геометрической прозрачности сетки и формы электрода обеспечить формирование достаточно однородного электронного пучка. При этом снижается влияние эрозии катода на однородность электронного пучка, что позволяет уменьшить количество юстировок в процессе работы источника. В условиях настоящего эксперимента оптимальная форма перераспределяющего электрода – полый сеточный конус (основание конуса сеткой не перекрывалось) с высотой 3 см и диаметром основания 4 см. Применение сеточного перераспределяющего электрода с меньшей геометрической прозрачностью вблизи вершины конуса (оси симметрии) обеспечивало формирование более однородного электронного пучка (см. рис. 4, кривая 3).

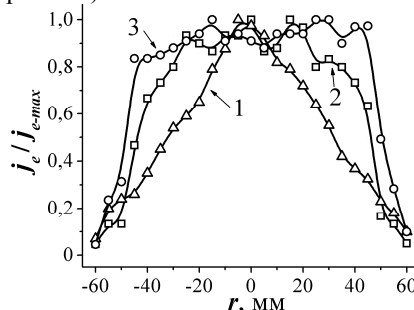


Рис. 4. Радиальное распределение нормированной плотности тока  $j_e/j_{e-max}$  электронного пучка на расстоянии от экстрактора  $L = 15$  см: 1 – без перераспределяющих электродов; 2 – шарообразный перераспределяющий электрод; 3 – составной сеточный перераспределяющий электрод с различной геометрической прозрачностью сетки

Исследования транспортировки электронного пучка в пространстве дрейфа с помощью цилиндра Фарадея и калориметра показали, что ток пучка  $I_b$  на всех расстояниях  $L$  от экстрактора меньше тока  $I_e$  эмиссии (рис. 5).

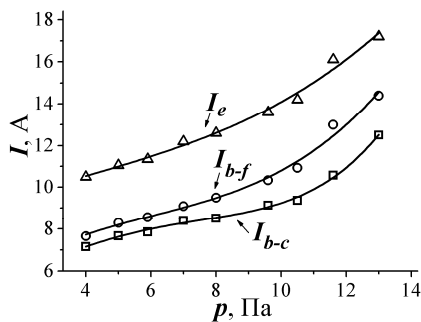


Рис. 5. Зависимости тока эмиссии  $I_e$ , тока пучка  $I_{b-f}$ , измеренного цилиндром Фарадея и трансформатором тока, и тока пучка  $I_{b-c}$ , измеренного калориметром, от давления  $p$  рабочего газа;  $I_d = 18$  А;  $L = 35$  см;  $\tau_d = 4$  мс;  $U_a = 9$  кВ

Оба способа измерения тока пучка свидетельствуют об увеличении тока электронного пучка с ростом давления  $p$  при неизменном токе разряда  $I_d$ . В то же время ток пучка  $I_{b-c}$ , измеренный калориметрическим методом меньше, чем ток  $I_{b-f}$ , измеренный цилиндром Фарадея и трансформатором тока. При этом разница между токами  $I_{b-c}$  и  $I_{b-f}$  возрастает по мере увеличения давления  $p$  рабочего газа (см. рис. 5). Отличие токов  $I_{b-c}$  и  $I_{b-f}$ , по-видимому, обусловлено пучковой плазмой, формируемой на пути распространения электронного пучка. Пучковая плазма является источником «дополнительных» низкоэнергетичных заряженных частиц, поступающих на стенки цилиндра Фарадея, это приводит к тому, что ток  $I_{b-f}$  больше тока  $I_{b-c}$ . В исследованном диапазоне расстояний от экстрактора  $L = 5\text{--}35$  см обеспечивается эффективная транспортировка электронного пучка.

#### Заключение

Проведены исследования формирования и транспортировки низкоэнергетичного (до 10 кэВ) импульсного широкоапертурного электронного пучка, генерируемого источником с плазменным катодом на основе дугового разряда в форвакуумном диапазоне давлений. Показано, что конфигурация перераспределяющего электрода, установленного в разрядном промежутке источника, оказывает влияние на однородность распределения плотности тока электронного пучка, генерируемого в форвакуумном диапазоне давлений. Использование сеточного перераспределяющего электрода в виде конуса с меньшей геометрической прозрачностью сетки вблизи вершины конуса обеспечивает улучшение однородности электронного пучка и снижение влияния положения катодного пятна, обусловливаемого эрозией катода, на однородность пучка. Продемонстрировано, что в исследованном диапазоне расстояний от экстрактора обеспечивается эффективная транспортировка электронного пучка на расстояния до 35 см. Ток электронного пучка меньше тока эмиссии, при

этом разница между данными токами немного возрастает при увеличении давления рабочего газа.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 18-38-20044 мол\_а\_вед. А.В. Казаков является участником программы Министерства образования и науки РФ для научно-технических сотрудников на постоянной основе (проект № 3.8705.2017/7.8).

#### Литература

1. Pulsed electron-beam technology for surface modification of metallic materials / D.I. Proskurovsky, V.P. Rotshstein, G.E. Ozur, A.B. Markov, D.S. Nazarov, V.A. Shulov, R.G. Buchheit // Journal of Vacuum Science and Technology A. – 2001. – Vol. 16, No. 4. – P. 2480–2488.
2. Structure, phase composition and mechanical properties of hard alloy treated by intense pulsed electron beams / V.V. Uglov, A.K. Kuleshov, E.A. Soldatenko, N.N. Koval, Y.F. Ivanov, A.D. Teresov // Surface and Coatings Technology. – 2012. – Vol. 206, Iss. 11-12. – P. 2972–2976.
3. A long-pulse 300 keV electron gun with a plasma cathode for high-pressure gas lasers / S.W.A. Gielkens et al. // Review of Scientific Instruments. – 1996. – Vol. 67, No. 7. – P. 2449–2452.
4. Radially convergent 30–100- $\mu$ s e-beam-pumped Xe and Ne lasers / A.S. Bugaev et al. // Laser and Particle Beams. – 1994. – Vol. 12, No. 4. – P. 633–646.
5. Surface composition, chemistry, and structure of polystyrene modified by electron-beam-generated plasma / E.H. Lock et al. // Langmuir. – 2010. – Vol. 26, No. 11. – P. 8857–8868.
6. Low-energy electron beams for protection of grain crops from insect pests and diseases / T.V. Chizh, N.N. Loy, A.N. Pavlov, M.S. Vorobyov, S.Yu. Doroshkevich // Journal of Physics: Conference Series. – 2018. – Vol. 1115. – P. 022025.
7. A new trend in radiation vulcanization of natural rubber latex with a low energy electron beam / M.E. Haque, K. Makuchi, H. Mitomo, F. Yoshii, K. Ikeda // Polymer Journal. – 2005. – Vol. 37, No. 5. – P. 333–339.
8. Окс Е.М. Источники электронов с плазменным катодом: физика, техника, применения. – Томск: Изд-во НТЛ, 2005. – 216 с.
9. Щанин П.М. Источники заряженных частиц с плазменным эмиттером. – Екатеринбург: УИФ Наука, 1993. – 150 с.
10. Генерация стационарных электронных пучков форвакуумным плазменным источником в области давлений 100 Па / А.А. Зенин, А.С. Климов, В.А. Бурдовицин, Е.М. Окс // Письма в ЖТФ. – 2013. – Т. 39, №10. – С. 9–14.
11. Опыт разработки и применения форвакуумных плазменных электронных источников / В.А. Бурдовицин и др. // Доклады ТУСУР. – 2016. – Т. 19, № 2. – С. 5–10.
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. – P. 055003.
13. Структура поверхности полипропилена при облучении импульсным электронным пучком в форвакуумном диапазоне давлений / А.В. Казаков, А.С. Смаилов, В.А. Бурдовицин, А.В. Медовник, Е.М. Окс // Доклады ТУСУР. – 2014. – № 4 (34). – С. 56–59.
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, No. 9. – P. 093109.

15. Девятков В.Н. Генерация и транспортировка сильноточных низкоэнергетических электронных пучков в системе с газонаполненным диодом / В.Н. Девятков, Н.Н. Коваль, П.М. Щанин // Журнал технической физики. – 1998. – Т. 68, № 1. – С. 44–48.

16. Generation and propagation of high-current low-energy electron beams / V.N. Devyatkov, N.N. Koval, P.M. Schanin, V.P. Grigoriev, T.V. Koval // Laser and Particle Beams. – 2003. – Vol. 21, No. 2. – P. 243–248.

17. Anders A. «Triggerless» triggering of vacuum arcs / A. Anders, I.G. Brown, R.A. MacGill // Journal of Physics D: Applied Physics. – 1998. – Vol. 31. – P. 584–587.

**Казаков Андрей Викторович**

Канд. техн. наук, инженер каф. физики ТУСУРа  
Эл. почта: andrykazakov@gmail.com

**Медовник Александр Владимирович**

Канд. техн. наук, доцент каф. физики ТУСУРа  
Эл. почта: medovnikav@mail.ru

**Юлдашбаев Темурхан Эргашбаевич**

Студент каф. ЭП ТУСУРа  
Эл. почта: temurhanuldasbaev@gmail.com

УДК 537.533.7

**А.В. Казаков, А.В. Медовник, Т.Э. Юлдашбаев**

## **Исследование влияния давления рабочего газа и геометрии экстрактора источника на фокусировку импульсного электронного пучка магнитным полем в форвакуумном диапазоне давлений**

Представлены исследования фокусировки внешним магнитным полем импульсного низкоэнергетического (до 10 кэВ) сильноточного электронного пучка с миллисекундной длительностью импульса, генерируемого источником электронов с плазменным катодом в форвакуумном диапазоне давлений (4–30 Па). Для сжатия (фокусировки) электронного пучка использовались магнитные поля, создаваемые в области транспортировки пучка. Установлено, что давление и род газа оказывают влияние на фокусировку импульсного электронного пучка при неизменных прочих параметрах (ток эмиссии, ускоряющее напряжение, величины индукций магнитных полей). Сначала увеличение давления газа приводит к сжатию электронного пучка и соответственно к росту плотности тока пучка на оси. Однако при достижении некоторого оптимального значения, зависящего от параметров пучка и рода газа, дальнейшее увеличение давления приводит к снижению плотности тока электронного пучка. Показано, что геометрия (конфигурация) сеточного экстрактора (ускоряющего электрода) плазменного источника оказывает влияние на фокусировку импульсного электронного пучка. В форвакуумном диапазоне давлений получен электронный пучок с плотностью тока до 15 А/см<sup>2</sup> при длительности импульса до 7 мс.

**Ключевые слова:** импульсный электронный пучок, форвакуумный диапазон давлений, плазменный источник электронов, фокусировка пучка.

Источники электронов с плазменными катодами, генерирующие импульсные низкоэнергетические (до 30 кэВ) электронные пучки в стандартном диапазоне давлений 10<sup>-3</sup>–10<sup>-1</sup> Па, используются преимущественно для обработки различных электропроводящих материалов (металлы и т.д.) [1, 2]. Разработка форвакуумных плазменных источников, обеспечивающих генерацию электронных пучков в диапазоне давлений от 3 до 100 Па [3, 4], открыла возможность непосредственной обработки диэлектрических материалов (керамики и полимеры) без использования вспомогательного оборудования [5]. В частности, форвакуумные импульсные источники широкоапертурных электронных пучков позволяют осуществлять поверхностную обработку керамик и полимеров [6, 7]. Наряду с модификацией протяженных поверхностей изделий существуют задачи, связанные с локальной обработкой материалов. Для локальной обработки высокотемпературных диэлектрических материалов в основном используются ионные пучки высоких энергий (до 1 МэВ) [8], лазерные пучки [9] и абразивные инструменты [10, 11]. Альтернативой указанных методов может стать

использование импульсного электронного пучка в форвакуумном диапазоне давлений.

Для обработки высокотемпературных материалов низкоэнергетическим электронным пучком, например локального испарения материала, требуется достаточно высокая плотность тока (энергии) пучка в импульсе. При обработке проводящих материалов при давлениях 10<sup>-3</sup>–10<sup>-1</sup> Па одним из способов достижения необходимой плотности энергии электронного пучка является использование электростатических и магнитных полей, которые посредством сжатия пучка обеспечивают увеличение плотности тока [1]. Однако применение электростатических систем фокусировки в форвакуумном диапазоне давлений практически невозможно вследствие зажигания разрядов между электродами фокусирующей системы. Поэтому для фокусировки непрерывных электронных пучков в форвакууме используются магнитные фокусирующие системы [4]. Аналогичный подход целесообразно использовать для фокусировки импульсного электронного пучка.

При генерации низкоэнергетического электронного пучка увеличение энергии пучка в импульсе так-



же может быть обеспечено переходом в миллисекундный диапазон длительностей импульса. Однако в форвакуумном диапазоне давлений увеличение длительности импульса приводит к снижению электрической прочности ускоряющего промежутка плазменного источника электронов, что ограничивает максимальную плотность тока в ускоряющем промежутке источника [12]. Поэтому для расширения рабочего диапазона длительности импульса эмиссию электронов целесообразно осуществлять с развитой границы плазмы, стабилизируемой сеточным электродом, с последующим сжатием электронного пучка магнитным полем сложной конфигурации в пространстве дрейфа. Ранее [13] была продемонстрирована возможность генерации сфокусированного электронного пучка и исследовано влияние магнитного поля на эмиссию электронов из плазмы дугового разряда при длительности импульса до 5 мс в форвакуумном диапазоне давлений 4–30 Па. Цель настоящей работы заключается в исследовании влияния давления рабочего газа и геометрии ускоряющего электрода на фокусировку низкоэнергетичного электронного пучка магнитным полем в форвакуумном диапазоне давлений при миллисекундной длительности импульса.

#### Схема экспериментальной установки и методика эксперимента

Исследования осуществлялись на экспериментальной установке, схема которой представлена на рис. 1. Генерация низкоэнергетичного импульсного электронного пучка осуществлялась форвакуумным плазменным источником электронов на основе дугового разряда [14], в конструкцию которого были внесены изменения.

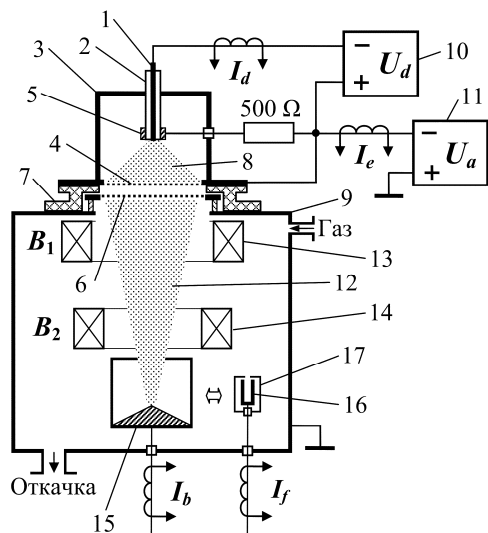


Рис. 1. Схема экспериментальной установки: 1 – медный катод; 2 – керамический изолятор; 3 – анод; 4 – эмиссионный сеточный электрод; 5 – поджигающий электрод; 6 – сеточный ускоряющий электрод (экстрактор); 7 – высоковольтный изолятор; 8 – плазма; 9 – вакуумная камера; 10 – импульсный блок питания дугового разряда; 11 – источник постоянного ускоряющего напряжения; 12 – электронный пучок; 13 – фокусирующая катушка № 1; 14 – фокусирующая катушка № 2; 15 – цилиндр Фарадея; 16 – маленький цилиндр Фарадея; 17 – защитный экран

Источник состоит из медного катода 1, заключенного в керамический изолятор 2, полого медного анода 3 с эмиссионным окном, перекрытым мелкоструктурной сеткой (эмиссионный электрод) 4, поджигающего электрода 5, ускоряющего электрода (экстрактор) 6 и высоковольтного изолятора 7. Диаметр эмиссионного окна в аноде (90 мм) остался неизменным, а расстояние между рабочей поверхностью катода 1 и эмиссионным электродом 4 было уменьшено до 3 см с целью формирования эмиссионной плазмы 8 с более выраженным нормальным (Гауссовым) распределением в области отбора электронов. В экспериментах использовались сеточные экстракторы 4 различной конфигурации (рис. 2): плоские экстракторы с разной геометрической прозрачностью сетки  $\beta$ , выгнутый экстрактор и вогнутый экстрактор.

Плазменный источник электронов (см. рис. 1) размещался на фланце вакуумной камеры 9, которая откачивалась механическим насосом, обеспечивающим минимальное давление  $p_{\min} = 2,5$  Па. Рабочее давление газа  $p$  регулировалось изменением скорости потока газа в вакуумную камеру. В качестве рабочих газов использовались аргон (Ar), азот ( $N_2$ ) и гелий (He). Питание источника электронов осуществлялось импульсным блоком питания дугового разряда 10 и высоковольтным источником постоянного ускоряющего напряжения 11. Блок питания дугового разряда обеспечивал ток  $I_d$  разряда до 40 А при длительности импульса  $\tau_d$  до 7 мс. Высоковольтный источник обеспечивал постоянное ускоряющее напряжение  $U_a$  до 10 кВ. Сжатие (фокусировка) импульсного электронного пучка 12 осуществлялось магнитными полями, создаваемыми двумя соосно расположенными катушками (№ 1 и № 2) 13 и 14, оптимальное расположение которых было определено эмпирически. Катушка № 1 располагалась на расстоянии 7 см от экстрактора и обеспечивала магнитное поле с индукцией  $B_1$  до 0,7 мТ. Катушка № 2 располагалась на расстоянии 16 см от экстрактора и обеспечивала магнитное поле с индукцией  $B_2$  до 5,5 мТ.

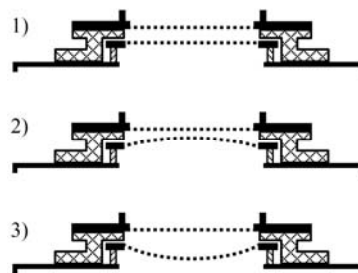


Рис. 2. Конфигурации экстрактора: 1 – прямой сеточный экстрактор; 2 – вогнутый сеточный экстрактор; 3 – выгнутый сеточный экстрактор

Измерения тока  $I_d$  разряда и тока  $I_e$  эмиссии осуществлялись трансформаторами тока. Ток  $I_b$  пучка измерялся с помощью цилиндра Фарадея 15 и трансформатора тока. Напряжение  $U_a$  на ускоряющем промежутке измерялось с помощью делителя напряжения TESTEC HVP-15HF. Измерения средней

плотности тока  $j_e$  на оси симметрии электронного пучка осуществлялись с помощью маленького цилиндра Фарадея 16, заключенного в заземленный защитный экран 17 с коллимирующим отверстием диаметром 3 мм.

**Результаты экспериментов и их анализ**

Формы импульсов токов  $I_d$  разряда,  $I_e$  эмиссии и  $I_b$  пучка при генерации электронного пучка, фокусируемого магнитными полями  $B_1$  и  $B_2$ , представлены на рис. 3. В исследованном диапазоне (1–7 мс) длительность импульса не оказывает существенного влияния на генерацию сфокусированного пучка. Увеличение индукций  $B_1$  и  $B_2$  магнитных полей, создаваемых катушками № 1 и № 2, ожидаемо приводит к сжатию (фокусировке) электронного пучка и росту плотности тока  $j_e$  на оси пучка. Положение фокуса (кроссовера) пучка зависит от индукций  $B_1$  и  $B_2$ , а также тока эмиссии  $I_e$  и ускоряющего напряжения  $U_a$ . Влияние тока эмиссии  $I_e$  (тока пучка  $I_b$ ) на фокусировку пучка обусловлено действием собственного магнитного поля пучка.

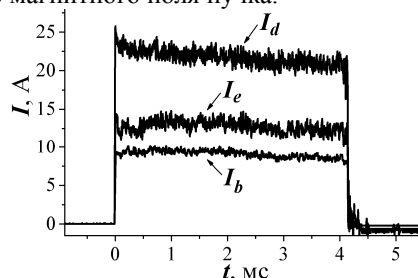


Рис. 3. Формы импульсов тока  $I_d$  разряда, тока  $I_e$  эмиссии и тока  $I_b$  пучка. Ускоряющее напряжение  $U_a = 8$  кВ

Установлено, что давление рабочего газа и род газа оказывают влияние на плотность тока  $j_e$  электронного пучка при неизменных индукциях  $B_1$  и  $B_2$  магнитных полей (рис. 4).

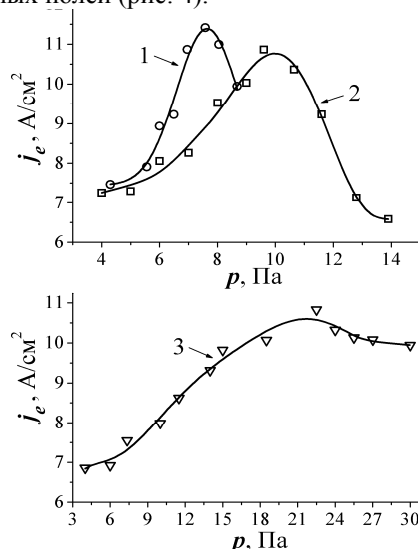


Рис. 4. Зависимости плотности тока  $j_e$  электронного пучка от давления  $p$  газа на расстоянии от источника  $L = 35$  см при  $I_e = 18$  А,  $U_a = 8$  кВ,  $B_1 = 0,46$  мТ,  $B_2 = 3,6$  мТ: 1 – аргон (Ar); 2 – азот ( $N_2$ ); 3 – гелий (He)

При одинаковом токе эмиссии ( $I_e = \text{const}$ ) увеличение давления  $p$  рабочего газа приводит сначала

к росту плотности тока  $j_e$  электронного пучка, а затем при достижении некоторого оптимального значения дальнейшее увеличение давления  $p$  приводит к уменьшению  $j_e$ . Использование рабочего газа с большим сечением ионизации (например, Ar) обеспечивает максимальную плотность тока  $j_{e-\text{max}}$  при меньших давлениях (рис. 4, кривая 1). Оптимальное давление  $p$ , при котором достигается максимальная плотность тока  $j_{e-\text{max}}$  электронного пучка, зависит от тока  $I_e$  эмиссии, ускоряющего напряжения  $U_a$  и индукций  $B_1$  и  $B_2$  магнитных полей. Наблюдаемое уменьшение плотности тока  $j_e$  с ростом давления  $p$  связано с перемещением кроссовера ближе к экстрактору источника.

На рис. 5 представлено сравнение плотностей тока  $j_e$  электронного пучка, полученных при использовании различных экстракторов, для фиксированного расстояния  $L$  от источника электронов. На расстояниях  $L$  более 20 см при оптимальном давлении большую плотность тока  $j_e$  обеспечивает использование экстрактора с плоской сеткой с геометрической прозрачностью 70% (см. рис. 5, кривая 1). В то же время экстрактор с выгнутой сеткой может обеспечить более высокую плотность  $j_e$  при больших давлениях, например для  $N_2$  при давлении  $p > 12$  Па (см. рис. 5, кривая 2).

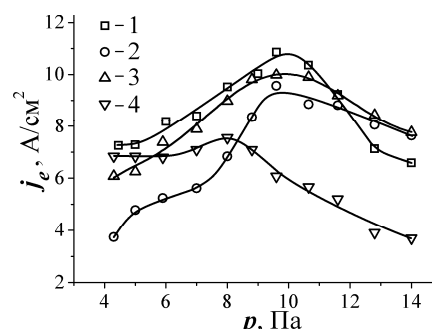


Рис. 5. Зависимости плотности тока  $j_e$  электронного пучка от давления  $p$  газа ( $N_2$ ) на расстоянии  $L = 35$  см при  $I_e = 18$  А,  $U_a = 8$  кВ,  $B_1 = 0,46$  мТ,  $B_2 = 3,6$  мТ: 1 – прямой экстрактор ( $\beta = 70\%$ ); 2 – выгнутый экстрактор; 3 – выгнутый экстрактор; 4 – прямой экстрактор ( $\beta = 40\%$ )

Использование экстрактора с выгнутой сеткой обеспечивает более высокие плотности тока  $j_e$  электронного пучка при расстояниях  $L$  менее 20 см. Влияние конфигурации экстрактора на фокусировку электронного пучка обусловлено изменением конфигурации электростатического поля в ускоряющем промежутке плазменного источника. Влияние давления рабочего газа на фокусировку импульсного пучка, по-видимому, обусловлено взаимодействием электронного пучка с пучковой плазмой. Кроме того, пучковая плазма, проникая в ускоряющий промежуток через ячейки в сетке экстрактора, также может оказывать влияние на фокусировку пучка. Влияние пучковой плазмы подтверждается тем, что в газе с большим сечением ионизации, т.е. в газе, в котором формируется более плотная пучковая плазма, наибольшая плотность тока пучка достигается при меньших давлениях  $p$ . Однако использование рабо-

чего газа с большим сечением ионизации приводит к снижению максимального рабочего давления вследствие развития пробоев ускоряющего промежутка. Использование гелия – газа с низким сечением ионизации – обеспечивает стабильную генерацию сфокусированного пучка в исследованном диапазоне давлений  $p = 3\text{--}30$  Па (см. рис. 4).

Влияние плазмы, в том числе и пучковой плазмы, в пространстве дрейфа на транспортировку и фокусировку электронных пучков наблюдалось и в традиционном диапазоне давлений [15, 16]. В зависимости от параметров электронного пучка (плотность тока, энергия электронов) и давления газа наличие плазмы в области транспортировки электронного пучка может приводить как к сжатию пучка, так и к его рассеянию.

При использованных конфигурации электродов плазменного источника и фокусирующей системы получен электронный пучок диаметром 10–12 мм (по полувысоте) на расстояниях  $L$  от 30 до 40 см. Плотность тока  $j_e$  пучка достигает  $15$  А/см<sup>2</sup> при длительности импульса до  $\tau_d = 7$  мс. Полученный сфокусированный электронный пучок с миллисекундной длительностью импульса применялся для импульсного распыления керамических мишеней в форвакуумном диапазоне давлений.

#### Заключение

Проведены исследования фокусировки (сжатия) низкоэнергетичного (до 10 кэВ) миллисекундного электронного пучка магнитными полями в форвакуумном диапазоне давлений 4–30 Па. Установлено, что при неизменном токе эмиссии и внешних магнитных полях давление рабочего газа и его вид оказывают влияние на фокусировку электронного пучка. Увеличение давления приводит сначала к росту плотности тока электронного пучка, но затем при достижении некоторого оптимального значения дальнейшее увеличение давления приводит к уменьшению плотности тока. Использование рабочего газа с большим сечением ионизации обеспечивает получение максимальной плотности тока при меньшем давлении. Установлено, что конфигурация сеточного экстрактора плазменного источника оказывает влияние на фокусировку импульсного электронного пучка. Варьированием геометрии экстрактора можно изменять положение фокуса электронного пучка. В форвакуумном диапазоне давлений получен электронный пучок с плотностью тока до  $15$  А/см<sup>2</sup> при длительности импульса до 7 мс.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 17-08-00239. А.В. Казаков является участником программы Министерства образования и науки РФ для научно-технических сотрудников на постоянной основе (проект № 3.8705.2017/7.8).

#### Литература

1. Окс Е.М. Источники электронов с плазменным катодом: физика, техника, применение / Е.М. Окс. – Томск: Изд-во НТЛ, 2005. – 216 с.
2. Современные тенденции модифицирования структуры и свойств материалов / под общ. ред. Н.Н. Коваля, В.Е. Громова. – Томск: Изд-во НТЛ, 2015. – 380 с.

3. Генерация стационарных электронных пучков форвакуумным плазменным источником в области давлений 100 Па / А.А. Зенин, А.С. Климов, В.А. Бурдовицин, Е.М. Окс // Письма в ЖТФ. – 2013. – Т. 39, №10. – С. 9–14.

4. Опыт разработки и применения форвакуумных плазменных электронных источников / В.А. Бурдовицин и др. // Доклады ТУСУР. – 2016. – Т. 19, № 2. – С. 5–10.

5. 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.

6. Структура поверхности алюмооксидной керамики при облучении импульсным электронным пучком / А.В. Медовник и др. // Журнал технической физики. – 2013. – Т. 83, № 1. – С. 117–120.

7. Модификация поверхности полимерных материалов импульсным электронным пучком / А.В. Казаков и др. // Доклады ТУСУР. – 2013. – № 4 (30). – С. 75–78.

8. Intense ion-beam treatment of materials / H.A. Davis, G.E. Remnev, R.W. Stinnett, K. Yatsui // MRS Bulletin. – 1996. – Vol. 21, No. 8. – P. 58–62.

9. Atanasov P.A. Laser drilling of silicon nitride and alumina ceramics: A numerical and experimental study / P.A. Atanasov, E.D. Eugenieva, N.N. Nedialkov // Journal of Applied Physics. – 2001. – Vol. 89, No. 4. – P. 2013–2016.

10. Mechanical properties of dental zirconia ceramics changed with sandblasting and heat treatment / H. Sato et al. // Dental materials journal. – 2008. – Vol. 27, No. 3. – P. 408–414.

11. Study on the diamond tool drilling of engineering ceramics / Q.H. Zhang, J.H. Zhang, D.M. Sun, G.D. Wang // Journal of Materials Processing Technology. – 2002. – Vol. 122. – P. 232–236.

12. Stability of electron beam generation by forevacuum-pressure plasma-cathode electron beam source based on a cathodic arc / V.A. Burdovitsin, A.V. Kazakov, A.V. Medovnik, E.M. Oks // Physics of Plasmas. – 2018. – Vol. 25, No. 7. – P. 073109.

13. Formation of a focused high-current quasi-continuous electron beam by a forevacuum plasma-cathode source based on cathodic arc / V. Burdovitsin, A. Kazakov, A. Medovnik, E. Oks // IEEE Proceedings of 28th International Symposium on Discharges and Electrical Insulation in Vacuum. – 2018. – Vol. 2. – P. 735–738.

14. Форвакуумный импульсный плазменный источник электронов на основе дугового разряда / А.В. Казаков, В.А. Бурдовицин, А.В. Медовник, Е.М. Окс // Приборы и техника эксперимента. – 2013. – № 6. – С. 50–53.

15. Generation and propagation of high-current low-energy electron beams / V.N. Devyatkov, N.N. Koval, P.M. Schanin, V.P. Grigoriev, T.V. Koval // Laser and Particle Beams. – 2003. – Vol. 21, No. 2. – P. 243–248.

16. Electrostatic plasma lens focusing of an intense electron beam in an electron source with a vacuum arc plasma cathode / V.I. Gushenets et al. // IEEE Transaction on Plasma Science. – 2013. – Vol. 41, No. 8. – P. 2171–2176.

#### Казаков Андрей Викторович

Канд. техн. наук, инженер каф. физики ТУСУРа  
Эл. почта: andrykazakov@gmail.com

#### Медовник Александр Владимирович

Канд. техн. наук, доцент каф. физики ТУСУРа  
Эл. почта: medovnikav@mail.ru

#### Юлдашбаев Темурхан Эргашбаевич

Студент каф. ЭП ТУСУРа  
Эл. почта: temurhanuldasbaev@gmail.com

УДК 537.533

Е.А. Гвозденко, А.А. Зенин

## О влиянии диаметра выходного отверстия перфорированного электрода форвакуумного плазменного электронного источника на параметры пучка при работе на гелии

Приведены результаты экспериментов, направленных на выявление оптимального диаметра выходного отверстия в аноде плазменного источника электронов. Показано, что наибольшая эффективность эмиссии электронов из плазмы полого катода достигается при диаметрах отверстия 1,7–1,9 мм. Следует отметить тот факт, что при рабочем давлении 30 Па и использовании гелия в качестве рабочего газа удалось получить сфокусированный электронный пучок с энергией 18–20 кэВ и током эмиссии порядка 100–120 мА. Данная работа является следующим шагом к получению пучков электронов в форвакууме суммарной мощностью более 10 кВт. Полученные результаты позволяют определить оптимальный диаметр одиночного эмиссионного отверстия, что в дальнейших работах будет использовано за отправную точку.

**Ключевые слова:** форвакуум, плазма, пучки электронов, эмиссия электронов из плазмы.

Развивающиеся плазменные технологии обработки материалов требуют улучшения существующих источников электронов и генераторов плазмы. Одной из задач развития источников электронов является получение сфокусированных мощных электронных пучков с энергией электронов 20–30 кэВ и суммарной мощностью пучка, дошедшего до коллектора, свыше 10 кВт. Такие источники электронов позволят проводить технологические операции электронно-лучевой обработки, требующие большой удельной мощности.

Однако источники, функционирующие в высоком вакууме, имея высокую удельную мощность, малоэффективны при обработке непроводящих материалов и изделий. Форвакуумные плазменные источники электронов, функционирующие в диапазоне давлений среднего вакуума (единицы и десятки паскаль) [1], позволяют проводить электронно-лучевую обработку как проводящих материалов, так и диэлектриков без применения дополнительных средств компенсации поверхностного заряда [2, 3]. Для стабилизации плазменной эмиссионной границы в таких источниках традиционно используют либо сетку из тугоплавкого материала [4], либо перфорированный электрод толщиной не более 1 мм с множеством отверстий [5, 6]. Применение сетки, обладающей высокой прозрачностью, позволяет повысить эффективность эмиссии из плазмы полого катода, обеспечивая высокий уровень мощности пучка. Однако при этом повышается вероятность разрушения сетки при пробое ускоряющего промежутка. Замена сетки на перфорированный электрод практически полностью исключает проблему его разрушения при пробое ускоряющего промежутка.

Как показали ранее проведенные эксперименты, при работе источника электронов на предельных режимах, т.е. при получении пучков электронов с мощностью более 5–6 кВт, возрастает тепловая нагрузка на перфорированный электрод, что, в конечном счете, приводит к его разрушению. Основной причиной нагрева перфорированного электрода является обратный ионный поток из ускоряющего

промежутка, что является одной из особенностей функционирования плазменных источников в форвакуумной области давлений. Снижение тепловой нагрузки возможно при повышении эффективности охлаждения эмиссионного электрода. Использование для охлаждения водяной рубашки затруднительно, поскольку при этом увеличиваются размеры электродов ускоряющего промежутка.

Кроме того, добавление контуров охлаждения усложняет конструкцию всего плазменного электронного источника. Другим возможным решением для снижения тепловой нагрузки является увеличение толщины эмиссионного электрода, что позволяет увеличить площадь контакта с водоохлаждаемыми элементами источника электронов и снизить тепловую нагрузку. Следует отметить, что на ток эмиссии, а следовательно, и ток пучка, влияет площадь эмиссионной поверхности. Однако с увеличением диаметра эмиссионного отверстия возрастает вероятность проникновения плазмы в ускоряющий промежуток, что, в конечном счете, приводит к его пробое.

Таким образом, целью настоящей работы является исследование параметров источника электронов, а именно тока эмиссии в зависимости от диаметра одиночного эмиссионного отверстия при толщине перфорированного электрода 2 мм. Поиск оптимального диаметра одиночного эмиссионного отверстия, обеспечивающего стабильную работу плазменного источника электронов, позволит в дальнейшем при увеличении числа отверстий повысить мощность электронного пучка.

### Методика проведения эксперимента

Эксперименты проводились с использованием форвакуумного плазменного источника электронов (рис. 1) на основе тлеющего разряда с полым катодом, функционирующим в непрерывном режиме в диапазоне давлений среднего вакуума (1–100 Па). Установленный на вакуумной камере источник электронов состоял из цилиндрического полого катода, плоского анода и ускоряющего электрода (экстрактора). Эмиссионное окно источника перекрывалось перфорированным электродом. В экспериментах

толщина перфорированного электрода составляла 2 мм, и выполнен он был из нержавеющей немагнитной стали. Диаметр отверстия в перфорированном электроде изменялся от 1,3 до 1,9 мм с шагом 0,2 мм. Рабочая камера откачивалась механическим насосом Vos Edwards до давления 3 Па, после в камеру напускался рабочий газ – гелий – до давления 30 Па. Ускорение электронов производилось в промежутке анод – экстрактор. Далее электронный пучок проходил через фокусирующую катушку и попадал на токоприемный коллектор.

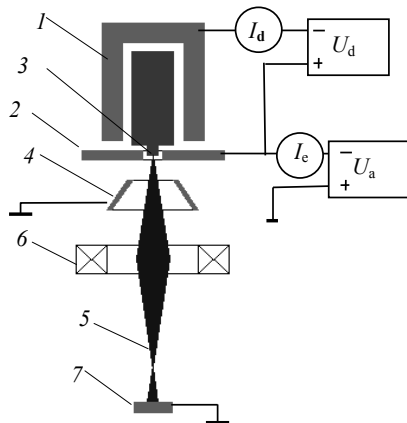


Рис. 1. Форвакуумный плазменный источник электронов с различными геометриями полого катода:  
1 – полый катод; 2 – анод; 3 – перфорированный электрод;  
4 – ускоряющий электрод; 5 – электронный пучок;  
6 – система фокусировки; 7 – коллектор

Электропитание разрядного и ускоряющего промежутка осуществлялось двумя независимыми источниками питания, имеющими следующие параметры: ускоряющее напряжение до 20 кВ, ток нагрузки высоковольтного источника питания до 800 мА, напряжение разряда до 2 кВ, ток разряда до 1500 мА.

#### Результаты работы и их обсуждение

Для проведения экспериментов по нахождению оптимального диаметра отверстия в перфорированном электроде были сняты вольт-амперные характеристики источника. А именно были получены зависимости тока эмиссии от ускоряющего напряжения для различных токов разряда в полем катоде и различных диаметрах. Полученные зависимости приведены на рис. 2–5. Как и следовало ожидать – при увеличении величины ускоряющего напряжения, а также увеличения тока разряда наблюдается монотонный рост тока эмиссии (см. рис. 2, 3). Здесь, в зависимости от величины тока разряда ток эмиссии изменяется от 20 до 70–80 мА.

Следует отметить, что при диаметрах отверстия в перфорированном электроде 1,7 и 1,9 мм, несмотря на общую тенденцию монотонного роста тока эмиссии, с увеличением ускоряющего напряжения наблюдаются и некоторые особенности. Так, при токах разряда 300 мА для диаметра отверстия 1,7 мм (см. рис. 4) и токах 300 и 600 мА для диаметра отверстия 1,9 мм в диапазоне ускоряющих напряжений от 8 до 18 кВ наблюдается резкий рост тока эмиссии.

Одной из причин такого резкого роста может быть зажигание пучково-плазменного разряда (ППР), что в свою очередь значительно изменяет параметры пучковой плазмы и как следствие ток нагрузки. Так при токе разряда 1500 мА ток эмиссии может достигать значения до 140–150 мА.

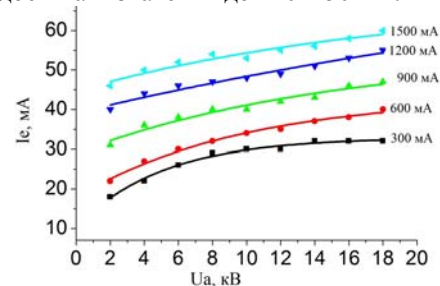


Рис. 2. Зависимость тока эмиссии от ускоряющего напряжения для разных токов разряда. Диаметр отверстия в перфорированном электроде 1,3 мм

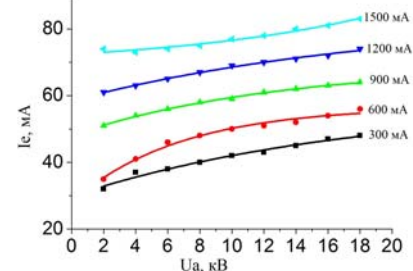


Рис. 3. Зависимость тока эмиссии от ускоряющего напряжения для разных токов разряда. Диаметр отверстия в перфорированном электроде 1,5 мм

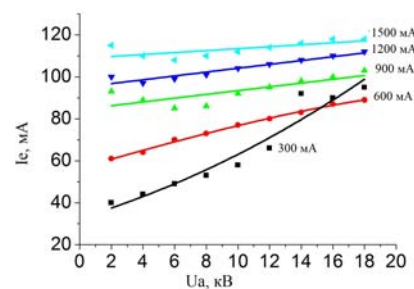


Рис. 4. Зависимость тока эмиссии от ускоряющего напряжения для разных токов разряда. Диаметр отверстия в перфорированном электроде 1,7 мм

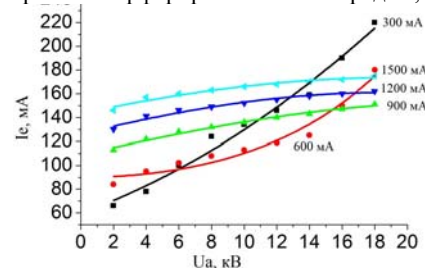


Рис. 5. Зависимость тока эмиссии от ускоряющего напряжения для разных токов разряда. Диаметр отверстия в перфорированном электроде 1,9 мм

Следует отметить, что, несмотря на то, что при диаметре отверстия в перфорированном электроде 1,9 мм токи эмиссии несколько выше, чем при диаметре 1,7 мм, такой режим работы источника является крайне нестабильным. При незначительном изменении давления вероятность проникновения

плазмы из разрядного промежутка в ускоряющий достаточно высокая, и незначительное изменение рабочего давления приводит к пробою ускоряющего промежутка.

По результатам проделанной работы можно сделать выводы о том, что при работе плазменного источника электронов в атмосфере гелия при давлении 30 Па оптимальным диаметром выходного отверстия перфорированного электрода является диаметр 1,7 мм. При этом диаметре обеспечивается стабильная генерация источника электронов ускоряющим напряжением до 18 кВ и током эмиссии 100–120 мА. Для дальнейшего увеличения выходных параметров источника электронов планируется увеличение числа эмиссионных отверстий.

Работа поддержана грантом РФФИ № 19-48-700004 p\_a

#### *Литература*

1. Форвакуумные плазменные источники электронов / В.А. Бурдовицин, А.С. Климов, А.В. Медовник, Е.М. Окс, Ю.Г. Юшков. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 2014. – 288 с.

2. Модификация поверхности керамики импульсным электронным пучком, генерируемым форвакуумным плазменным источником / В.А. Бурдовицин, Е.М. Окс, Е.В. Скоров, Ю.Г. Юшков // Перспективные материалы. – 2011. – № 6. – С. 77–82.

3. Features of ceramic material welding by ribbon electron beam under fore-vacuum pressure / E.M. Oks, V.A. Burdovitsin, A.S. Klimov // 10th International Conference on Modification of Materials with Particle Beams and Plasma Flows proceedings. – 2010. – P. 239–242.

4. Гаврилов Н.В., Каменецких А.С. Расширение рабочего диапазона давлений газа и увеличение ресурса сетки плазменного катода в ионном источнике // Журнал технической физики. – 2007. – Т. 77, № 3. – С. 12–16.

5. Особенности фокусировки электронного пучка плазменного источника в форвакуумном диапазоне давлений / А.А. Зенин, И.Ю. Бакеев, Ю.А. Бурачевский, А.С. Климов, Е.М. Окс // Письма в ЖТФ. – 2016. – Т. 42, № 13. – С. 104–110.

6. Опыт разработки и применения форвакуумных плазменных электронных источников / В.А. Бурдовицин, И.Ю. Бакеев, А.А. Зенин, Д.Б. Золотухин, А.В. Казаков, А.С. Климов, А.В. Медовник, Е.М. Окс, А.В. Тюньков // Доклады ТУСУР. – 2016. – Т. 19, № 2. – С. 5–10.

---

**Гвозденко Елена Александровна**

Студентка ТУСУРа

Эл. почта: elena.gvozdenco.98@mail.ru

**Зенин Алексей Александрович**

Канд. техн. наук, доцент каф. физики ТУСУРа

Эл. почта: zenin1988@gmail.com

## ОПТОЭЛЕКТРОНИКА И ФОТОНИКА

*Председатель секции – Задорин Анатолий Семёнович, профессор каф. РЗИ,  
д-р физ.-мат. наук*

УДК 004.932.2

**А.А. Аллаберганов, М.Ю. Катаев**

### **Методика распознавания лиц с помощью криминалистической многофункциональной установки**

Задача распознавания лиц на изображении является известной еще со времени аналогового измерения (фотографическая пленка) и до настоящего времени не потеряла своей актуальности. Необходимость решения подобных задач связана с бесконечно большим числом ситуаций, которые возникают в различных приложениях: охранные системы, криминалистика, медицина, компьютерная графика, взаимодействие компьютер/человек и др.

**Ключевые слова:** изображение, исследование, методики анализа, распознавание, выявление и обработка, сравнение, наложение, зоны спектра, габитоскопия.

Основной особенностью распознавания является ситуация, представленная на изображении, определяющая положение лица человека относительно цифровой камеры, необходимость выделения нужного лица среди существующих на изображении, условия освещения, наличие сложной сцены и др.

Кроме того, технические и спектральные характеристики цифровой камеры также определяют точность и надежность решения задачи распознавания. Еще одной стороной распознавания, ухудшающей возможности, является проблема, которая заключается в том, что одно и то же лицо человека может иметь различные эмоции, мешающие факторы (головной убор, борода, длинные волосы и др.).

В той или иной мере эти задачи решаются с помощью существующего математического и программного аппарата [1–3]. Важной задачей криминалистической лаборатории [4] является необходимость восстановить условия получения анализируемого изображения, установить подлинность и неизменность со времени его получения. Эти задачи реже всего встречаются на практике и основные направления будут представлены в данной статье.

#### **Методики обнаружения лиц на изображении**

Полученное с цифровой камеры видеоизображение или отдельный кадр проходит предварительную обработку, связанную с коррекцией и нормализацией изображения. Далее выполняется обнаружение области лица человека по его основным чертам (глаза, нос, рот, брови и др.).

Существующее множество методов можно разбить на две группы: основанные на знаниях и определения по признакам. Методы, основанные на знаниях, используют информацию об основных чертах лица, форме, цвете кожи и т.п. В этой подгруппе методов выделяют общий метод – сравнение с шаблоном. Методы обнаружения лиц по признакам

основаны на подходах математической статистики и машинного обучения, когда обнаружение лица человека осуществляется путем перебора всех изображений из известной базы данных (методы пространственных производных, нейронных сетей, главных компонент, опорных векторов, случайных деревьев и др.).

#### **Основные элементы задачи распознавания лиц по изображению**

В настоящее время существует множество вариантов и методик решения задачи распознавания лиц. Рассмотрим несколько известных методик, которые формулируются как последовательность решения типовых задач: 1) выделение лица человека на изображении (или несколько лиц); 2) проверка условий, является ли изображение лицом человека; 3) выделение характерных особенностей лица человека (расстояния между глазами, ртом, длина носа и др.); 4) применение алгоритмов нормализации изображения (приведение к стандартному виду по яркости и контрастности); 5) непосредственное решение задачи распознавания лица.

Решение задачи выделения лица человека зависит от того, в какой обстановке освещения получено изображение: естественной (солнечное освещение) или искусственной (лампа накаливания или люминесцентная лампа). Знание этой обстановки необходимо, с одной стороны, для понимания где произошло событие, а с другой стороны, подготовки параметров для нормализации изображения. Точность решения задачи нормализации существенно влияет на эффективность всех методик распознавания, основанных на идеях машинного зрения или искусственного интеллекта.

Формально задача распознавания изображений является относительно простой, так как надо сравнить имеющееся изображение лица человека с тем,

которое находится в базе данных. Если условия и обстановка получения изображения не меняются, то распознавание лица человека не представляет больших проблем с математической точки зрения и точность, повторяемость являются высокими. Однако, лицо человека меняется со временем, могут быть разные условия получения изображения, и соответственно точность классических подходов значительно уменьшается. Поэтому в основе одной из методик лежит создание базы данных изображений лица под разными ракурсами относительно цифровой камеры и условий освещения. В этом случае влияние внешних условий на изображение может быть оценено по базе данных достаточно точно и соответственно выделены подходы к нормализации изображения.

Серьезной проблемой обработки является проективность изображения по отношению к трехмерной среде, где изменения освещенности, масштабов распределены в пространстве. Поэтому выделение лица человека в таком пространстве является сложной задачей и требует применения сложных, многоступенчатых алгоритмов обработки.

#### **Методика распознавания лиц с помощью криминалистической установки**

Задачи распознавания лиц опираются на тот факт, что изображения не являются преобразованными и выполняются, например, операции выделения характерных особенностей лица человека и их сравнения с эталоном. В криминалистике эта задача усложняется, так как изображение, как правило, изменяется и необходимо определить тип изменений, возможное время изменений и уже потом переходить к распознаванию лица. Для решения задач изменения изображений нами используется многофункциональная установка, подробно описанная в работе [5].

Данная установка разработана автором данной статьи А.А. Аллабергановым и на нее получен патент на изобретение № 2678413, заявка № 2018140045, приоритет изобретения от 14.11.2018, дата гос. регистрации 28.01.2019 г.

Предлагаемая методика заключается в выделении признаков зон (рис. 1) лица человека на эталонном изображении и выполнении той же процедуры для исследуемого изображения. Сравнение каждой из зон между собой по определенным характеристикам позволяет говорить о совпадении или несовпадении лица человека на эталонном и исследуемом изображении. Такой вид исследований в криминалистике называется портретной (или габитоскопической) экспертизой, когда необходимо принять решение о совпадении (или несовпадении) лица человека по признакам внешности, представленным на разных изображениях. Для решения этой задачи часто используются контурные подходы, позволяющие выделить на лице человека контрастные переходы (например, рубцы, форма лобных дуг, подбородка, носа, губных складок и др.) или цветовые характеристики кожи.



Рис. 1. Признаковые зоны лица человека

В данной работе лицо на исследуемом изображении разбивается на несколько зон и каждая зона сравнивается с эталонным изображением, представленном в масштабе первого и также разбитого на подобные части. Для каждой зоны исследуемого изображения составляется таблица признаков, которые сравниваются с признаками зон эталонного изображения. Отклонение величины признаков более чем на 10% говорит об несовпадении лица, изображенного на исследуемом и эталонном изображении.

#### **Заключение**

В работе представлена методика, позволяющая проводить распознавание лица человека на основе эталонного подхода. Точность данной методики существенно зависит от качества предварительной обработки изображений и методики выделения лица человека на изображении. Считаем, что площадь изображения, не связанная с лицом человека, не должна превышать 5% от общей площади изображения.

#### *Литература*

1. Фомин Я.А. Распознавание образов: теория и практика. – 3-е изд., доп. – М.: ФАЗИС, 2014. – 460 с.
2. Журавлев Ю.И. Распознавание. Математические методы. Программная система. Практические применения / Ю.И. Журавлев, В.В. Рязанов, О.В. Сенько. – М.: ФАЗИС, 2006. – 176 с.
3. Местецкий Л.М. Математические методы распознавания образов. – М.: МГУ, ВМиК, 2002. – 85 с.
4. Яшин А.В. Криминалистика: теоретические основы криминалистики. Криминалистическая техника: учеб.-метод. пособие. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2017. – 52 с.
5. Аллаберганов А.А., Катаев М.Ю. Многофункциональный исследовательский комплекс решения задач анализа текстовой информации: матер. конф. «ЭСИСУ»: в 2 ч. – Томск: В-Спектр, 2018. – Ч. 1. – 227 с.

**Аллаберганов Ахмеджан Атаханович**

Аспирант каф. АСУ ТУСУРа

Эл. почта: nsk-kapital@mail.ru

**Катаев Михаил Юрьевич**

Д-р техн. наук, профессор каф. АСУ ТУСУРа

Эл. почта: kmy@asu.tusur.ru



А.А. Аллаберганов, М.Ю. Катаев

## Методика получения текстовой информации из изображений и ее анализ (многофункциональный исследовательский комплекс)

Текстовая информация, представленная на бумаге (бумажный носитель), часто переносится в цифровой вид как изображение определенного формата и значит может быть помещена в электронный файл, например формата «PDF». Если для анализа используется непосредственно бумажный документ, то могут применяться одни методы выделения текста, в случае цифровой формы используются методы цифровой обработки изображений. Проблема в том, что число методов обработки изображений достаточно велико и их применение для каждого конкретного случая требует соответствующих обоснований. Для выделения элементов текста, представленного в электронном формате (файле), и распознавания текстовой информации (характеристики – шрифт, чернила, оттиск печати и др.) необходимо использовать специально разработанные подходы. В работе приведена методика получения текстовой информации из изображений в целях криминалистики.

**Ключевые слова:** изображение, текст, методики анализа, распознавание, обработка изображений.

Целью работы является попытка автоматизации процессов измерения, анализа и сопоставления текстовой информации для решения задач экспертизы в исследовательской криминалистической деятельности. Это позволит обеспечить данное направление новым видом решений и качеством идентификации объектов исследования. Представлено описание измерительной (исследовательской) установки и основные ее показатели. Показан пример решения криминалистической экспертизы при анализе документа в электронном формате (файл).

В данной работе предлагается решение проблемы извлечения текстовой информации из изображения документа. Проблема приобрела множество интересных решений благодаря практическим приложениям, таким как распознавание текстов, перевод, криминалистика и др. Несмотря на то, что этой проблемой занимаются много времени, остаются области исследований, связанные с распознаванием текстовой информации документов. Качество текстовой информации документов, преобразованной в изображениях, зависит от типа сцены (простая или сложная), типа цифровой камеры (недорогие устройства, мобильные устройства и др.), величины и направления освещенности, типа подложки (бумага, пластик или др.) и т.д. Указанные моменты приводят к тому, что автоматическое извлечение текста из изображения чрезвычайно сложно.

Текст на изображениях содержит значимую и полезную информацию для понимания содержания изображений, что играет важную роль в анализе самих документов. Изображение документа содержит различную информацию, такую как тексты, рисунки и графики, что представляет собой сплошные или штриховые линии. Сложность извлечения этих линий (составляющих текст) состоит в изменении качества изображения путем сканирования, длительной истории самого документа или его изображения и др. В случае цветного изображения документа извлечение текста становится сложным и не всегда возможно различать отдельные составляющие текста (линии, составляющие буквы) из-за смешивания цветов текста и фона. Методы обнару-

жения текста можно классифицировать на три категории.

Первая состоит из связанных между собой методов, которые предполагают, что области изображения, содержащие текст, должны иметь однородные цвета, удовлетворять определенным размерам, заданной форме и т.д. Эти методы эффективны лишь только в случае высокого контраста между цветом текста и фона, а в других случаях эффективность низкая.

Вторая – из методов, вычисляющих текстурные показатели, которые предполагают, что области изображения, содержащие текст, имеют текстуру, отличную от фона. Хотя эти методы сравнительно менее чувствительны к цвету фона, они могут не различать текст от текстоподобного фона.

Третья – из методов, основанных на вычислении линий на изображении и поиска связности между ними. Области текста обнаруживаются в предположении, что краевые перепады фона меньше, чем у текстовых областей. Однако такого рода подходы не очень эффективны для обнаружения текстов с большими размерами шрифта.

Изображения документов отличаются от других изображений (город, природа, портрет и др.), поскольку они содержат в основном текст и, как правило, однородный фон. Фон может быть неоднородным, но его структура является типичной и повторяющейся по документу. Проблемной стороной являются изображения, преобразованные в программах электронных документов, таких как Acrobat Reader (PDF) или PowerPoint (PPT) и т.д.

Быстрое развитие цифровых технологий привело к цифровой форме представления всех категорий документов и иных текстовых материалов (документы, статьи, книги и др.) в виде изображений.

Входной информацией в системах электронного документооборота, экспертизы, контроля и других приложений могут быть не только документы с печатным текстом, но и рукописные документы.

Задача получения изображений и распознавания текста (РТ) известна давно, но до сих пор имеются как теоретические, так и практические проблемы,

связанные с огромным многообразием языков и типов написания символов и текста. Для некоторых известных методик входными данными являются изображения, полученные с разных цифровых устройств.

В свою очередь, предлагаемая нами методика исследования текстовой информации, представленной в виде изображения и распознавания фальсификации (подделки) документа в электронном формате (машинописного или рукописного) текста, отписок печатей, является актуальной и востребованной в различных сферах практической деятельности.

#### Постановка задачи

Предметом исследования в данной работе является криминалистический анализ документов, предметов археологии или искусства и т.д. Цель исследований связана с повышением точности идентификации изучаемых объектов. Алгоритм определения и распознавания фальсификации (подделки) документа в электронном формате представлен на рис. 1.

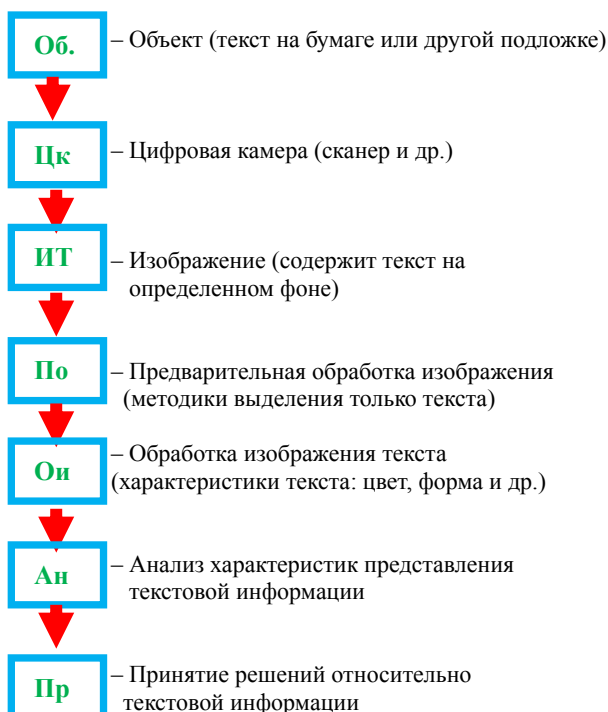


Рис. 1. Алгоритм предлагаемой методики обработки изображений с целью выделения текстовой информации

Изображение текстовой информации может быть монохромным (Gru), бинарным или цветным (RGB). Эти особенности позволяют выделять на изображении текстовую информацию при помощи соответствующих математических алгоритмов. Выделение шрифта, типа чернил связано с задачей определения лица, написавшего текст (напечатавшего), времени печати, места печати и др.

Текстовая информация содержит 5 элементов: фон бумаги; цвет чернил; текст (рукописный или машинописный); тип прибора для машинописного текста (принтер, сканер и др.) и объекты (например, оттиск печати). При обработке изображений, содержащих текст, получаем информацию в каналах {R, B, G}. Используя стандартные библиотеки обра-

ботки изображений, можно оценить качество изображения, даваемого оптической системой (цифровой камерой). Для очистки изображения от шумовой составляющей применяется далее цифровая фильтрация изображений.

Обработка и анализ могут быть проведены не обязательно в области измеряемых значений, а в области, например, спектрального пространства (например, собственных векторов, вэйвлет-преобразований дискретного косинусного преобразования и др.). Это позволяет определить признаки объектов, которые присутствуют на исследуемом (исходном) изображении.

#### Полученные результаты

В качестве примера приведем исследование и распознавание фальсификации (подделки) документа в электронном формате «изображение» файле «PDF» (машинописного и рукописного) текста, а также оттиска печати и подписи.

Для примера работы предлагаемой нами методики выбран документ всемирно известной американской корпорации, на котором есть оттиск печати и подпись, также в документе имеются машинописный и рукописный тексты. Для решения задач изменения изображений нами используется многофункциональная установка (КМК), подробно описанная в работе [4]. В результате обработки изображения документа необходимо установить: а) как и каким способом был изготовлен данный документ; б) применяемые технические средства и приемы при изготовлении данного документа.

Данные вопросы выясняются (исследуются) с помощью КМК.

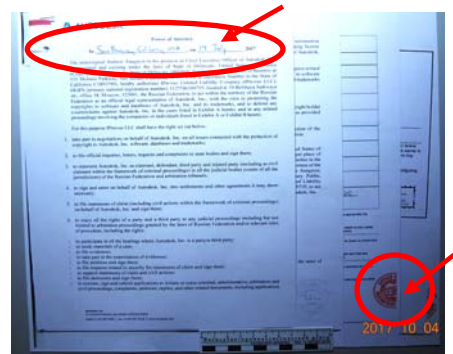


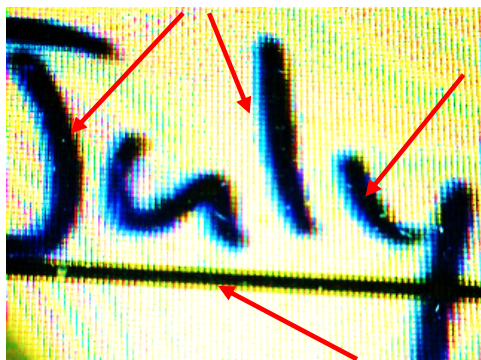
Рис. 2. Пример изображения текстовой информации, имеющей плохое качество печати

В предлагаемой вниманию задаче имеется документ очень плохого качества изготовления, с которого было получено изображение, которое перемещено в файл PDF. Доступ к самому документу закрыт, и необходимо только на основе обработке изображения данного документа получить ответ на ранее заданные вопросы.

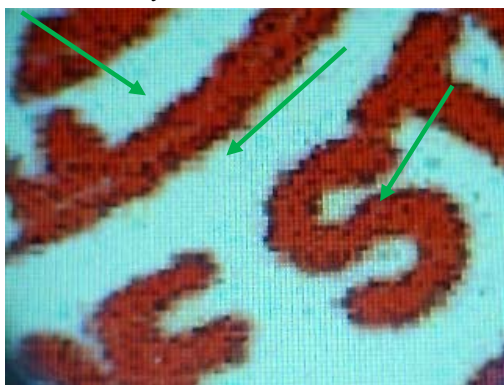
Получение результата – выявление подделки документа – представлено на рис. 3.

Заметим, что получение обычных изображений не всегда позволяет получить ожидаемый результат, однако является обязательным первым шагом. Предварительная обработка изображения и анализ границ

текстовой информации, выявленной, например, методом Хафа, позволяет выявить текст. Особенности нанесения текстовой информации возможно подчеркнуть методом увеличения пространственного разрешения при помощи специализированного оборудования (видеомикроскопа). Именно эта информация и показана на рис. 3.



Рукописный текст – а



Оттиск печати – б

Рис. 3. Исследование текстовой информации изображения с применением специализированных видеомикроскопов

Выделение букв и оценка ширины границ позволяет получить с определенной точностью, оценку метода нанесения текста на бумагу. Понятно, что механический способ нанесения печати будет отличаться от нанесения печати лазерным или струйным печатающим устройством. Последний способ приводит к размытию границы текста и брызгам чернил, которые производит форсунка. Эти все элементы могут быть получены методиками технического зрения.

Анализируя изображение рис. 3, на основе результатов обработки можно сказать, что рукописный текст (см. рис. 3, а) и оттиск печати (см. рис. 3, б) изготовлены при помощи цветного струйного принтера. Текст и печать изготовлены с применением технических средств и приемов (техническая подделка документов).

#### Заключение

Предлагаемая методика является первым шагом к полной автоматизации процесса извлечения текстовой информации из документов и ее анализу. Первый шаг возникает за счет того, что человек-эксперт оценивает результаты извлечения текста из изображения и принимает соответствующее решение. Однако чтобы принять правильное решение, извлекается информация по нескольким направлениям: цветовая структура изображения самого текста и окружающего пространства, форма текста, расстояние между элементами текста и др. Второй шаг будет сделан после накопления статистической информации о вариациях изменений извлеченной текстовой информации шаблонов с известными характеристиками.

#### Литература

1. Фомин Я.А. Распознавание образов: теория и практика. – 3-е изд., доп. – М.: ФАЗИС, 2014. – 460 с.
2. Журавлев Ю.И. Распознавание. Математические методы. Программная система. Практические применения / Ю.И. Журавлев, В.В. Рязанов, О.В. Сенько. – М.: ФАЗИС, 2006. – 176 с.
3. Местецкий Л.М. Математические методы распознавания образов. – М.: МГУ, ВМиК, 2002. – 85 с.
4. Аллаберганов А.А., Катаев М.Ю. Многофункциональный исследовательский комплекс решения задач анализа текстовой информации: матер. конф. «ЭСиСУ»: в 2 ч. – Томск: В-Спектр, 2018. – Ч. 1. – 227 с.

---

**Аллаберганов Ахмеджан Атаханович**

Аспирант каф. АСУ ТУСУРа  
Эл. почта: nsk-kapital@mail.ru

**Катаев Михаил Юрьевич**

Д-р техн. наук, профессор каф. АСУ ТУСУРа  
Эл. почта: kmy@asu.tusur.ru

УДК 621.391.63

И.А. Ершов

## Обработка результатов измерений оптоволоконного датчика

Приведён способ обработки данных, полученных при измерении оптоволоконным датчиком температуры. Данные представляют собой десять выборок по три миллиона элементов. Способ основан на разделении выборки на группы, данные в которых распределены по нормальному закону. Для этого произведён поиск оптимального количества данных в каждой группе на основе анализа первой выборки. Была разработана программа на языке Python для проверки гипотезы о нормальном распределении элементов групп. Найденное число элементов в группах было проверено на других выборках. Результаты показали, что в подавляющем большинстве групп элементы были распределены по нормальному закону, что позволяет использовать среднее арифметическое значение для нахождения результата измерений.

**Ключевые слова:** распределённые датчики температуры, оптоволоконные датчики, обработка результатов измерений, большие данные, шумоподобный сигнал.

С каждым годом оптоволоконные датчики температуры получают всё большее распространение. Это связано, в первую очередь, с большим количеством преимуществ, обусловленных физическими принципами, используемыми в оптоволоконных датчиках. К таким преимуществам можно отнести абсолютную пассивность к электричеству [1], что значительно расширяет их область применения. Также один измерительный прибор способен производить измерения на сотни метров, в отличие от технических средств, в которых потребуется использовать огромное количество датчиков и проводов.

Основные физические принципы измерения температуры с помощью оптоволоконного датчика описаны в статье [2]. Данные, получаемые с датчика, представляют собой измерение параметров стоковой и антистоковой компонент, которые пересчитываются в температуру. Однако стоит иметь в виду, что приходится иметь дело с шумоподобным

сигналом, который необходимо обработать. Помимо этого, количество точек измерений достигает нескольких миллионов, что добавляет ограничения на выбор методов обработки [3]. Данная статья является продолжением исследования, связанного с повышением точности измерений оптоволоконных датчиков температуры [4].

### Обработка данных

Измерения, проводимые оптоволоконным датчиком, связаны с анализом шумоподобного сигнала, что влечёт за собой множество проблем. В данной работе проводился анализ десяти выборок по 3 млн точек, распределённых по длине оптоволоконного кабеля и характеризующих значение измеряемой величины. Одна из выборок показана на рис. 1. На данном графике, начиная с точки под номером 500 000, хорошо прослеживается полезный сигнал, который требуется обработать для дальнейшего использования.

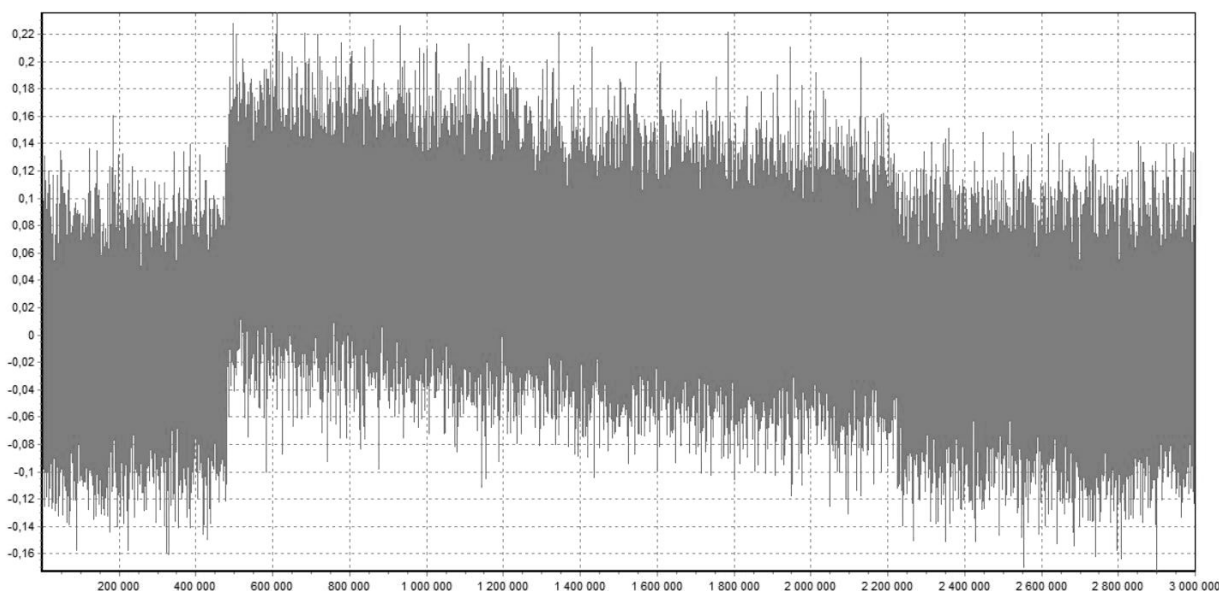


Рис. 1. Первая выборка

Самым разумным вариантом будет разбить данную выборку на множество групп и найти математическое ожидание для каждой группы. Обычно в таких случаях используют среднее арифметическое

значение. При этом не задумываются о том, что среднее арифметическое – это оценка математического ожидания для данных, распределённых по нормальному закону. Учитывая разброс анализируе-

мых данных, нельзя полагаться на теоретически необоснованное утверждение. Помимо этого, нам требуется определиться с количеством элементов, которые будут входить в одну группу. Также стоит учесть, что при увеличении объёма групп увеличивается точность оценки, но уменьшается разрешение. Поэтому объём групп должен быть минимальным.

Для начала возьмём 300 элементов и построим гистограмму, чтобы оценить закон распределения. Полученная гистограмма показана на рис. 2. По данной гистограмме можно сделать предположение о том, что выборка состоит из нескольких нормально распределённых групп с разными математическими ожиданиями. Данный вывод основывается на значительном преобладании количества элементов, входящих в несколько интервалов.

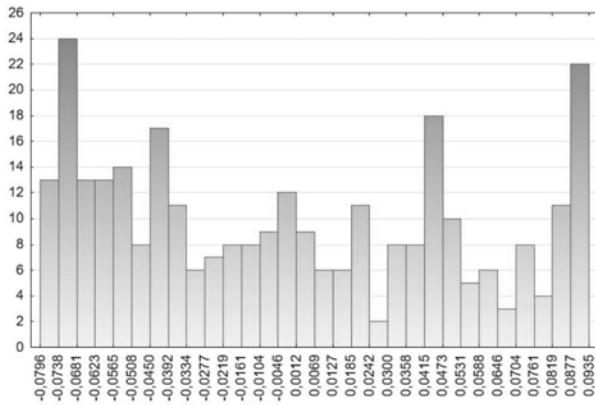


Рис. 2. Гистограмма

Для проверки сформировавшейся гипотезы требуется использовать критерии проверки на нормальность выборки. Поскольку необходимо обработать огромное количество данных, воспользуемся программой на языке Python, показанной на рис. 3. Группы будут состоять из 60 элементов, поскольку на рис. 2 прослеживалось около пяти графиков плотности, напоминающих нормальное распределение.

```
data = []
with open("data2 0.csv") as f: # название файла
    for line in f:
        data.append([float(x) for x in line.split()])
y=[]
for lst in data:
    y.extend(lst)
from scipy import stats
i=0
k=60 # количество элементов в каждой группе
l=300000 # количество элементов в выборке
alpha = 0.001 # уровень значимости
r1=0
r2=0
while i<l-k:
    # проверка нормальности распределения
    k2, p = stats.normaltest(y[0+i:k+i])
    i=i+k
    if p > alpha:
        r1=r1+1 # гипотеза не отклонена
    else:
        r2=r2+1 # гипотеза отклонена
print(r1, r2)
```

Рис. 3. Программа обработки данных

Основой данной программы является функция `scipy.stats.normaltest`, которая использует двусторон-

ний критерий согласия Пирсона, для нахождения вероятности  $p$ . Подробное описание критериев проверки отклонения распределения от нормального распределения приведено в руководстве [5]. Если  $p$  больше уровня значимости, то нет оснований отвергать гипотезу о нормальном распределении. Очевидно, что из-за высокого уровня шума элементы многих групп не будут распределены по нормальному закону. Поэтому нам достаточно добиться результата, когда большинство групп распределено по нормальному закону, чтобы принять решение об использовании среднего арифметического значения для нахождения математического ожидания. Число групп, для которых гипотеза о нормальности распределения не была отклонена, обозначено  $r1$ . Число групп, для которых гипотеза о нормальности распределения была отклонена, обозначено  $r2$ .

Стоит обратить внимание на то, что в представленной выше программе отсутствует проверка на наличие выбросов и удаление их. Для повышения быстродействия используем подход Дж. Туки [6], который используется при построении диаграммы размаха [7]. Для определения выбросов используются формулы (1) и (2) для определения нижней и верхней границ соответственно:

$$X_1 = Q_1 - 1,5 \cdot (Q_3 - Q_1), \quad (1)$$

$$X_2 = Q_3 + 1,5 \cdot (Q_3 - Q_1), \quad (2)$$

где  $Q_1$  – первый квартиль;  $Q_3$  – третий квартиль.

Выбор данного метода обусловлен прежде всего тем фактом, что другие методы требуют проведения вычислений, которые сильно уступают по быстродействию функции сортировки. Также в основе многих методов лежит вычисление дисперсии, которая в нашем случае очень велика, что может привести к неверным результатам. Программа с поиском и удалением выбросов показана на рис. 4.

Результат работы программы при группировании по 60 элементов неудовлетворительный, поскольку только для 67% групп гипотеза о нормальном распределении не была отклонена. В табл. 1 приведены результаты проверки гипотезы о нормальном распределении для разного числа элементов в группах.

Таблица 1

Результаты проверки гипотез для первой выборки

Число элементов в группе	Доля групп, для которых гипотеза не была отклонена, %
60	67,4
50	80,6
40	93,6
35	97,7
32	98,8
31	99,1
30	99,2
25	99,6

Таким образом, можно сделать вывод о том, что оптимальное число элементов для группирования – это 31, поскольку при уменьшении числа элементов результат меняется незначительно, при этом увеличивается время выполнения проверки. На основании

полученных результатов можно сделать вывод о том, что при группировании по 31 элементу допускается использование среднего арифметического значения для нахождения результата измерений. Но прежде чем сделать окончательный вывод, требуется проверить, какие результаты будут получены при исследовании других выборок с данным числом элементов в группах.

```
data = []
with open("data2 0.csv") as f: # название файла
    for line in f:
        data.append([float(x) for x in line.split()])
y=[]
for lst in data:
    y.extend(lst)
from scipy import stats
i=0
k=60 # количество элементов в каждой группе
l=3000000 # количество элементов в выборке
alpha = 0.001 # уровень значимости
r1=0
r2=0
y2=[]
i1=int(k/4)
i2=int(3*k/4)
while i<l-k:
    y2=y[0+i:k+i]
    y2.sort()
    med1=y2[i1]-((y2[i2]-y2[i1])*1.5)
    med2=y2[i2]+((y2[i2]-y2[i1])*1.5)
    j1=0
    for j in y2:
        if j<med1:
            y2.pop(j1)
        if j>med2:
            y2.pop(j1)
        j1=j1+1
    # проверка нормальности распределения
    k2, p = stats.normaltest(y2)
    i=i+k
    if p > alpha:
        r1=r1+1 # гипотеза не отклонена
    else:
        r2=r2+1 # гипотеза отклонена
print(r1, r2)
print((r1/(r1+r2)))
```

Рис. 4. Программа обработки данных

На основании результатов, приведённых в табл. 2, можно сделать вывод о том, что оптимальным решением для обработки данной выборки будет разбиение на группы, в каждой из которых будет по 31 элементу. Далее требуется удалить выбросы при помощи нахождения верхней и нижней границы каждой из групп, после чего определить среднее арифметическое элементов каждой группы.

Таблица 2

**Результаты проверки гипотез для всех выборок**

Номер выборки	Доля групп, для которых гипотеза не была отклонена, %
1	99,1
2	99,0
3	99,0
4	99,0
5	99,1
6	99,1
7	99,1
8	99,1
9	99,0
10	99,0

**Заключение**

В работе предложен принцип обработки результатов измерений оптоволоконного датчика, представляющих собой большой объём данных. Данный принцип основан на разделении на группы, имеющие оптимальное количество элементов. Критерием отбора является нормальное распределение элементов в каждой из групп. Это необходимо для обоснования использования среднего арифметического для нахождения результата измерений.

Для нахождения оптимального количества элементов в каждой группе была написана программа на Python. При помощи данной программы было выявлено, что при разбиении по 31 элементу первой выборки гипотеза о нормальном распределении у подавляющего количества групп не была отклонена. При проверке остальных выборок были получены аналогичные результаты, что подтверждает достоверность проведённого анализа данных.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-37-00018.

*Литература*

1. Матольгин А.К. Волоконно-оптические датчики. Принцип действия, конструкция, характеристики, применение / А.К. Матольгин, М.А. Кажмаганбетова, Г.М. Шевченко, К.И. Хан // Проблемы и перспективы развития России: молодежный взгляд в будущее: сб. науч. статей Всерос. науч. конф. – Курск: ЮЗГУ, 2018. – С. 66–69.
2. Стукач О.В. Обработка сигнала в распределённых оптоволоконных датчиках температуры на комбинационном рассеянии света: обзор новых результатов / О.В. Стукач, И.В. Сычёв // Радиотехника. – 2018. – № 3. – С. 86–92.
3. Лемешко Б.Ю. К вопросу статистического анализа больших данных // Вестник Том. гос. ун-та. Управление, вычислительная техника и информатика. – 2018. – № 44. – С. 40–49.
4. Stukach O.V. Towards the distributed temperature sensor with potential characteristics of accuracy / O.V. Stukach, I.A. Ershov, I.V. Sychev // Actual problems of electronic instrument engineering (APEIE). – Novosibirsk: NSTU, 2018. – P. 268–271.
5. Лемешко Б.Ю. Критерии проверки отклонения распределения от нормального закона. – Новосибирск: НГТУ, 2014. – 192 с.
6. Пантюхин С.С. Процедура использования критерия t Уэлча в обработке результатов экспериментальных исследований // Современная система образования: теория и практика. – 2018. – С. 139–159.
7. Болдырев И.В. «Ящик с усамы» для анализа данных контроля точности // Контроль качества продукции. – 2014. – № 2. – С. 39–41.

**Ершов Иван Анатольевич**  
 Аспирант каф. защиты информации (ЗИ)  
 Новосибирского гос. технического ун-та (НГТУ)  
 ORCID 0000-0003-1524-6508  
 Эл. почта: zaragik@yandex.ru

Н.Д. Хатьков, Д.Н. Хатьков

## Фильтрация канальных шумов фотоприемника узкополосного сигнала в функциональных моделях XCOS приложения Scilab

Описываются результаты теоретического и практического исследования межканальной фильтрации узкополосного сигнала. Исследование проводится на многоканальных моделях приложения XCOS пакета Scilab. Анализ реального сигнала от многоканального фотоприемника осуществляется посредством подключения его сигнала в приложение XCOS с помощью микроконтроллера «Ардуино». Полученные результаты показывают возможность получения существенного выигрыша в фильтрации сигнала при небольшом числе каналов, равном 4 (до 50 раз отношения сигнал/шум).

**Ключевые слова:** межканальная фильтрация, микроконтроллер, фотоприемник, преобразование Фурье, анализатор, шум, узкополосный сигнал, Scilab.

Пределом повышения чувствительности любого приемника информационного сигнала является наличие шумов, которые превышают его уровень. Существует достаточно большое число разнообразных способов уменьшения его влияния [1]. В данном случае будет рассматриваться способ фильтрации шумов для непрерывного узкополосного сигнала с помощью введения дополнительных каналов его прохождения и обработки в реальном времени. При этом предполагается только частотное восстановление сигнала без шумов, без сохранения информации о значении его фазы.

### Функциональная схема фильтрации

В основе метода фильтрации предлагается использовать аддитивную модель обработки сигнала с шумом (рис. 1), которая не предполагает учета фазы полезного сигнала в отличие от аналогичных работ [2]. Необходимо также оценить относительное быстродействие этого метода фильтрации, имеющего средства накопления сигнала во времени и динамику формирования результирующего спектра сигнала.

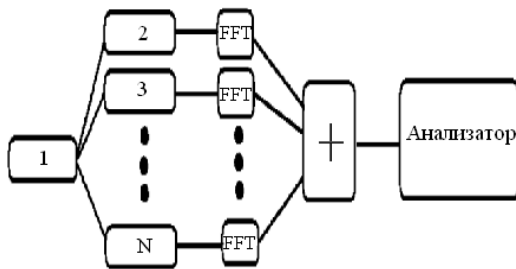


Рис. 1. Функциональная схема фильтрации межканальных шумов для узкополосного сигнала

Функциональная схема, использующая аддитивный метод фильтрации, представлена на рис. 1. В ней присутствуют  $N$  канальных усилителей сигнала и модулей быстрого преобразования Фурье, на выходе каждого из которых формируется общий энергетический спектр сигнала с канальным шумом. В дальнейшем набор энергетических спектров суммируется по спектральным составляющим при прохождении сумматора и поступает на вход анализатора спектра. В результате когерентного сложения энергетических спектров узкополосного сигнала по

сравнению с шумовой составляющей канала его величина должна быть больше соответствующей спектральной составляющей шума. Это позволяет анализатору выделить частоту и мощность узкополосного сигнала. В дальнейшем предполагается, что на основе этой информации в частотном синтезаторе будет формироваться чистый узкополосный сигнал без шума и передаваться дальше его потребителю. Эта часть не рассматривается в данной работе. Подобная функциональная схема не предполагает учета фазы сигнала, поскольку работает с энергетическим спектром.

### Моделирование в программной среде XCOS

Для решения задачи фильтрации узкополосного сигнала на функциональном уровне был использован программный продукт XCOS, являющийся приложением пакета Scilab. Для XCOS были разработаны модули буферизации сигнала и быстрого преобразования Фурье, как это было реализовано в [3], которые отсутствуют в стандартной библиотеке XCOS. На рис. 2 представлена модель функциональной схемы фильтрации шумов сигнала меандра.

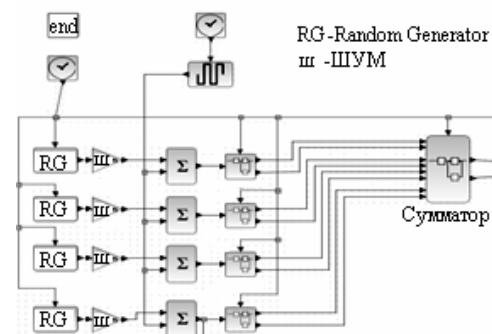


Рис. 2. Модель функциональной схемы фильтрации канальных шумов сигнала меандра в XCOS

Здесь имитация канального шума и получение энергетического спектра происходит в 4 отдельных каналах, поступающих на вход сумматора энергетических спектров. Итоговый энергетический спектр поступает на вход анализатора, функциональная схема которого представлена на рис. 3. Анализатор не определяет частоту входного сигнала. Предполагается, что при заданном пороге 0,7 всегда присут-

ствует одна главная спектральная составляющая меандра.

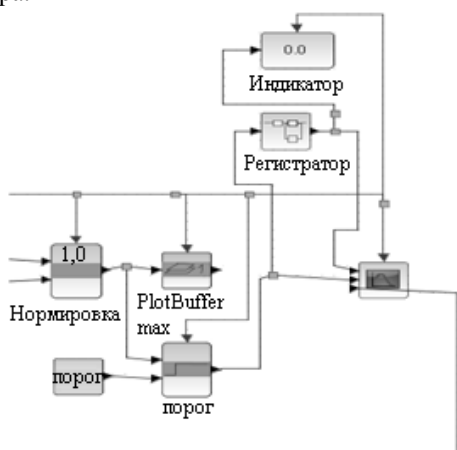


Рис. 3. Функциональная схема анализатора суммарного энергетического спектра в XCOS

Поэтому если провести условную линию, параллельную частотной оси, и подсчитать ее число пересечений с контуром спектральной составляющей, то при отсутствии шумов это число будет равно двум. В связи с тем, что отсчеты времени непрерывно возрастают в динамической системе, то для надежной оценки числа пересечений можно проводить усреднение от измерения к измерению. Если в каждом измерении результат суммировать с предыдущим измерением, то на выходе получим линейно возрастающую прямую, зависящую от времени. При этом отношение текущего полученного значения к текущему отсчету времени даст усредненный результат. На индикаторе анализатора, чтобы исключить усложнение его функциональной схемы, устанавливаются показания интегральной оценки числа пересечений, которая пропорциональна средней. Текущие результаты измерения отображаются на индикаторе и в виде графической зависимости, как показано на рис. 4.

На этом рисунке видно присутствие прямоугольной части временной зависимости в начале координат. Это обусловлено необходимостью учета переходного процесса, когда сигнал в приемный канал еще не вошел и в нем наблюдаются шумы. В данном случае на отсчете 20 происходит сброс счетчика и измерения проводятся в стационарном режиме работы устройства.

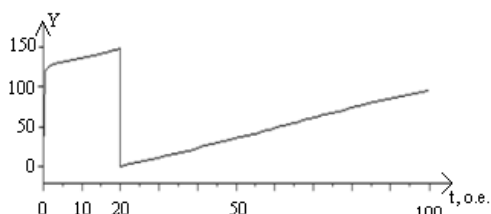


Рис. 4. Пример результатов накопления счетчика анализатора числа пересечений ( $Y$ ) по устанавливаемому порогу во времени ( $t$ )

При моделировании использовались функциональные схемы с разным числом каналов для оценки

влияния  $N$  на эффективность фильтрации для сигнала с числом отсчетов 2048. На рис. 5 показаны характерные зависимости показания индикатора анализатора от коэффициента шума для разных каналов.

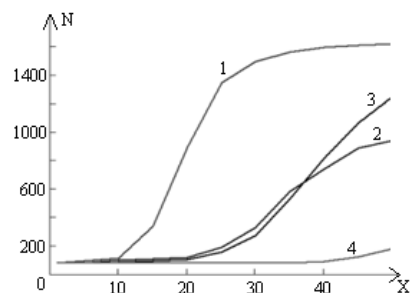


Рис. 5. Показания анализатора при моделировании для каналов 1–4 приемника сигналов ( $N$ ). Зависимость от коэффициента шума ( $X$ ) в каналах: верхняя – один канал; нижняя – четыре канала

Видно, что функциональная схема с одним каналом не работает, когда коэффициент шума составляет 10 раз, а схема с четырьмя каналами может успешно работать при коэффициенте шума до 40 раз. Число каналов, которое необходимо для успешной фильтрации, увеличивать до бесконечности нельзя из-за ограничения стоимости их изготовления. Приемлемым числом каналов в данном случае является число  $N = 2$  и число  $N = 4$ . Видимо, в том числе и поэтому при использовании подобной схемы фильтрации чаще всего в литературе встречаются схемы с числом каналов, равным двум, хотя наилучшими показателями обладает схема с четырьмя каналами.

#### Практическое использование моделей среды XCOS

Представляет определенный интерес практическая работа устройства. Программа XCOS позволяет это реализовать на основе использования микроконтроллера «Ардуино», как показано на рис. 6.

Использованный усилитель не обеспечивал достаточный уровень канальных шумов, его уровень составлял лишь 20% от максимального значения 10-разрядного АЦП. Уровень полезного сигнала трехканального фотоприемника также был неравномерным, исходя из схемы его освещения, представленной на рис. 7.

Тем не менее это позволило снять необходимые зависимости. Уровень отношения сигнал/шум задавался изменением расстояния между источником сигнала и фотоприемниками. В результате итоговая зависимость была получена для разного числа используемых фотоприемных каналов (рис. 8). На зависимости хорошо видна разница между числом каналов при приеме оптического сигнала, как на ближних расстояниях в пределах 180 мм, так и на более далеких. На ближнем расстоянии хорошо работает трехканальная модель фильтрации сигнала, а на дальних – двухканальная.

#### Заключение

Таким образом, в работе представлены и проверены на практике модели межканальной аддитивной обработки узкополосных сигналов многоканальных



фотоприемников в программной среде, обеспечивающей многократные измерения полезного сигнала во времени. Осуществлен сравнительный анализ разработанных аддитивных моделей фильтрации канальных шумов. Показано, что модели обладают

необходимыми свойствами фильтрации канальных шумов, что позволяет в четырехканальной модели теоретически осуществить выделение узкополосного сигнала вплоть до отношения сигнал/шум, равного 50.

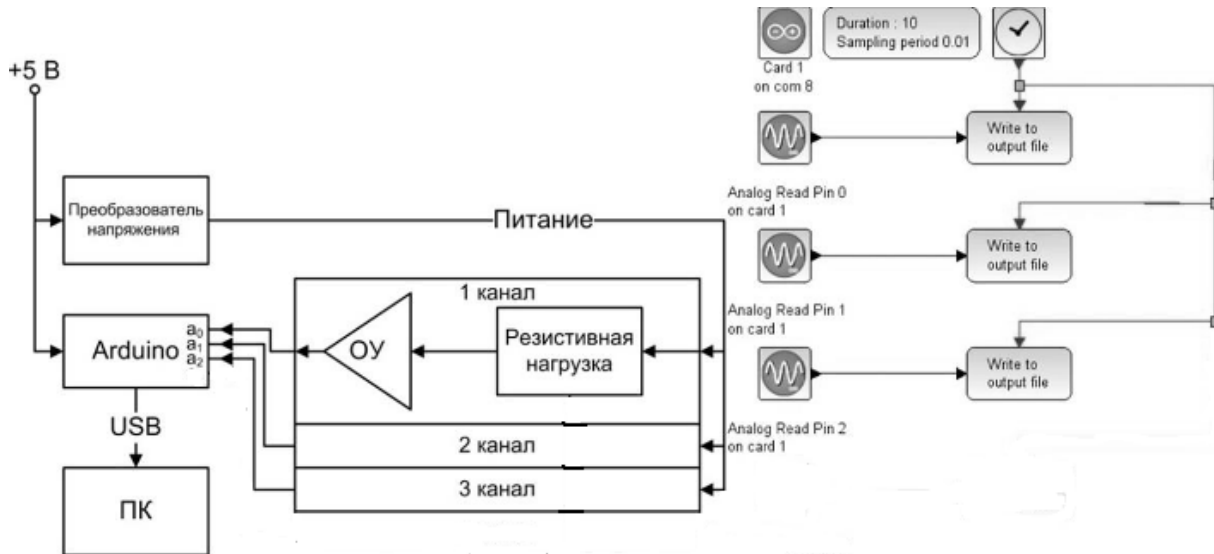


Рис. 6. Схема подключения микроконтроллера с тремя фотосопротивлениями к компьютеру с программой XCOS

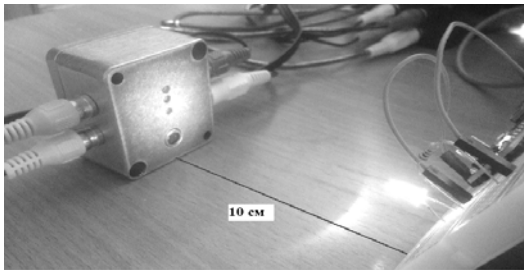


Рис. 7. Схема освещения источником оптического сигнала трехканального фотоприемника

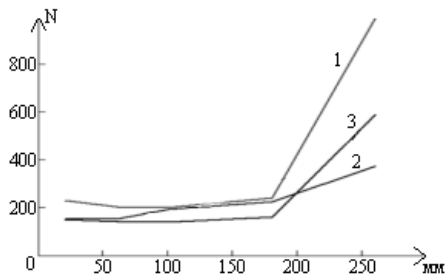


Рис. 8. Зависимость показаний анализатора от расстояния фотоприемников до источника оптического сигнала

#### Литература

1. Воробьев С.Н. Цифровая обработка сигналов.: – М., 2013. – 320с.
2. Каламбет Ю., Мальцев С., Козьмин Ю. Фильтрация шумов: окончательное решение проблемы // Аналитика. – 2011. – № 1. – Р. 50–55
3. Покровский М.Ю., Хатьков Н.Д. Методические рекомендации по буферизации сигнала при математическом моделировании XCOS системы SCILAB / Междунар. науч.-метод. конф. «Современное образование: повышение профессиональной компетентности преподавателей вуза – гарантия обеспечения качества образования». – Томск, 1–2 февраля 2018 г., ТУСУР. – С. 301–303.

#### Хатьков Николай Данилович

Доцент каф. сверхвысоких частот и квантовой радиотехники ТУСУРа  
Эл. почта: sydney@t-sk.ru

#### Хатьков Денис Николаевич

Вед. инж. лабо. физической мезомеханики и неразрушающих методов контроля, ИФПМ СО РАН  
Эл. почта: xatek@yandex.ru

УДК 62-1-9

**В.О. Касьянов, Н.О. Студенков, С.П. Шкарупо**

## Разработка аппарата припайки источника питания к светодиодной лампе

Предложена конструкция аппарата для осуществления припайки источника питания к светодиодной лампе.

**Ключевые слова:** автоматика, светодиодная лампа, драйвер, пайка.

**Разработка аппарата припайки источника питания к светодиодной лампе**

В мире существует необходимость в роботизированных устройствах, позволяющих автоматизировать процесс производства. Данные устройства позволяют экономить ресурсы предприятия, выполнить сложную и тонкую работу, а также сократить время производства изделия. Одним из таких изделий является светодиодная лампа. Существует необходимость в точной и качественной припайке драйверов к светодиодной лампе.

Решением данной проблемы является разработка аппарата автоматической припайки источников питания к светодиодной лампе. Благодаря своим возможностям данное устройство высоко ценится на рынке, однако аналоги данного станка найти практически невозможно.

Целью данной работы является создание опытного образца устройства для автоматизации пайки источников питания светодиодных ламп, а также описание работы данной установки.

**Структура светодиодной лампы**

Светодиодные лампы предназначены для замены устаревших типов ламп, таких как лампы накаливания (рис. 1). Благодаря использованию светодиодов в качестве источника света, светодиодные лампы признаны наиболее энергоэффективными и безопасными. Востребованы во всех сферах освещения: бытовом, производственном, уличном, аварийном.



Рис. 1. Структура светодиодной лампы

Источник питания, или драйвер, – неотъемлемая часть любого светодиодного осветительного устройства. Грамотный выбор светодиода позволяет улучшить характеристики лампы, однако такие параметры, как срок службы, стабильность и колебания светового потока, определяются не светодиодами. За них отвечает драйвер, поэтому для него очень важно обеспечить хорошую стабилизацию по току и качественный монтаж драйвера на лампу [3, 5].

**Автоматическая пайка**

Пайка – процесс создания неразъемного соединения материалов, находящихся в твердом состоянии, путем введения расплавленного припоя к месту соприкосновения материалов при температуре ниже температуры плавления соединяемых материалов и

дальнейшего затвердевания расплава. Качество соединения зависит от таких процессов, как оплавление припоя, смачивание, растекание, растворение, диффузия и кристаллизация. Для обеспечения прочности соединения после пайки специально подбираются соединяемые материалы с близкими по значению температурными коэффициентами линейного расширения или используют высокопластичные припои, которые осуществляют ослабление возникающих в соединениях механических напряжений. В данном случае при монтаже элементов применяют оловянно-свинцовые припои типа ПОС-61 (61% – Sn и 39% – Pb).

Данные припои характеризуются низкой температурой начала плавления, малым временным интервалом плавления и последующей кристаллизацией, а также хорошим смачиванием и затеканием в зазор монтажных отверстий.

Что касается автоматической пайки, то её основным достоинством является полная автоматизация процесса монтажа электронных устройств, которая позволяет достичь высокой надежности и отличного качества паяных соединений.

В настоящее время уровни автоматизации процесса пайки классифицируются как низкий, средний, высокий. Они характеризуются количеством паяных соединений, получаемых одновременно за единицу времени – время, необходимое для осуществления одной пайки.

В разрабатываемом устройстве на пайку источника питания одной лампочки будет уходить от 7 до 10 с.

**Принцип работы устройства**

Механические движения осуществляются 7-шаговыми двигателями типа Nema 17. Двигатели выполняют основные функции аппарата, среди которых позиционирование LED-лампочки непосредственно перед пайкой, перемещение рабочих узлов механизма припайки вдоль осей, подача связующего вещества припоя и флюса. Управление двигателями происходит за счет ШИМ-сигнала, исходящего от микроконтроллера ATmega 2560 по предварительной настройке управляющей программы (рис. 2, 3).

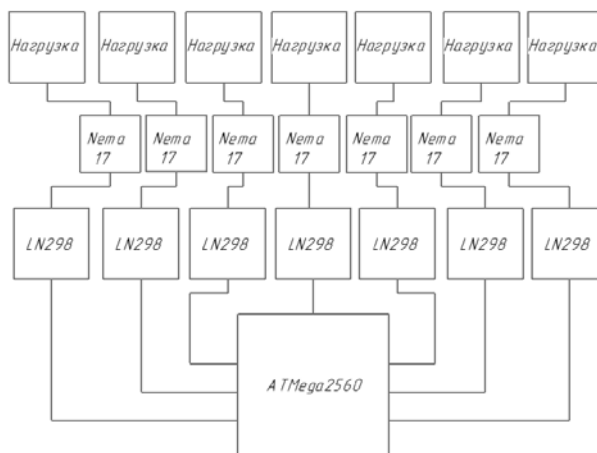


Рис. 2. Блок-схема подключения рабочих узлов к микроконтроллеру

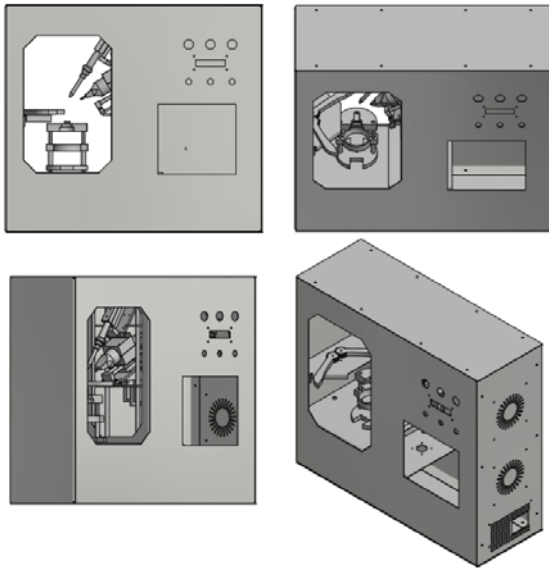


Рис. 3. 3D-модель разработанного устройства

Предлагаемая система даёт возможность настраивать и корректировать имеющиеся переменные, которые отвечают за функциональное выполнение предназначенных задач.

Данная конструкция представляет собой корпус, в котором располагаются механические и электрические узлы. Это в свою очередь делает аппарат более мобильным и компактным, что даёт возможность размещения аппарата в любом месте технологического процесса производства (рис. 4).



Рис. 4. Собранный прототип аппарата

Процесс выполнения работ в предлагаемом аппарате можно описать кратко, разделив всю работу на несколько этапов:

*I этап* – подготовка заготовки к пайке. Этот этап выполняется оператором. Источник питания, заранее установленный на лампочку, помещается в специальный разъем.

*II этап* – инициализация параметров, возвращение в начальную точку рабочих узлов, выставление рабочей высоты установки. Все манипуляции

происходят в автоматическом режиме, работа аппарата исходит от управляющей программы.

*III этап* – монтаж источника питания к светодиодной лампе. Выполняется независимо от оператора. Сперва происходит удаление лишних выводов пневматическими бокорезами. Необходимый сжатый воздух подается через 2 клапана, один из них запирающий, другой открывающий. Одновременно с этим происходит подача дозированного количества флюса к месту пайки. Далее идёт установка жала паяльника к месту пайки выводов лампочки к источнику питания. Вместе с этим идет автоматическая подача припоя. Данный этап выполняется дважды на одном изделии.

*IV этап* – проверка работоспособности лампы. Заключительный этап выполняется токовыми клещами, которые осуществляют контроль качества изготовленного изделия. Каждый этап работы отображается на установленном LCD-дисплее.

#### Особенности разработанного устройства

1. Низкая себестоимость и практически полное отсутствие аналогов на рынке.
2. Скорость пайки до 7–10 с.
3. Высокая стойкость к термальным, физическим воздействиям и воздействиям влаги.

#### Литература

1. Шустов М.А. Практическая схемотехника. Источники питания и стабилизаторы // Радиолюбитель. – 2002. – 150 с.
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. Что такое светодиодная лампа? [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://ledjournal.info/voprosotvet/chto-takoe-svetodiodka-lampa.html>
4. Туев В.И. Проектирование светодиодных и светотехнических устройств: учеб. пособие [Электронный ресурс]. – Томск: ТУСУР, 2018. – 55 с. – Режим доступа: <https://edu.tusur.ru/publications/7937>
5. Туев В. И. Технология сборки и монтажа мощных светоизлучающих изделий: учеб. пособие / В.И. Туев, А.А. Вилисов, В.С. Солдаткин. – Томск: ТУСУР, 2016. – 33 с. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://edu.tusur.ru/publications/5953>

#### Касьянов Владислав Олегович

Студент каф. РЭТЭМ ТУСУРа  
Эл. почта: k.vladislav0811@outlook.com

#### Студенков Никита Олегович

Студент каф. РЭТЭМ ТУСУРа  
Эл. почта: studenkoff.play@yandex.ru

#### Шкарупо Семен Петрович

Аспирант каф. РЭТЭМ ТУСУРа  
Эл. почта: xtronik@yandex.ru

Н.О. Студенков, С.П. Шкарупо, В.О. Касьянов

## Зарядная станция для электротранспорта переменного тока

Предложена конструкция зарядной станции для осуществления зарядки электротранспорта, позволяющая производить зарядку переменным током.

**Ключевые слова:** электротранспорт, зарядка, зарядная станция, блок питания.

Существует необходимость в сетях зарядных станций для электромобилей. Связано это с тем, что рынок электромобилей динамично развивается. В одной лишь Европе, по прогнозам Европейской комиссии, к 2020 г. общее количество единиц электротранспорта будет насчитывать несколько миллионов. Однако быстрому росту данных сетей препятствует неопределенность в стандартах, так как каждый производитель стремится использовать собственные зарядные разъемы и стандарты зарядки.

Данная необходимость возникла вследствие того, что запас традиционных источников энергии, таких как нефть, газ и уголь, неумолимо уменьшается. Это существенно сказывается на их ценах. Также данные источники энергии способствуют ухудшению экологии и возникновению парникового эффекта на планете. Поэтому имеет смысл переходить на электротранспорт.

Целью данной работы является разработка недорогой и максимально доступной зарядной станции с распространенным разъемом и возможностью медленной зарядки переменным током.

### Существующие стандарты

На данный момент наиболее распространены стандарты зарядки электромобилей:

1. J1772 – стандарт пятиштырькового разъема, наиболее универсальный, имеется почти в каждом электромобиле, предназначен для зарядки от сети переменного тока силой 32 А и под напряжением 220 В.

2. Mennekes Type 2 – общеевропейский стандарт разъемов, разработанный немецкой компанией Mennekes. Позволяет коммутировать силовые цепи мощностью до 43,5 кВт и силой тока до 63 А. Применяется как в однофазных, так и в трехфазных цепях.

3. CHAdeMO – японский стандарт быстрой зарядки аккумулятора электромобиля постоянным током через специальный разъем. Мощность зарядки составляет от 50 до 100 кВт, что позволяет заряжать батарею до 80% емкости за полчаса. Данный стандарт был разработан в 2010 г. Токийской энергетической компанией («TEPCO») при поддержке автоконцернов Nissan, Mitsubishi и Subaru. В дальнейшем к ним присоединилась и Toyota.

4. Combined Charging System – единый стандарт, который поддерживают восемь крупнейших европейских и американских производителей: Audi, BMW, Chrysler, Daimler, Ford, General Motors, Porsche, Volkswagen. Данный разъем позволяет осуществлять зарядку в любом из четырех предусмотренных международным стандартом IEC 62196-2

режимах: медленная зарядка от бытовой розетки, медленная зарядка от бытовой розетки через кабель со встроенным устройством защиты, медленная или быстрая зарядка через специальный разъем с функцией контроля заряда и защиты, быстрая зарядка от внешнего зарядного устройства [3].

В качестве разъема для разрабатываемой зарядной станции был выбран стандарт J1772. Он является наиболее доступным, универсальным и недорогим относительно других стандартов. Также ввиду своей надежности он хорошо зарекомендовал себя на рынке.

### Медленная зарядка

Существует несколько способов зарядки электротранспорта. Самым распространенным и доступным является зарядка от розетки. Зарядка электромобиля от розетки 220 В осуществляется при помощи подключения портативного зарядного устройства, которое подсоединяется к сети электропитания посредством обычной вилки, прилагается в комплекте с электромобилем и имеет небольшие габариты. Принцип работы заключается в следующем: переменный ток поставляется на бортовое зарядное устройство автомобиля, которое преобразует переменный ток в постоянный, позволяя заряжать аккумулятор электромобиля. Размер бортового зарядного устройства ограничен пространством внутри автомобиля, а также ценой автомобиля. Встроенный преобразователь часто бывает мал, а количество мощности, которое он может доставить на батарею, в среднем составляет 3–6 кВт. Обычные домашние розетки на 220 В выдерживают 16 ампер при постоянной нагрузке. Выходит 3,5 кВт. Этого достаточно для зарядки электромобиля за 10–12 ч. Но данный метод является одним из самых медленных и неэффективных [5].

Решением данной проблемы является создание зарядной станции с рабочим напряжением 220 В. Данное решение позволяет сократить время полной зарядки до 6–8 ч. Ниже представлена схема зарядной станции и принцип работы (рис. 1–3).

Питание зарядной станции осуществляется через бытовую розетку. Переменное напряжение поступает на датчик тока. Сигнал о необходимом напряжении и мощности поступает к блоку управления, который в свою очередь осуществляет управление светодиодной индикацией. Необходимая информация передается на сервер через блок связи. Коммутация внешней силовой цепи осуществляется через реле.

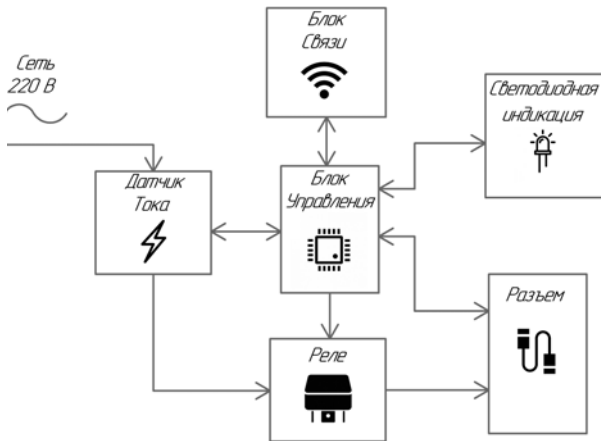


Рис. 1. Структурная схема предложенной зарядной станции



Рис. 2. 3D-модель разработанной зарядной станции



Рис. 3. Полностью собранная и рабочая зарядная станция

Светодиодная индикация отображает состояние зарядной станции. Существует три состояния, в зависимости от которых происходит изменение цвета светодиодов:

1. Фиолетовый цвет – станция работает, можно производить зарядку, но отсутствует связь с сервером.
2. Синий цвет – станция работает, можно производить зарядку, связь с сервером установлена.

3. Зеленый цвет – станция работает, осуществляется зарядка.

#### Характеристики зарядной станции

Разрабатываемая зарядная станция имеет следующие возможности (таблица):

1. Штекер стандарта J1772, также предусмотрена возможность замены на европейский стандарт Mennekes Type 2.
2. Наличие GSM-модема для организации канала связи ЭЗС – сервер.
3. Возможность распространения Wi-fi сети.
4. Индикация режимов работы с помощью светодиодов.

#### Характеристики зарядной станции

Параметр	Значение
Мощность	До 7 кВт
Разъем	J1772 (Type 2)
Время полной зарядки	6–8 ч
Сетевое напряжение	Переменное, 220 В

#### Основные отличия разработанной станции

1. Низкая себестоимость в сравнении с аналогами.
2. Большой спектр возможностей, в том числе наличие связи с Интернетом и возможность раздачи Wi-Fi сети.
2. Наличие собственного сервера для осуществления технической поддержки и возможности ведения статистики зарядки.
3. Высокая стойкость к термальным воздействиям и воздействиям влаги.

#### Литература

1. Шустов М.А. Практическая схемотехника. Источники питания и стабилизаторы // Радиолюбитель. – 2002. – 150 с.
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. Стандарты зарядки электромобилей — проблемы электроразъемов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://avtonov.info/standarti-zarjadki-elektromobilei>
4. Гейтенко Е.Н. Источники вторичного электропитания. Схемотехника и расчет. – М.: СОЛОН-ПЕРСС, 2008. – 448 с.
5. Как зарядить электромобиль [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://e-va.pro/kak-zariadit-elektromobil-doma/>

#### Студенков Никита Олегович

Студент каф. РЭТЭМ ТУСУРа  
Эл. почта: studenkoff.play@yandex.ru

#### Шкарупо Семен Петрович

Аспирант каф. РЭТЭМ ТУСУРа  
Эл. почта: xtronik@yandex.ru

#### Касьянов Владислав Олегович

Студент каф. РЭТЭМ ТУСУРа  
Эл. почта: k.vladislav0811@outlook.com

УДК 621.383

А.А. Гуляева, И.В. Кулинич

## Гребенчатый оптический делитель на основе связанных линий

Представлен результат разработки математической модели оптического делителя, реализованный на основе гребенчатого волновода. Особенностью предложенного варианта является использование туннельного эффекта. Результаты исследования показали, что использование туннельного эффекта позволяет уменьшить потери на входе в два раза.

**Ключевые слова:** оптический волновод, оптический делитель, радиофотоника.

На стыке фотоники и традиционной электроники зародилась оптоэлектроника, которая является наиболее актуальным научно-техническим направлением. Это подтверждается ее постоянным развитием с выделением новых независимых направлений, одним из которых является радиофотоника, возникшая вследствие интеграции оптоэлектроники и сверхвысокочастотной радиоэлектроники. Объектами исследования радиофотоники являются полупроводниковые лазеры, фотодиоды, фототранзисторы, а также электрооптические модуляторы (ЭОМ), которые используются в аналоговых и цифровых системах коммуникации и волоконно-оптических датчиках [1, 2]. Изготовление ЭОМ на полупроводниковых подложках позволяет создавать системы на основе фотонных интегральных схем (ФИС), цифровых схем и схем, работающих в СВЧ-диапазоне. Такие системы качественно и количественно позволяют расширять функционал телекоммуникационной аппаратуры [3–5].

Из существующих типов ЭОМ наиболее подходящим для интегрального исполнения является амплитудный модулятор Маха–Цендера (рис. 1) [6, 7].

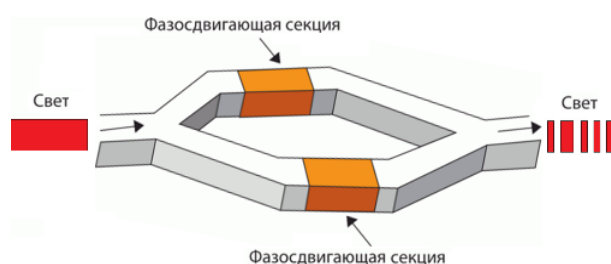


Рис. 1. Схема модулятора Маха–Цендера

В работе данного устройства важную роль играет оптический делитель.

Оптический делитель – это пассивное устройство, разделяющее поток энергии, передаваемый по оптоволокну. Речь идет о делителях с одним общим входом и двумя выходами. Известно 4 вида таких делителей: Y- и MMI-делители (рис. 2, а, б), деление света в которых осуществляется по законам геометрической оптики, делитель на фотонных кристаллах (см. рис. 2, в) и делитель на взаимосвязанных линиях (см. рис. 2, г), работа которого заключается в перекатке света из одного волновода в другой.

В ранее проведенных исследованиях [8] был спроектирован оптический делитель на подложке LiNbO<sub>3</sub>, с интегрированным элементом взаимосвя-

занных линий на туннельном эффекте. В результате в Y-делителе были уменьшены оптические потери в два раза.

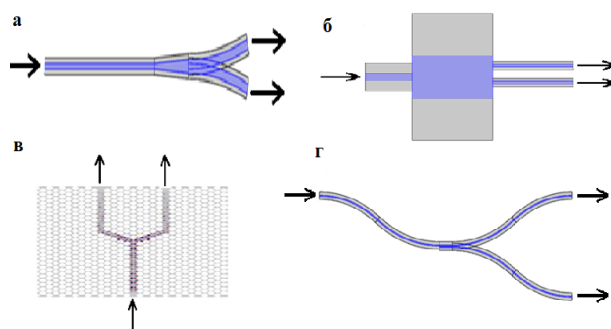


Рис. 2. Делители с одним входом и двумя выходами: а – Y-делитель; б – MMI-делитель; в – делитель на фотонных кристаллах; г – делитель на взаимосвязанных линиях

Для построения ФИС использование ЭОМ на основе LiNbO<sub>3</sub> не является целесообразным. Разработанные на сегодняшний день оптические делители в интегральном исполнении имеют большой коэффициент отражения на входе прибора, что делает актуальным разработку оптического делителя с коэффициентом отражения менее –20 дБ на полупроводниковой подложке. Поэтому целью данной работы являлось разработать модель оптического Y-делителя, с гребенчатым волноводом на подложке GaAs, с минимальными оптическими потерями и коэффициентом деления 50:50%.

Моделирование осуществлялось в среде Comsol Multiphysics. Для построения модели использовались следующие параметры:

- длина волны лазерного излучения – 1550 нм;
- показатель преломления волновода GaAs  $n_1$  – 2,72;
- показатель преломления оболочки  $n_2$  – 1;
- длина устройства – 150 мкм;
- ширина входного волновода – 6 мкм;
- ширина каналов делителя – 3 мкм;

На рис. 3 представлена модель Y-делителя с гребенчатым волноводом на подложке GaAs.

Потери на входном волноводе делителя  $P_1$  составили –17,5 дБ. Для того чтобы уменьшить оптические потери, был интегрирован элемент взаимосвязанных линий в геометрическую модель Y-делителя. Для достижения результата были введены следующие параметры (рис. 4):

- длина связи  $L = 65 \mu\text{m}$ .
- ширина зазора между волноводами  $z = 0,5 \mu\text{m}$ .
- показатель преломления зазора между волноводами  $n_3 = 2,7$ .

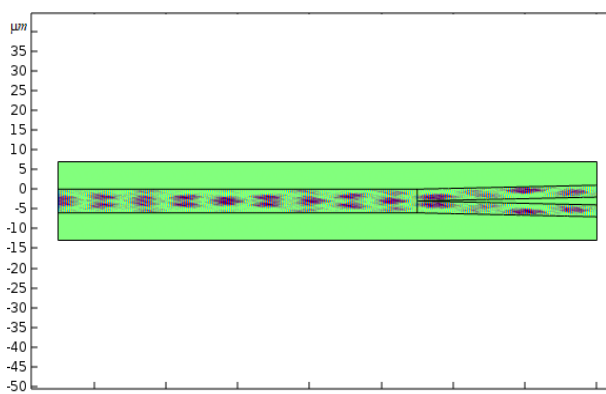


Рис. 3. Y-делитель с гребенчатым волноводом на подложке GaAs

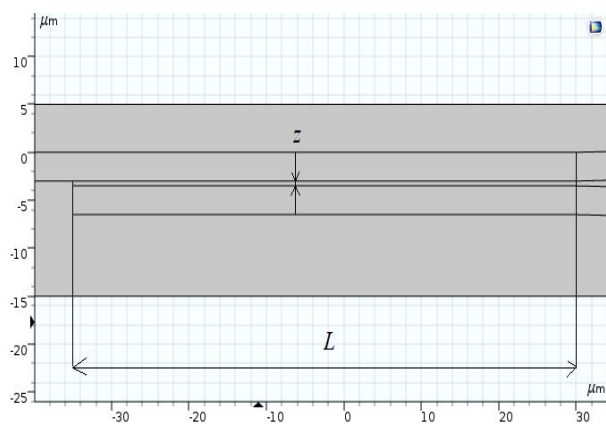


Рис. 4. Графическое представление геометрических параметров  $L$  и  $z$

Результаты моделирования Y-делителя с элементом взаимосвязанных линий представлены на рис. 5.

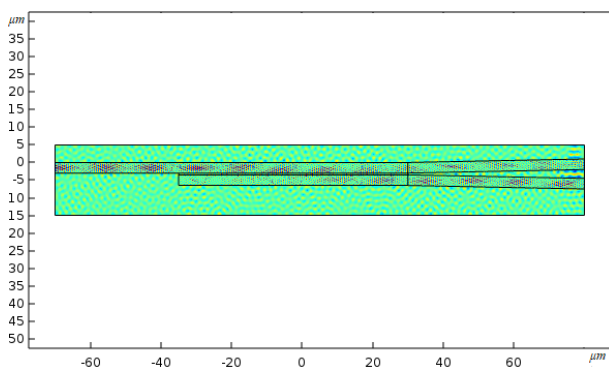


Рис. 5. Y-делитель с элементом взаимосвязанных линий на подложке GaAs

Оптические потери  $P_1$  на входном волноводе данной модели делителя составили  $-38$  дБ, а коэффициент деления 50:50 %.

В результате проведенных исследований была получена модель оптического делителя на основе гребенчатого волновода на полупроводниковой подложке. Использование туннельного эффекта при проектировании оптического делителя позволило снизить потери на входе с  $-17$  до  $-38$  дБ. Полученные результаты доказывают эффективность использования туннельного эффекта при проектировании элементов радиопотонного тракта.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках соглашения № 14.577.21.0281 от 23.10.17, уникальный идентификатор проекта RFMEFI57715X0281.

Исследования проводились на оборудовании ЦКП «Импульс» ТУСУРа.

#### Литература

1. Белкин М.Е. Потенциал применения фотоники и радиопотоники в радиосредствах СВЧ-диапазона / М.Е. Белкин, А.С. Сигов // Радиотехника и электроника. – 2009. – Т. 54, № 8. – С. 901–914.
2. Афанасьев В.М. Электрооптический модулятор о схеме интерферометра Маха–Цендера // Прикладная фотоника. – 2016. – Т. 3, № 4. – С. 341–369.
3. Никоноров Н.В., Шандаров С.М. Волноводная фотоника: учеб. пособие. – СПб ГУИТМО. 2008. – 142 с.
4. Желтиков А.М. Развитие технологии фотонно-кристаллических световодов в России: Обзоры // Российские нанотехнологии. – 2007. – Т. 2, № 1-2. – С. 70–78.
5. Розеншер Э. Оптоэлектроника / Э Розенштер, Б. Винтер. – М.: Техносфера, 2004. – 592 с.
6. Билевич Д.В. Построение геометрии области деления волны в интерферометре Маха–Цендера / Д.В. Билевич, И.В. Кулинич // Электронные средства и системы управления. – 2015. – № 1-1. – С. 86–88.
7. Арыков В.С. Основы элементной базы ВОЛС в СВЧ-электронике / В.С. Арыков, П.Е. Троян, И.В. Кулинич // Электронные средства и системы управления. – 2017. – № 1-2. – С. 242–244.
8. Гуляева А.А. Оптический Y-делитель в интегральном исполнении / А.А. Гуляева, И.В. Кулинич // Сб. избранных статей научной сессии ТУСУР. – 2019. – Т. 1, № 1-1. – С. 192–194.

**Гуляева Ангелина Алексеевна**  
Магистрант каф. ЭП ТУСУРа  
Эл. почта: gulyaeva.gelya@mail.ru

**Кулинич Иван Владимирович**  
М.н.с. ИОА СО РАН  
Эл. почта: kulinich@tusur.ru

Д.О. Ковалев, В.Г. Иванченко, А.С. Котков, А.О. Семкин

## Оценка срока службы некоторых голографических фотополимерных материалов

Приведены результаты исследования кинетики записи, селективности, пропускания и дифракционной эффективности двух фотополимерных материалов: Bayfol HX 200 и ГФПМ633.5 в сравнении с результатами, полученными годом ранее. Приведены оценки срока службы исследуемых фотополимеров.

**Ключевые слова:** голография, фотополимер, пропускание, угловая селективность, дифракционная эффективность.

В наше время активно ведутся исследования в области создания и применения 3D-голограмм и фотополимерных материалов. 3D-голограммы уже сейчас активно используются в медицине для проведения операций на сердце, в обучении и проведении различных презентаций, а также планируется применение в телевидении, мобильных устройствах и т.д. Фотополимерные материалы (ФПМ) также применяются в медицине как фотополимерные пломбы, в 3D-печати, так как они позволяют добиться высокого уровня детализации. Одним из актуальных на сегодняшний день применений ФПМ является создание голографических экранов для автомобильных навигаторов, таких как Garmin «Head-Up Display» и NAVION компании WAYRAY [1–4].

При производстве любых серийных изделий очень важно определить и контролировать срок их службы. В частности, для голографических экранов важно определить срок, в течение которого фотополимерные материалы не теряют своих свойств.

В данной работе проведены исследования процессов, протекающих в фотополимерных материалах при записи пропускающих голограмм. Целью данной работы является определение срока службы фотополимеров путем сравнения результатов исследования с полученными год назад [5, 6].

### Описание исследуемых фотополимерных материалов

В экспериментах использовались фотополимерные пленки двух типов: Bayfol HX 200, Covestro AG (Германия) и ГФПМ633.5, ООО «Полимерные голограммы – Новосибирск» (РФ) (таблица).

Параметры исследуемых материалов

Образец	Материал и толщина подложки	Материал и толщина защитной пленки	Толщина слоя фотополимера
Bayfol HX 200	Триацетат-целлюлоза 50±2 мкм	Полиэтилен 40±1 мкм	16±2 мкм
ГФПМ 633.5	Стекло 1±0,1 мм	Полиэтилентерефталат (лавсан) 50±2 мкм	45±5 мкм

### Методика исследования свойств и процессов фотополимерных материалов

Для исследования фотохимических процессов, происходящих в образцах фотополимеров при воздействии на них оптического излучения, и для ис-

следования угловой селективности записанных пропускающих голограмм использовалась экспериментальная установка (рис. 1).

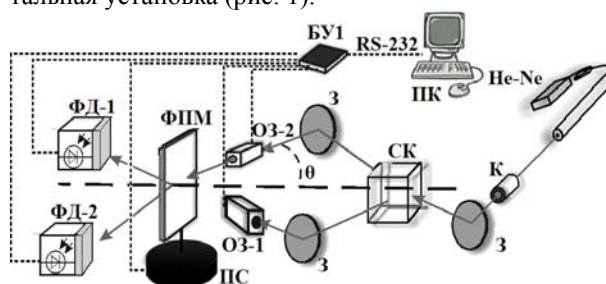


Рис. 1. Схема экспериментальной установки.

He-Ne – лазер (длина волны 633 нм, круговая поляризация); К – коллиimator; З – зеркало; СК – светоделительный кубик; ОЗ-1,2 – оптические затворы; ФПМ – экспериментальный образец; ПС – поворотный столик; ФД-1,2 – фотодиоды; БУ-1 – блок управления; ПК – персональный компьютер

Кинетика изменения коэффициента пропускания образцов  $T$  определялась в % как функция от времени воздействия излучения:

$$T = \frac{I_{ph}}{\max(I_{ph})} \cdot 100\%, \quad (1)$$

где  $I_{ph}$  – величина измеренного тока.

Исследование кинетики записи голограмм в образцах проводилось по классической двухпучковой схеме в режиме импульсной записи. В процессе записи на короткое время через равные промежутки времени перекрывался один из пучков, производились измерения фототока фотодиодов и затем запись продолжалась. Углы падения записывающих пучков составляли  $\pm 25^\circ$ . Суммарная мощность записывающего излучения составляла  $\sim 1$  мВт. Дифракционная эффективность (ДЭ) записанной голограммы определялась следующим образом:

$$\eta = \frac{I_d}{I_d + I_t} \cdot 100\%, \quad (2)$$

где  $\eta$  – дифракционная эффективность,  $I_d$ ,  $I_t$  – фототоки фотодиодов, на которые падают соответственно дифрагировавший и прошедший пучки.

Для определения угловой селективности записанных голограмм образец вращался на поворотном столике, интенсивность прошедшего и дифрагировавшего пучков измерялась фотоприемниками на основе фотодиодов.



Для определения угловой селективности голограмм определялась дифракционная эффективность (ДЭ) как функция от угла поворота образца  $\theta$  (отклонения от угла Брэгга):

$$\eta(\theta) = \frac{I_d(\theta)}{I_d(\theta) + I_t(\theta)} \cdot 100\%. \quad (3)$$

Эксперименты исследования кинетики записи и исследования угловой селективности повторялись по 3 раза каждый.

#### Исследование фотохимических процессов записи и угловой селективности пропускающих голограмм, записанных в ГФПМ633.5

Результаты экспериментов, проведенных по описанным выше методикам для образцов ГФПМ633.5 (см. таблицу) в виде средних арифметических значений, приведены на рис. 2–4.

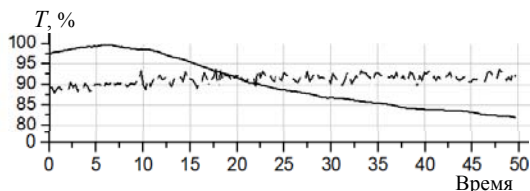


Рис. 2. Кинетика изменения пропускания материала ГФПМ633.5:  $\square$  – 2018 г.; ---- 2019 г.

Кинетика коэффициента пропускания (просветления) ФПМ определяется способностью красителя эффективно поглощать формирующее излучение. Поскольку красители чаще всего являются химически активными веществами, с течением времени они реагируют с окружающими их веществами и теряют свою чувствительность к свету. Из графика на рис. 2 видно, что кривая кинетики коэффициента пропускания для ФПМ 2018 г. имеет выраженный максимум при 5-секундной продолжительности воздействия. За это время большая часть света была поглощена. Для ФПМ 2019 г. характерно слабое возрастание коэффициента пропускания на протяжении всего эксперимента. Это говорит о том, что за год краситель стал гораздо менее чувствителен к свету.

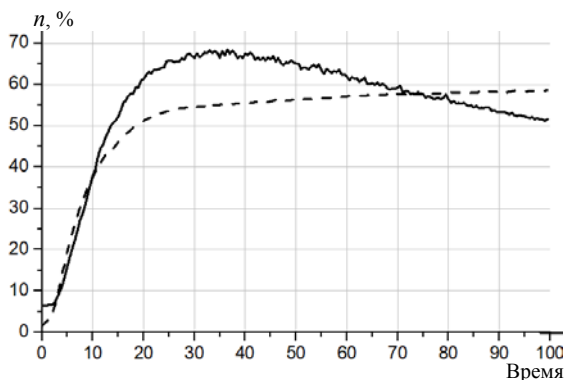


Рис. 3. Кинетика записи пропускающих голограмм материала ГФПМ633.5:  $\square$  – 2018 г.; ---- 2019 г.

Из графиков на рис. 3, 4 видно, что ФПМ 2019 г. характеризуется снижением дифракционной эффективности на 25–0%, в сравнении с ФПМ 2018 г. Снижение дифракционной эффективности и увели-

чение времени записи голограммы очевидно объясняется снижением реакционной способности фотоиницирующей системы ФПМ (см. рис. 2).

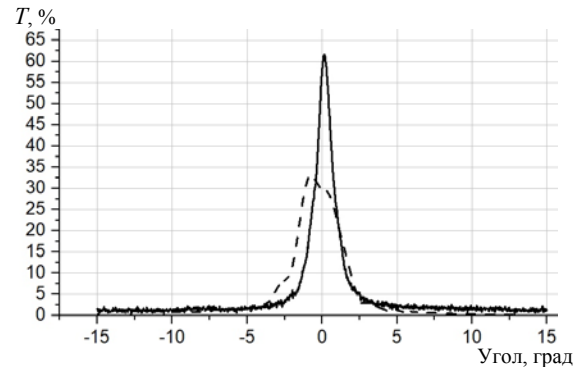


Рис. 4. Угловая селективность пропускающих голограмм, записанных в ГФПМ633.5:  $\square$  – 2018 г.; ---- 2019 г.

Угловая селективность кроме прочего зависит от пространственной частоты голограммы и ее толщины. Пространственная частота определяется геометрией записи и длиной волны формирующего излучения – параметров, которые были повторены в экспериментах 2019 г. Таким образом, снижение селективности голограмм можно объяснить уменьшением толщины пленки. Это явление может быть обусловлено усадкой материала вследствие частичной полимеризации, частично прореагировавшим красителем и общим снижением химической активности компонент материала вследствие их «старения».

#### Исследование фотохимических процессов записи и угловой селективности пропускающих голограмм, записанных в Bayfol HX 200

Результаты экспериментов по методикам, описанным выше для образцов Bayfol HX 200 (см. табл.) в виде средних арифметических значений, приведены на рис. 5–7.

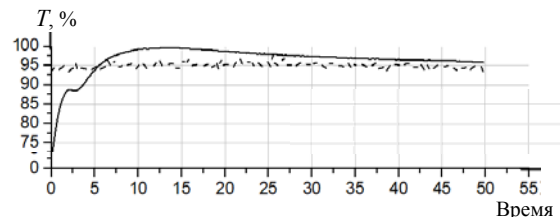


Рис. 5. Кинетика изменения пропускания материала Bayfol HX 200:  $\square$  – 2018 г.; ---- 2019 г.

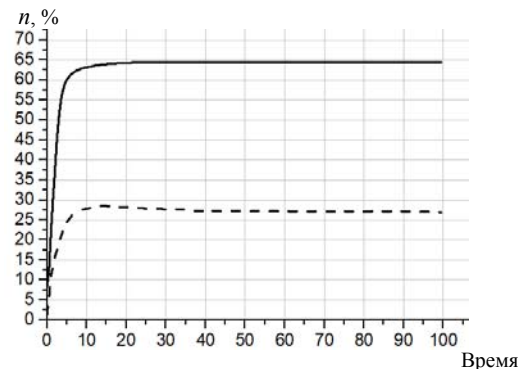


Рис. 6. Кинетика записи пропускающих голограмм материала Bayfol HX 200:  $\square$  – 2018 г.; ---- 2019 г.

Дифракционная эффективность материала Baufol NX 200 упала на 37% от данных, полученных год назад на новых ФПМ, и стала меньше 50%, что говорит о необходимости записи голограмм в образцах данного материала в первые месяцы после изготовления.

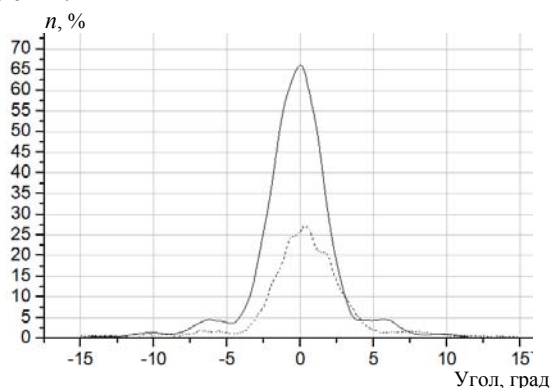


Рис. 7. Угловая селективность пропускающих голограмм, записанных в Baufol NX 200: □ – 2018 г.; ---- – 2019 г.

Данные на рис. 5–7 показывают, что для образцов Baufol NX 200 характерны аналогичные процессы старения материала. Однако ухудшение характеристик для данного материала более выражено (снижение дифракционной эффективности на 35–40%). Это говорит о возможно более высокой химической активности входящих в него компонент и о менее стабильной композиции, которая, с одной стороны, обеспечивает более быструю запись и более высокую эффективность голограмм, а с другой стороны, меньший срок службы фотополимерной композиции.

### Заключение

В работе представлены результаты исследования кинетик изменения коэффициента пропускания фотополимерных материалов и записи в них пропускающих голограмм, а также угловой селективности записанных пропускающих голограмм. Проведенное сравнение полученных зависимостей с результатами прошлого года [5, 6] показывает ухудшение характеристик, исследуемых ФПМ с течением времени. При этом материал ГФПМ633.5 показал лучшие результаты в сравнении с Baufol NX 200 (падение дифракционной эффективности на 25–30% против 35–40% для немецкого материала). Таким образом, полученные результаты позволяют говорить о необходимости использования фотополимер-

ных материалов по назначению в первые полгода после их изготовления. Совокупность полученных в данной работе зависимостей вместе с результатами [5, 6] позволяет рекомендовать к использованию Baufol NX 200 в связи с его высокими технологическими характеристиками и с учетом указанных рекомендаций по сроку службы.

### Литература

1. Holographic display [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://robo-hunter.com/news/8-primenenii-3d-gologrammi-uje-seichas>
2. Голографические экраны Sax3D [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://vsg-prazdnik.ru/wow/sax3d.html>
3. Автомобильная навигация при помощи HUD [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://navi-blog.ru/avtomobilnaya-navigatsiya-pri-pomoshhi-hud-display-dlya-prosmotra-bez-povorota-golovyi/>
4. BaufolNX 200 – Films – Covestro [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.films.covestro.com/Handler/GenericForceDownload.ashx?itemID=A8A5708285E54390978C1056FD376B1B&lang=en>
5. Иванченко В.Г. Исследование фотохимических процессов записи пропускающих голограмм в различных фотополимерах / В.Г. Иванченко, А.С. Котков, Д.О. Ковалев и др. // Сб. избранных статей научной сессии ТУСУР по матер. междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. – 2018. – Ч. 2. – С. 222–224.
6. Ботвинский А.А. Селективные свойства пропускающих голограмм, записанных в различных фотополимерах / А.А. Ботвинский, Д.С. Растрюгин, К.В. Волченко, А.О. Семкин // Сб. избранных статей научной сессии ТУСУР по матер. междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. – 2018. – Ч. 2. – С. 225–227.

#### Ковалев Дмитрий Олегович

Студент каф. СВЧиКР ТУСУРа  
Эл. почта: [dmitriy-kovalev-98@mail.ru](mailto:dmitriy-kovalev-98@mail.ru)

#### Иванченко Владислав Геннадьевич

Студент каф. СВЧиКР ТУСУРа

#### Котков Александр Сергеевич

Студент каф. СВЧиКР ТУСУРа

#### Семкин Артем Олегович

Канд. физ.-мат. наук, доцент, каф. СВЧиКР ТУСУРа  
Эл. почта: [a.o.semkin@gmail.com](mailto:a.o.semkin@gmail.com)

## СОДЕРЖАНИЕ

## Секция 2

## РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

*Председатель секции – Тисленко Владимир Ильич, д-р техн. наук, профессор каф. РТС*

<b>В.С. Черный, А.Ю. Абраменко</b> Алгоритм временной синхронизации квадратурного фазоманипулированного сигнала (QPSK) .....	7
<b>А. Алхадж Хасан</b> Исследование искажающих методов снижения пикового фактора сигнала OFDM.....	9
<b>А.В. Христенко, А.С. Аникин</b> Характеристики обнаружения малоразмерного БПЛА в наземном стационарном фоновом радиолокаторе сантиметрового диапазона.....	13
<b>Д.А. Кондрашов, Е.В. Мищенко, Д.А. Покаместов, П.С. Сиренко</b> Исследование влияния кодовых книг на помехоустойчивость систем связи с SCMA .....	17
<b>М.Е. Ровкин</b> Разработка, исследование и испытание бортовой аппаратуры РЛС с синтезированной апертурой для дистанционного зондирования Земли L- и X-диапазонов .....	20
<b>С.М. Мухамадиев, Э.М. Дмитриев, Е.В. Рогожников, В.С. Милютин, К.В. Петровский</b> Обзор стандартов технологии PLC .....	26
<b>А.А. Охрименко, Я.В. Крюков, Д.А. Покаместов</b> Исследование влияния погрешности оценки канала передачи на расчет мощности при уплотнении пользовательских каналов методом PD-NOMA .....	28
<b>А.И. Дёмко, О.Ю. Семенов</b> Корреляционная обработка ультразвуковых сигналов в уровнеметрии .....	31
<b>К.А. Якименко</b> Алгоритм построения гибридных синтезаторов частот на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза .....	35
<b>А.В. Максимов, А.В. Тучин, А.К. Упит, Ю.А. Задираченко, А.Х. Юлдашева</b> Метод обнаружения предметов, меньших периодов интерферограмм .....	37
<b>И. Канатбекулы, Д.А. Покаместов, Д.А. Кондрашов, Е.В. Мищенко</b> Оценка характеристик и компенсация влияния канала передачи для систем связи с OFDM .....	38

## Секция 3

## НАНОЭЛЕКТРОНИКА СВЧ.

## ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ, АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ И СИСТЕМ

*Председатели секции – Бабак Леонид Иванович, профессор каф. КСУП, д-р техн. наук; Черкашин Михаил Владимирович, декан ФВС, доцент каф. КСУП, канд. техн. наук*

<b>А.А. Метель, И.М. Добуш, А.Е. Горяинов, Т.Н. Файль</b> Анализ схемных решений и разработка СВЧ-интегрального усилителя с распределённым усилением на основе 0,15 мкм GaAs-pHEMT-технологии .....	42
<b>К.В. Черкасов, С.А. Мешков, В.Д. Шашурин, Ю.А. Иванов</b> Программный комплекс для моделирования кинетики электрических характеристик резонансно-туннельных диодов под действием дестабилизирующих факторов.....	46
<b>А.А. Кулакова, Е.Б. Лукьяненко</b> Элементы памяти в цифровых интегральных схемах и их применение.....	50
<b>А.С. Коряковцев, А.А. Коколов, Д.А. Конкин, Ф.И. Шеерман, Ю.С. Жидик</b> Разработка и экспериментальное исследование интегрального оптического приемника на основе 0,25 мкм SiGe-БиКМОП-технологии для линий передачи со скоростью 25 Гб/с .....	53
<b>Н.В. Голенева, Л.И. Бабак, П.В. Панасенко, А.В. Волосов, А.А. Коколов, М.В. Черкашин, Ф.И. Шеерман</b> Исследование влияния заземленного экрана и дополнительных диэлектрических слоев на СВЧ-характеристики микросхем с 3D-интеграцией.....	56

<b>А.А. Коколов, А.В. Помазанов, Ф.И. Шеерман, Е.А. Шутов, Л.И. Бабак, И.В. Кулинич</b> Двойной балансный активный субгармонический смеситель К-диапазона на основе 0,25 мкм SiGe-БиКМОП-технологии.....	60
<b>Е.А. Шутов, Ф.И. Шеерман, Л.И. Бабак, А.А. Коколов</b> Экспериментальное исследование цифрового перестраиваемого аттенуатора диапазона частот 8–12 ГГц на основе 0,13 мкм КМОП-технологии .....	65

**Секция 4****НАНОТЕХНОЛОГИИ В ЭЛЕКТРОНИКЕ***Председатель секции – Троян Павел Ефимович, д-р техн. наук, профессор, зав. каф. ФЭ*

<b>А.А. Попов, Д.В. Билевич, А.С. Сальников, А.А. Калентьев</b> Влияние подзатворного заглупления на пробивные характеристики полевого транзистора с затвором Шоттки .....	69
<b>Д.В. Билевич, А.А. Попов, А.С. Сальников, А.А. Калентьев</b> Влияние технологических параметров на параметры модели пассивных элементов .....	72
<b>Д.В. Билевич, А.А. Попов, А.С. Сальников, А.А. Калентьев</b> Влияние длины затвора на параметры малосигнальной модели и на частотные характеристики транзистора .....	74
<b>А.Н. Шалев, Ю.С. Жидик, А.В. Харкавый, Е.В. Жидик</b> Влияние парциального давления кислорода при напылении пленок ИТО методом реактивного магнетронного распыления на их электрические свойства .....	77
<b>М.М. Михайлов, С.А. Юрьев, И.С. Вашенков, А.С. Бахтаулова</b> Прогнозирование оптической деградации кремнийорганического лака, модифицированного наночастицами SiO <sub>2</sub> .....	79
<b>А.А. Чистоедова, Ю.С. Жидик</b> Наноразмерные пленки ИТО для химических сенсоров .....	82
<b>К.В. Короткова, С.В. Смирнов</b> Плазмонный резонанс в «тепловых зеркалах» на основе тонкопленочной системы Ti-Au .....	86

**Секция 5****АНТЕННЫ И МИКРОВОЛНОВЫЕ УСТРОЙСТВА***Председатели секции – Гошин Геннадий Георгиевич, профессор каф. СВЧиКР,  
д-р физ.-мат. наук; Сычев Александр Николаевич, профессор каф. КСУП, д-р техн. наук*

<b>Б.А. Беляев, С.А. Ходенков, Т.И. Чурикова</b> Микрополосковый сверхширокополосный фильтр.....	88
<b>В.В. Фисанов</b> Обобщённая формулировка условий излучения.....	91
<b>Е.В. Матвиевский, А.С. Запасной, А.С. Мироньчев, В.П. Беличенко</b> Исследования возможностей макета ближнепольного интерференционного микроскопа на основе явления нарушенного полного внутреннего отражения.....	94
<b>Р.К. Собянин, Г.Г. Гошин</b> Моделирование в среде ADS усилителей мощности СВЧ-диапазона класса F по технологии GaN-HEMT.....	98
<b>К.К. Жаров, А.Н. Сычев</b> Моделирование транснаправленного ответвителя на связанных линиях с многослойным диэлектрическим заполнением.....	101

**Секция 6****ПРИБОРЫ И МЕТОДЫ КОНТРОЛЯ***Председатели секции – Лоцилов Антон Геннадьевич, проректор по НРиИ,  
зав. каф. КУДР, начальник СКБ «Смена», канд. техн. наук;  
Филатов Александр Владимирович, профессор каф. ТОР, д-р техн. наук*

<b>С.Г. Еханин, А.А. Томашевич, Н.К. Афанасьев</b> Исследование нестабильности электрических характеристик flip-chip-светодиодов .....	105
<b>В.А. Фаерман</b> Математическое обеспечение и реализация в Matlab коррелятора реального времени.....	108

<b>М.С. Южаков, А.В. Бадьин, Д.А. Пидотова, Д.И. Фильченко</b> Разработка и применение «УСКД-365П» для создания системы сбора, передачи и хранения климатических данных .....	111
<b>О.В. Калашникова</b> Разработка системы многофункциональных устройств автоматизированного управления помещениями	115
<b>Г.А. Малютин</b> Экспериментальные характеристики расщепленных полосковых линий .....	118
<b>С.Г. Еханин, Ю.Э. Орлова, Д.Ю. Попов</b> Исследование взаимного влияния запутанных электронных состояний в ионных ловушках кристаллов NaCl .....	121
<b>Д.П. Аргунов, Б.В. Ширяев, А.В. Безрук</b> Установка измерения импульсных ВАХ полевых транзисторов .....	124
<b>М.О. Коноваленко</b> Волноводный неравновесный делитель для микрополосковой антенной решётки .....	127
<b>О.Г. Рекутов</b> Программно-аппаратный комплекс предварительной диагностики силовых модулей контрольно-испытательной аппаратуры систем электропитания спутников .....	131

### Секция 7

#### НЕЛИНЕЙНАЯ ОПТИКА

*Председатель секции – Шандаров Станислав Михайлович, д-р физ.-мат. наук, профессор, зав. каф. ЭП*

<b>А.Д. Безпальный, В.И. Быков, А.Е. Мандель</b> Воздействие лазерного излучения на изменения показателя преломления в кристалле ниобата лития при формировании канальных волноводных структур .....	134
<b>А.А. Ботвинский, Д.С. Растрьгин, А.О. Семкин</b> Определение предельной угловой расходимости формирующего пучка при записи отражательной голограммы по схеме Денисюка .....	136
<b>К.В. Заичко, С.Н. Шарангович, Д.В. Ивлеников, С.А. Ильвутиков</b> Возможность применения волоконно-оптических датчиков для контроля температуры в многослойной печатной плате .....	138

### Секция 8

#### ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

*Председатель секции – Семенов Валерий Дмитриевич, профессор, зам. зав. каф. ПрЭ по НР, канд. техн. наук*

<b>Н.П. Винтоняк, В.Д. Семенов, С.С. Тюнин, Д.А. Бородин, Ю.А. Шиняков</b> Резервированная цифровая система автоматического регулирования автономного энергопреобразующего комплекса с реконфигурируемой иерархической структурой .....	141
<b>А.А. Липатникова, С.Г. Кузнецов, А.В. Обходский, А.С. Попов</b> Диагностика и контроль состояния объектов цифровых подстанций с применением искусственной нейронной сети .....	144
<b>В.Г. Сугаков, Н.С. Варламов, Ю.С. Малышев</b> Трехканальное цифровое фазосмещающее устройство для трехфазных выпрямителей с несимметричным управлением .....	148
<b>В.О. Оскирко, А.П. Павлов, В.А. Семенов, А.Н. Захаров</b> Гибридный источник электропитания для дуальной магнетронной распылительной системы .....	151
<b>С.С. Тюнин, Д.Б. Бородин, Н.П. Винтоняк, В.Д. Семенов</b> Анализ возникновения паразитных колебаний в цепи силового преобразователя с активным квазирезонансным демпфером .....	155
<b>Д.Б. Бородин, С.С. Тюнин, Н.П. Винтоняк, И.Е. Гедзенко, В.Д. Семёнов</b> Выбор цепей коррекции по малосигнальной непрерывной модели преобразователя Вайнберга .....	158
<b>А.И. Зазыгин, Д.И. Зазыгин, И.Е. Гедзенко, Д.Б. Бородин, В.Д. Семенов</b> Частотные характеристики малосигнальной модели инвертирующего импульсного регулятора напряжения .....	164

<b>Д.И. Зазыгин, Д.Б. Бородин, В.А. Кабиров, В.Д. Семенов</b> Высоковольтный источник тока с промежуточным звеном повышенной частоты для заряда емкостных накопителей.....	168
<b>О.Г. Рекутов</b> Активный фильтр для сглаживания высокочастотных пульсаций имитатора батареи солнечной.....	170

**Секция 9****ПЛАЗМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА***Председатель секции – Окс Ефим Михайлович, зав. каф. физики, д-р техн. наук, профессор*

<b>А.А. Поддубнов, Чан Ван Ту, А.С. Климов</b> Особенности генерации пучковой плазмы для обработки полимеров в форвакуумной области давлений .....	173
<b>К.И. Карпов</b> Определение потенциала диэлектрической мишени при облучении электронным пучком в форвакууме.....	176
<b>Д.Б. Золотухин, К.П. Дэниелс, М. Кейдар</b> Повышение тяги и удельной тяги маломощного дугового двигателя за счет второй МПД-ступени.....	179
<b>Чан Ван Ту, А.С. Климов</b> Электронно-лучевой метод формирования градиентных металлокерамических материалов в форвакуумной области давлений .....	181
<b>И.Ю. Бакеев, А.В. Казаков, А.В. Медовник</b> Влияние перераспределяющего электрода на распределение эмиссионной плазмы в форвакуумном импульсном источнике электронов на основе дугового разряда .....	184
<b>А.В. Казаков, А.В. Медовник, Т.Э. Юлдашбаев</b> Исследование формирования и транспортировки импульсного широкоапертурного электронного пучка плазменным источником на основе дугового разряда в форвакуумном диапазоне давлений.....	187
<b>А.В. Казаков, А.В. Медовник, Т.Э. Юлдашбаев</b> Исследование влияния давления рабочего газа и геометрии экстрактора источника на фокусировку импульсного электронного пучка магнитным полем в форвакуумном диапазоне давлений.....	191
<b>Е.А. Гвозденко, А.А. Зенин</b> О влиянии диаметра выходного отверстия перфорированного электрода форвакуумного плазменного электронного источника на параметры пучка при работе на гелии .....	195

**Секция 10****ОПТОЭЛЕКТРОНИКА И ФОТОНИКА***Председатель секции – Задорин Анатолий Семёнович, профессор каф. РЗИ, д-р физ.-мат. наук*

<b>А.А. Аллаберганов, М.Ю. Катаев</b> Методика распознавания лиц с помощью криминалистической многофункциональной установки.....	198
<b>А.А. Аллаберганов, М.Ю. Катаев</b> Методика получения текстовой информации из изображений и ее анализ (многофункциональный исследовательский комплекс).....	200
<b>И.А. Ершов</b> Обработка результатов измерений оптоволоконного датчика .....	203
<b>Н.Д. Хатьков, Д.Н. Хатьков</b> Фильтрация канальных шумов фотоприемника узкополосного сигнала в функциональных моделях XCOS приложения Scilab.....	206
<b>В.О. Касьянов, Н.О. Студенков, С.П. Шкарупо</b> Разработка аппарата припайки источника питания к светодиодной лампе .....	208
<b>Н.О. Студенков, С.П. Шкарупо, В.О. Касьянов</b> Зарядная станция для электротранспорта переменного тока .....	211
<b>А.А. Гуляева, И.В. Кулинич</b> Гребенчатый оптический делитель на основе связанных линий.....	213
<b>Д.О. Ковалев, В.Г. Иванченко, А.С. Котков, А.О. Семкин</b> Оценка срока службы некоторых голографических фотополимерных материалов.....	215

*Научное издание*

**ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА  
И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ**

XV Международная научно-практическая конференция

**20–22 ноября 2019 г.**

Материалы докладов

**В двух частях**

**Часть 1**

**Electronic Devices and Control Systems**  
XV International Scientific-practical Conference  
November 20–22, 2019  
Part 1

Верстка В.М. Бочкаревой  
Корректор В.Г. Лихачева

---

Издательство «В-Спектр»  
Подписано к печати 25.11.2019.  
Формат 70×100<sup>1</sup>/<sub>16</sub>. Печать трафаретная.  
Печ. л. 13,9. Тираж 100 экз. Заказ 27.

---

Издано ТУСУР  
634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, к. 205, ГК. Тел. (382-2) 70-15-24.

Издательство «В-Спектр». ИНН 7017129340  
634055, Томск, пр. Академический, 13-24. [bvm@sibmail.com](mailto:bvm@sibmail.com)