

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

XVI Международная научно-практическая конференция

ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

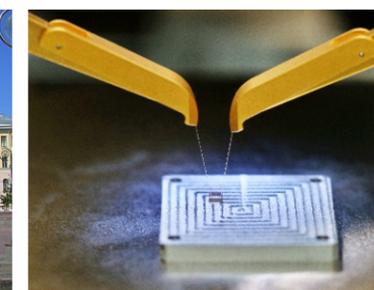
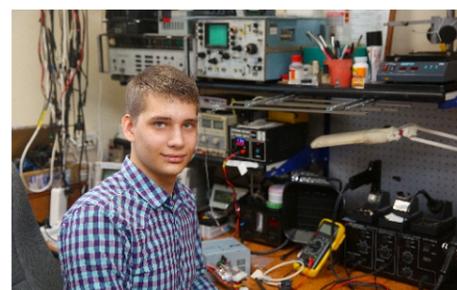
Материалы докладов

г. Томск

18–20 ноября 2020 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

XVI Международная научно-практическая конференция

18–20 ноября 2020 г.

Материалы докладов

В двух частях

Часть 1

В-Спектр
Томск – 2020

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

Э 45 **Электронные средства и системы управления:** материалы докладов XVI Международной научно-практической конференции (18–20 ноября 2020 г.): в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2020. – 342 с.

Electronic Devices and Control Systems: XVI International Scientific-practical Conference (November 18–20, 2020). – Part 1. – Tomsk: V-Spektr, 2020. – 342 p.

ISBN 978-5-91191-445-5

ISBN 978-5-91191-446-2 (Ч. 1)

ISBN 978-5-91191-447-7 (Ч. 2)

Сборник содержит материалы докладов, представленных на XVI Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления» (Томск, 18–20 ноября 2020 г.), по следующим направлениям: радиотехнические и телекоммуникационные системы; наноэлектроника СВЧ; интеллектуальные системы проектирования, автоматизация проектирования электронных устройств и систем; нанотехнологии в электронике; антенны и микроволновые устройства; приборы и методы контроля; нелинейная оптика; интеллектуальная силовая электроника и преобразовательная техника; плазменная электроника; системы и устройства микроволновой радиофотоники; 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; робототехника и мехатроника; проектирование и разработка веб-систем и мобильных приложений; 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 978-5-91191-445-5
ISBN 978-5-91191-446-2 (Ч. 1)

© ТУСУР, 2020

© Коллектив авторов, 2020

ГЕНЕРАЛЬНЫЙ СПОНСОР КОНФЕРЕНЦИИ – АО «ПКК МИЛАНДР»



АО «ПКК Миландр»
124498, г. Москва, Зеленоград,
Георгиевский проспект, д. 5

495 981 5433 Т
495 981 5436 Ф
www.milandr.ru

АО «ПКК Миландр» (г. Зеленоград) является одним из ведущих предприятий радиоэлектронного комплекса России. Основная специализация компании – реализация проектов в области разработки и производства изделий микроэлектроники (микроконтроллеры, микропроцессоры, микросхемы памяти, микросхемы приемопередатчиков, микросхемы преобразователей напряжения, радиочастотные схемы), универсальных электронных модулей и приборов промышленного и коммерческого назначения, разработки программного обеспечения для современных информационных систем и изделий микроэлектроники.

Отличительная особенность предприятия – это обеспечение создания интегральных микросхем и электронных модулей от процессов проектирования и производства инновационных продуктов, востребованных рынком, до постоянного технического сопровождения всех реализованных проектов.

В течение последних десяти лет «Миландром» выполнено более 220 опытно-конструкторских работ в интересах аппаратурных промышленных предприятий. Разработано и доведено до серийного выпуска 363 типоминимала интегральных микросхем.

Основными потребителями изделий под маркой «Миландр» являются российские приборостроительные предприятия – изготовители аппаратуры связи, радиотехнических систем, бортовых вычислителей и систем телеметрии.

«Миландр» имеет свои представительства в городах: Москва, Нижний Новгород, Воронеж, Екатеринбург и Солнечногорск.

Офисные и производственные помещения, занимаемые компанией, составляют свыше 7000 м².

В коллективе компании работают свыше 550 высококвалифицированных специалистов, включая 23 кандидата наук.

Система менеджмента качества предприятия соответствует требованиям ГОСТ ISO 9001–2011 и распространяется на разработку и производство интегральных микросхем; пьезоэлектрических приборов и электромеханических фильтров, металлокерамических корпусов интегральных микросхем, многокристальных модулей и микросборок, источников вторичного электропитания и радиоэлектронной аппаратуры.

Генеральный директор АО «ПКК Миландр» – Павлюк Михаил Ильич

ГЕНЕРАЛЬНЫЙ СПОНСОР КОНФЕРЕНЦИИ – КОМПАНИЯ «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

«Keysight Technologies» – мировой технологический лидер на рынке контрольно-измерительных решений для электронной, оборонной, аэрокосмической и телекоммуникационной промышленности. История компании началась под брендом «Hewlett-Packard». Первый измерительный прибор под этой маркой был выпущен более 80 лет назад. В 1999 г. произошло стратегическое разделение компании «Hewlett-Packard» на HP и Agilent Technologies, а в 2014 г. из Agilent Technologies была выделена в самостоятельный бизнес Keysight Technologies, сосредоточившаяся на оборудовании для измерения электрических сигналов.

2020 г. открыл девятое десятилетие истории компании «Keysight Technologies» с момента основания в 1939 г. Б. Хьюлеттом и Д. Паккардом направления электронных измерений. Более 50 лет непрерывного сотрудничества и инноваций связывают компанию с Россией, в которой она продолжает успешно работать 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, отрасли Интернета вещей, кибербезопасности, автоматизации, в том числе с использованием искусственного интеллекта.

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 серьёзным мотивирующим фактором и стимулирует интерес студентов к инженерной работе и научным исследованиям.

Помимо офиса в Москве для поддержки наших клиентов работают региональные представительства в Томске, Санкт-Петербурге, Нижнем Новгороде, Ростове-на-Дону.

Информация о компании «Keysight Technologies» доступна в сети Интернет по адресу:
www.keysight.ru

Генеральный директор ООО «Кейсайт Текнолоджиз» – Смирнова Галина Владимировна

ГЕНЕРАЛЬНЫЙ СПОНСОР КОНФЕРЕНЦИИ – ГРУППА КОМПАНИЙ «НАУЧНОЕ ОБОРУДОВАНИЕ»



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

Тел.: 495 150 32 95
Тел./факс: 383 330 82 95
www.spegroup.ru

Компания «Научное оборудование» была создана в 1999 г. На момент создания основным направлением деятельности компании было снабжение организаций СО РАН современным научным оборудованием. Деятельностью, связанной с поставками оборудования, компания занимается уже более 20 лет и достигла в этой области значительных результатов.

За время существования в компании были созданы подразделения, специализирующиеся на поставке оборудования для отдельных отраслей науки и промышленности, а также представительства в крупных российских городах. Эти дочерние структуры совместно с основной компанией и сформировали группу компаний «Научное оборудование», которая существует в настоящее время.

Со временем сфера наших интересов также существенно расширилась. Сейчас в группе компаний есть предприятия, занимающиеся разработкой собственных уникальных технологических решений и производством оборудования для их реализации. Большое внимание мы уделяем организации совместной работы с научными коллективами и промышленными предприятиями электронной и космической отраслей для решения широкого круга задач наших российских и иностранных партнёров. Сибирский регион имеет значительный научно-технический потенциал, и мы работаем над тем, чтобы этот потенциал использовался и увеличивался.

На сегодняшний день география работы группы компаний охватывает всю Россию, ближнее и дальнее зарубежье. Группа компаний успешно сотрудничает с научными организациями СО РАН, УРО РАН, ДВО РАН, промышленными предприятиями, технологическими компаниями, учебными заведениями высшего образования. Наши заказчики заняты во многих отраслях экономики, и мы работаем над тем, чтобы наши предложения были интересны для предприятий самой разной отраслевой направленности.

Мы привносим элемент творчества в такую казалось бы приземленную область деятельности, как снабжение оборудованием. Осмысленный подход к оснащению предприятий, глубокое погружение в задачи, понимание реальных потребностей партнера и его ожиданий – эти очевидные вещи дают возможность объединения наших знаний, вдохновения и творческой энергии с компетенциями производителей оборудования для достижения уникальных результатов. И достижение именно таких результатов приносит нам настоящую радость и удовлетворение от работы.

В своей деятельности мы считаем наиболее важными следующие моменты:

- Юридическая чистота и безопасность.
- Мы полностью соблюдаем налоговое и таможенное законодательство и избегаем рисков, связанных с ненадлежащим его исполнением. Наши заказчики получают оборудование, оформленное с соблюдением всех необходимых формальностей.
- Объективность и достоверность.
- Своевременное предоставление партнёрам полной и достоверной информации по всем интересующим их вопросам – приоритет нашей компании, позволяющий партнёрам получать наилучший результат.

Мы всегда готовы шагнуть за пределы известного – использовать все возможности для того, чтобы найти оптимальное решение для задач заказчика, в том числе и тех, для которых готового решения просто не существует. И часто нам это удаётся!

Своей миссией мы видим деятельное участие в поступательном развитии научно-технического потенциала Сибири и Дальнего Востока путём построения и реализации долгосрочных отношений с широким кругом партнёров и выстраивания сети контактов, в рамках которой наши заказчики могут эффективно взаимодействовать, объединяя усилия для достижения общих результатов.

Группа компаний «Научное оборудование» существует уже более 20 лет. Сотрудничество с нами всегда продуктивно, комфортно и происходит в атмосфере взаимопонимания. У нас много амбициозных и долгосрочных задач, но прежде всего мы работаем над тем, чтобы задачи наших партнеров были решены самым простым и в то же время наилучшим образом.

Приглашаем к долгосрочному и взаимовыгодному сотрудничеству!

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

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

Секция 2

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

*Председатели секции – Мелихов Сергей Всеволодович, зав. каф. РТС, д-р техн. наук, профессор;
Аникин Алексей Сергеевич, доцент каф. РТС, к.т.н.*

УДК 621.396.41

Н.В. Дуплищева, Е.В. Рогожников, Э.М. Дмитриев

Цифровая компенсация полнодуплексной системы передачи данных по цепям электропитания

Приведено описание канала передачи данных по цепям питания, описание функциональной схемы цифровой компенсации в системах передачи данных по цепям питания, описание методики формирования компенсационного сигнала собственного передатчика полнодуплексной системы передачи данных по цепям питания. Цель работы заключается в исследовании технологии цифровой компенсации сигнала собственного передатчика полнодуплексной системы передачи данных по цепям электропитания. Произведено исследование влияния интерференции сигнала собственного передатчика на вероятность битовой ошибки при демодуляции принятого сигнала от удаленного приемопередающего пункта. Производятся экспериментальные исследования уровня цифровой компенсации и времени когерентности канала.

Ключевые слова: полнодуплексная система беспроводной связи, полезный сигнал, сигнал-помеха, цифровая компенсация, передаточная функция, вероятность битовой ошибки, узкополосная помеха, время когерентности, уровень цифровой компенсации.

В статье используются следующие обозначения: полезный сигнал – принятый сигнал от удаленного приемопередающего пункта; сигнал-помеха – передаваемый сигнал, который попадает в собственный приемный тракт приемопередающего пункта; компенсационный сигнал – инвертированный передаваемый сигнал, служащий для уменьшения мощности сигнала-помехи в приемном тракте.

На сегодняшний день радиочастота является дорогостоящим ресурсом, поэтому использование частотного ресурса регламентируется. Передача данных ведется в строго выделенных полосах частот, вследствие чего поиск новых методов эффективного использования имеющегося частотного ресурса является важной задачей. Организация сетей по линиям электросети (Power Line Communication, PLC) помогает частично решить данную проблему. Главными достоинствами PLC-технологии являются легкая масштабируемость сети и отсутствие необходимости в прокладке дополнительных линий передач в помещении. Рост требований к скорости передачи информации вследствие увеличения её объемов ведет к разработке новых способов увеличения пропускной способности систем передачи данных. Одним из основных способов является использование технологии полнодуплексной передачи данных, которая способствует увеличению скорости до двух раз [1]. Основной сложностью реализации данного

способа является то, что приемный тракт приемопередающего пункта занят собственным передаваемым сигналом. Происходит это, потому что приемопередающее устройство (ППУ) работает одновременно на прием и передачу в одном канале связи. Мощность выходного сигнала на локальном передатчике значительно выше мощности принимаемого сигнала от удаленного передатчика, поэтому для нормального функционирования полнодуплексной системы связи необходима развязка между приемным и передающим каналами каждого приемопередающего пункта порядка 70–100 дБ. В связи с этим в полнодуплексных системах связи применяются методы аналоговой и цифровой компенсации сигнала-помехи собственного передатчика.

Описание помеховой обстановки в канале передачи данных по цепям питания

В PLC-канале присутствуют как аддитивные, так и мультипликативные помехи, воздействие которых приводит к значительным искажениям передаваемого сигнала. Помехи генерируются большинством подключенных электрических приборов к электросети. Во время распространения сигнала возникает потеря мощности, зависящая от длины канала и полосы частот передачи, т.е. происходит затухание передаваемого сигнала. Из-за прохождения сигнала через разные пути и отражения от различных нагрузок на приемник приходит множество

лучей одного сигнала с разными задержками. В результате этого на приемное устройство сигналы могут прийти в противофазе, что приведет к значительному снижению уровня суммарного сигнала на приемной стороне, вследствие чего невозможно будет провести безошибочную обработку сигнала. Такой эффект называется замиранием сигнала.

Описание цифровой компенсации в системах передачи данных по цепям питания

Как говорилось ранее, сложность реализации системы полнодуплексной связи заключается в большой мощности сигнала-помехи в сравнении с мощностью полезного сигнала. Разница между уровнем сигнала-помехи и уровнем полезного сигнала может составлять 70–100 дБ. Максимальный уровень аналоговой компенсации может достигать до 30–35 дБ [2]. Компенсацию остаточной мощности сигнала-помехи необходимо проводить в цифровом виде.

Функциональная схема предлагаемого подхода цифровой компенсации приведена на рис. 1 [3].

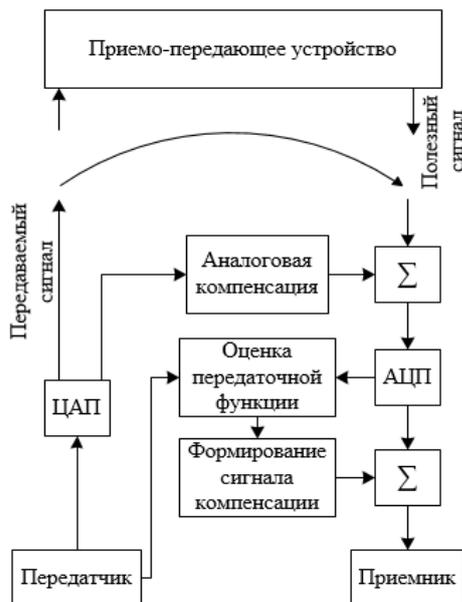


Рис. 1. Функциональная схема цифровой компенсации

Для цифровой компенсации необходимо провести оценку передаточной функции канала и с помощью этой оценки и заранее известного передаваемого сигнала сформировать цифровые отсчеты сигнала компенсации.

При формировании OFDM-символа в его спектре расставляются пилотные поднесущие. Значение пилотных поднесущих известны как на передающей стороне, так и на приемной. На приемной стороне извлекаются пилотные поднесущие из спектра OFDM-сигнала и выполняется деление каждой поднесущей на эталонные значения.

На канал оказывает большое влияние многолучевое распространение, приводящее к частотно-селективным замираниям и межсимвольной интерференции. Для того чтобы исключить влияние канала на принимаемый сигнал, используют алгоритмы эквалайзирования.

Так как передаваемый сигнал поступает на вход собственного приемника уже искаженный PLC-каналом, чтобы получить сигнал компенсации необходимо умножить идеальный передаваемый сигнал на инверсную оценку передаточной функции канала связи.

Формирование компенсационного сигнала производится по формуле (1):

$$Y_{\text{КОМП}}(k) = \hat{S}_{\text{ВХ}}(k) \cdot (-1) \cdot H(k), \quad (1)$$

где $Y_{\text{КОМП}}(k)$ – сигнал цифровой компенсации; $\hat{S}_{\text{ВХ}}(k)$ – спектр сигнала-помехи; $H(k)$ – оценка передаточной функции канала РРВ.

Цифровая компенсация выполняется путем сложения спектральных отчетов переданного сигнала после аналоговой компенсации $S_{\text{ВЫХ}}(k)$ и найденного сигнала компенсации в соответствии с формулой (2):

$$S_{\text{КОМП}}(k) = S_{\text{ВЫХ}}(k) + (Y_{\text{КОМП}}(k)). \quad (2)$$

Описание модели

Моделирование полнодуплексной системы передачи данных по цепям питания выполнялось в среде MATLAB.

Целью моделирования полнодуплексной системы передачи данных по цепям питания является исследование влияния сигнала собственного передатчика на вероятность битовой ошибки при демодуляции полезного сигнала.

Параметры моделирования OFDM-символа приведены в табл. 1.

Таблица 1

Параметры при проектировании	
Наименование параметра	Значение
Полоса частот, МГц	1
Тип модуляции	BPSK, QPSK
Число отчетов преобразования Фурье	256
Интервал между пилотными поднесущими, кГц	31,2

Спектр сформированного OFDM-символа приведен на рис. 2.

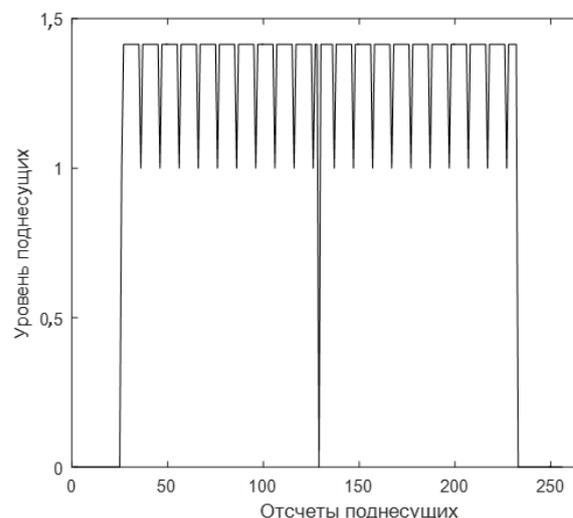


Рис. 2. Спектр OFDM-символа

Моделирование системы передачи данных в условиях многолучевости является важной задачей при исследовании помехоустойчивости разрабатываемой системы.

Многолучевость сигнала, переданного по PLC-каналу, может быть выражена в виде формулы (3):

$$L(f) = \sum_{i=1}^N g_i \cdot A(f, d_i) \cdot e^{-j2\pi f \tau_i} \quad (3)$$

где N – количество трактов; i представляет собой i -путь; d_i – длина линии электропередачи; g_i – коэффициент ослабления i -пути ($g_i \leq 1$); $A(f, d_i)$ – коэффициент ослабления, который увеличивается с увеличением дистанции между передатчиком и приемником и частоты; τ_i – задержка i -пути.

Влияние многолучевости на передачу полезного сигнала по цепям питания показано на рис. 3.

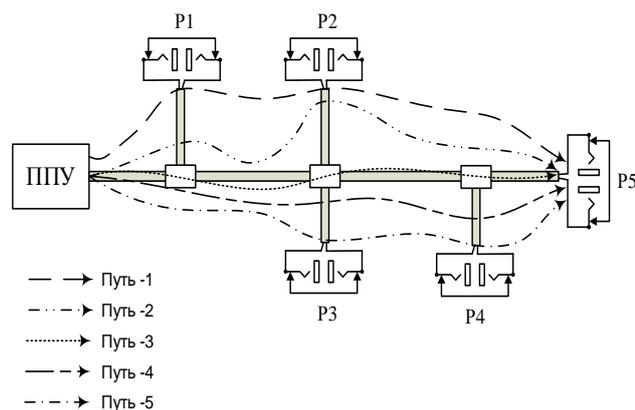


Рис. 3. Структурная схема канала связи полезного сигнала

Из рис. 3 видно, что сигнал проходит через пять разных путей от ППУ к розетке P5. В соответствии с установленной моделью передачи сигнала по PLC-каналу был смоделирован канал полезного сигнала.

Структурная схема канала связи сигнала-помехи собственного передатчика приведена на рис. 4.

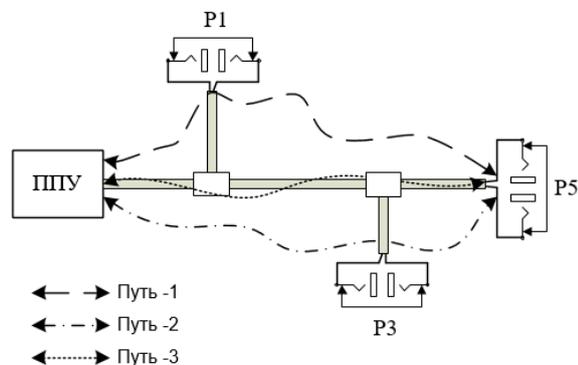


Рис. 4. Структурная схема канала связи сигнала-помехи

Параметры многолучевого канала были взяты из [4]: $\alpha_0 = 0$, $\alpha_1 = 7,8 \cdot 10^{-10}$ с/м, $k = 1$, $\epsilon_r = 3$ (диэлектрическая проницаемость пластика), $c_0 = 3 \cdot 10^8$ м/с, а остальные параметры перечислены в табл. 2 и 3.

Таблица 2

Параметры многолучевого канала полезного сигнала

Номер луча	Время задержки, τ_i , мкс	Коэффициент ослабления, g_i	Длина пройденного пути, d_i , м
1	0,4	0,87	65
2	0,7	0,78	120,4
3	1	0,65	171
4	1,4	0,57	245,5
5	2,1	0,49	365,5

Таблица 3

Параметры многолучевого канала сигнала-помехи

Номер луча	Время задержки, τ_i , мкс	Коэффициент ослабления, g_i
1	1	0,65
2	1,4	0,57
3	2,1	0,49

Исследование влияния интерференции сигнала собственного передатчика на вероятность битовой ошибки при демодуляции полезного сигнала

При выполнении моделирования сигнала-помехи и полезного сигнала, просуммировав их на приемной стороне ППУ, было проверено влияние интерференции сигнала собственного передатчика на вероятность битовой ошибки при демодуляции полезного сигнала.

Результат моделирования приведен на рис. 5.

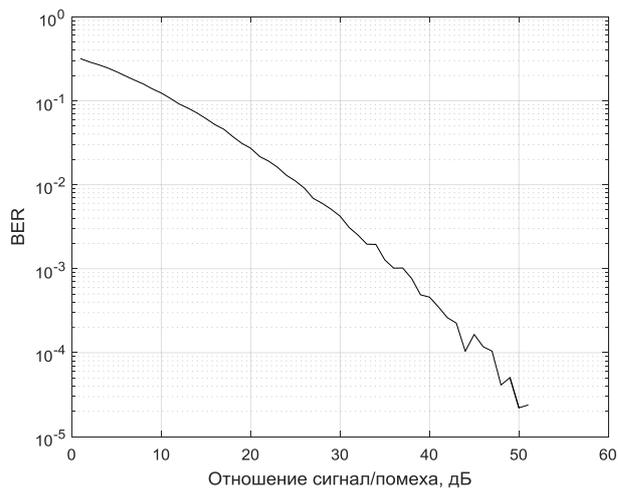


Рис. 5. Зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/помеха

По полученным результатам можно сделать следующий вывод, когда мощность сигнала-помехи равна мощности полезного сигнала, безошибочный прием невозможен. Для того чтобы обеспечить вероятность битовой ошибки, равной 10^{-5} , при QPSK-модуляции, необходимо обеспечить отношение мощности полезного сигнала к мощности сигнала-помехи порядка 50 дБ.

Экспериментальное исследование

Целью эксперимента является исследование времени когерентности канала и уровня компенсации сигнала-помехи.

Временем когерентности канала называется мера времени, за которое характеристика канала существенно неизменна. Данная характеристика влияет на частоту выполнения оценки канала, которая необходима для компенсации сигнала-помехи.

Для определения времени когерентности используется взаимокорреляционная функция $r(\Delta t)$ отклика канала на поданный сигнал, отправленный в момент времени t_1 , и отклика на сигнал, отправленный в момент времени t_2 , где $\Delta t = t_2 - t_1$ [5].

График зависимости коэффициента корреляции от времени изображен на рис. 6.

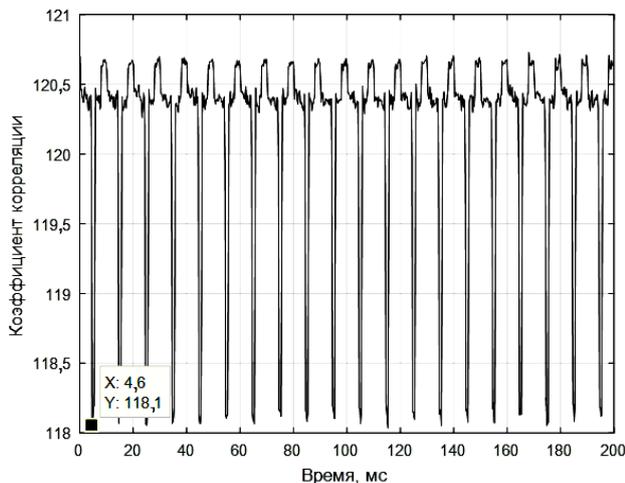


Рис. 6. Зависимость коэффициента корреляции от времени

Исходя из того, что в электросети присутствует синусоидальное напряжение сети, уровень помех будет зависеть от мгновенного значения напряжения. График зависимости коэффициента корреляции от времени, приведенный на рис. 6, имеет периодическую форму. Объясняется это тем, что на входе большинства современных электронных приборов имеется диодный выпрямитель, при синусоидальном напряжении питания, близком к нулю, диоды закрыты, электронные приборы отвязаны от электросети и не потребляют ток, тем самым не являясь источником помех в PLC-канале. В этот момент времени коэффициент корреляции максимален, а уровень помех будет минимальным. При напряжении больше 1,5 В диоды открываются, электронные приборы начинают потреблять ток, тем самым создавая помехи в PLC-канале, что приводит к уменьшению уровня корреляции. В зависимости от уровня шума в канале необходимо проводить оценку не менее трех раз за полупериод синусоидального сигнала напряжения сети. В связи с тем, что уровень помех влияет на оценку передаточной характеристики канала, которая в свою очередь используется для получения сигнала компенсации, данный эффект скажется на уровне компенсации. Из рис. 7 видно, что уровень компенсации варьируется от 2 до 16 дБ.

При подключении ППУ через длинный кабель уровень корреляции имеет постоянное значение, а уровень компенсации возрастает до 30 дБ, что можно пронаблюдать на рис. 8. Таким образом осуществляется развязка приемопередатчика от сети,

которая обусловлена сопротивлением длинного кабеля, т.е. уменьшается уровень помех, приходящий на приемник, и влияние подключенных к сети электронных приборов. Это приводит к увеличению SNR, вследствие чего возрастает точность определения оценки передаточной характеристики и увеличивается уровень компенсации.

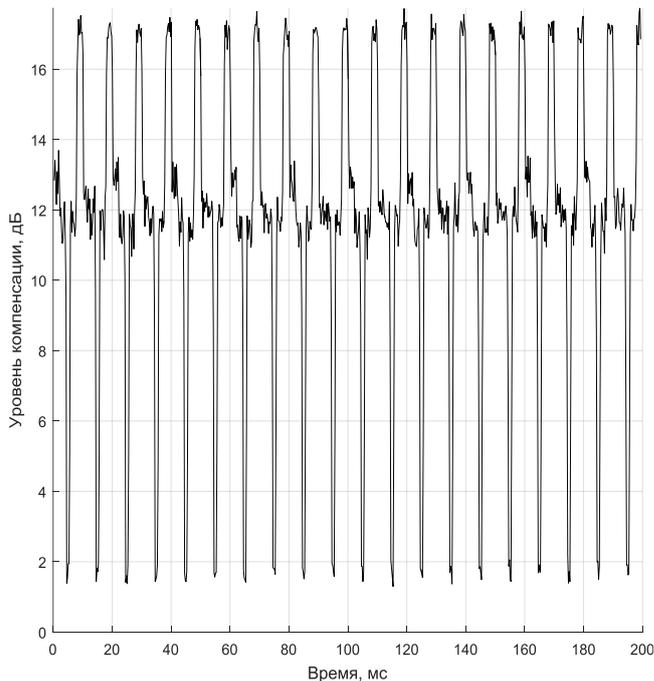


Рис. 7. Уровень компенсации

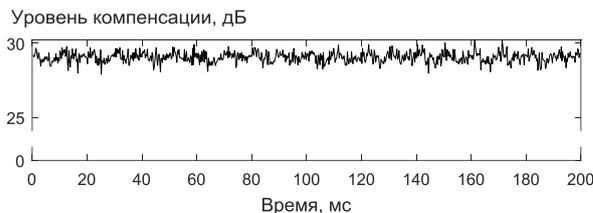


Рис. 8. Уровень компенсации при подключении ППУ через длинный кабель

График зависимости коэффициента корреляции от времени, приведенный на рис. 9, имеет близкий к постоянному со временем уровень.

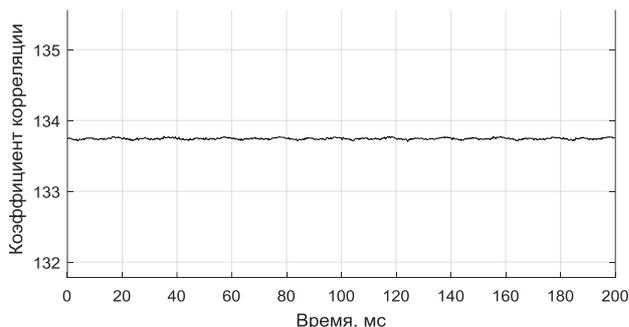


Рис. 9. Зависимость коэффициента корреляции от времени при подключении ППУ через длинный кабель

Заключение

При организации полнодуплексной системы связи методы аналоговой компенсации обеспечива-

ют уровень компенсации сигнала-помехи порядка 30–35 дБ из требующихся 70–100 дБ. Для полной компенсации сигнала-помехи необходимо проводить компенсацию не только в аналоговом виде, но и в цифровом.

По результатам моделирования можно сделать вывод: для того чтобы обеспечить вероятность битовой ошибки, равной 10^{-5} , при QPSK-модуляции, необходимо обеспечить отношение мощности полезного сигнала к мощности сигнала-помехи порядка 50 дБ. Было проведено исследование времени когерентности канала в системах передачи данных по цепям питания, по которым можно сделать вывод, что оценку в канале необходимо проводить не менее трех раз за полупериод синусоидального сигнала напряжения сети. Время когерентности смоделированного символа после прохождения силовой сети составляет 4,6 мс. При этом уровень компенсации варьируется от 2 до 16 дБ. После подключения ППУ через длинный кабель уровень корреляции имеет постоянное значение, а уровень компенсации возрастает до 30 дБ.

Литература

1. Jain M. et al. Practical, real-time, full duplex wireless // Proceedings of the 17th annual international conference on Mobile computing and networking. – ACM, 2011. – P. 301–312.
2. Рогожников Е.В., Дмитриев Э.М., Абенов Р.Р. Полнодуплексная система передачи данных по цепям питания. Аналоговая компенсация, концепция построения и проблемы организации // T-Comm – Телекоммуникации и транспорт. – 2019. – Т. 13, № 8.
3. Рогожников Е.В., Колдомов А.С. Экспериментальное исследование цифровой компенсации полнодуплексной системы беспроводной связи // Перспективы развития информационных технологий. – 2015. – № 23. – С. 92–99.
4. Electromechanical Control Technology and Transportation. – Jia and Wu (Eds). – 2017 Taylor and Francis Group, London. – 445 p.
5. Когерентность. Время когерентности. Длина когерентности [Электронный ресурс]. – Режим доступа свободный <https://webkonspekt.com/?room=profile&id=1580&labelid=17570> (дата обращения: 02.09.2020).

Дуплищева Наталья Витальевна

Аспирант каф. телекоммуникаций и основ радиотехники (ТОР) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-913-101-61-49
Эл. почта: nata120513@mail.ru

Рогожников Евгений Васильевич

Канд. техн. наук, доцент каф. ТОР ТУСУР
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: (382-2) 41-33-98
Эл. почта: udzhon@mail.ru

Дмитриев Эдгар Михайлович

Аспирант каф. ТОР ТУСУР
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-923-402-30-77
Эл. почта: dmitriyev.edgar@gmail.com

УДК 621.396.41

И. Канатбекулы, А.С. Квашнина, Д.А. Покаместов

Модель нисходящего канала системы связи с MIMO-SCMA

Предложена архитектура формирования и обработки сигналов энергоэффективных систем MIMO-SCMA. Рассмотрены каналы связи с двумя и четырьмя антеннами на БС и одной на пользовательском оборудовании. Для такой конфигурации предложено использовать схему Аламути для двух антенн и схему MDC-QOSTBC для четырех антенн. Исследована помехоустойчивость систем с MIMO-SCMA и показан выигрыш от применения таких систем по сравнению с классическими и одноантенными решениями.

Ключевые слова: MIMO-SCMA, помехоустойчивость, MPA, ML, схема Аламути, MDC-QOSTBC.

На данный момент идет широкое развитие беспроводных сетей связи пятого поколения (5G), в которых, помимо устройств мобильной связи, предполагается использование устройств Интернета вещей (Internet of Things – IoT) различного назначения [1]. В условиях передачи больших потоков информации в беспроводных системах связи возникает необходимость обеспечения высокой пропускной способности каналов.

В сетях 5G для увеличения пропускной способности предложены методы неортогонального доступа, среди которых множественный доступ на основе разреженных кодов SCMA (Sparse Code Multiple Access) [2]. Еще одной технологией, способной увеличить спектральную эффективность, является MIMO (Multiple Input Multiple Output). Эта технология основана на использовании нескольких антенн на передаче и/или приеме. За счет использования MIMO для пространственного мультиплексирования возможно увеличение скорости передачи, а для пространственного разнесения – помехоустойчивости системы. Системы с совместным использованием MIMO и SCMA, называемые MIMO-SCMA, позволяют улучшить характеристики одноантенных систем SISO-SCMA (Single Input Single Output-SCMA) [3].

В данной статье рассматривается модель нисходящего канала DL (Downlink) системы MIMO-SCMA, направленная на улучшение помехоустойчивости системы. Поскольку устройства IoT предполагаются компактными, энергоэффективными и недорогими, то в работе рассматривается вариант с несколькими передающими антеннами на базовой станции (БС) и одной приемной антенной на конечном устройстве.

Модель DL MIMO-SCMA

Рассматриваемая модель представлена на рис. 1. В ней БС оборудована N антеннами, а пользователь – одной.

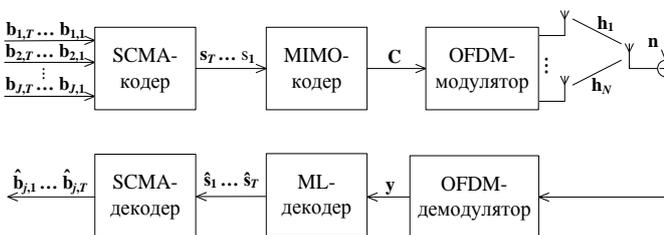


Рис. 1. Модель DL MIMO-SCMA

Процесс передачи в модели начинается с преобразования бит пользователей в многомерные кодовые слова с помощью кодовой книги. Кодовая книга имеет J слоев – кодовых книг абонентов, каждый слой содержит M кодовых слов размерности $K \times 1$, где K – число поднесущих. Битовые векторы $\mathbf{b}_{j,t}$ размерности $\log_2(M) \times 1$ пользователя j в t -й символьный интервал ($1 \leq t \leq T$) кодируются SCMA-кодером в кодовые слова $\mathbf{c}_{j,t}$. Затем кодовые слова абонентов суммируются:

$$\mathbf{s}_t = \sum_{j=1}^J \mathbf{c}_{j,t}. \quad (1)$$

MIMO-кодер кодирует эти кодовые слова в блок длительностью T символьных интервалов следующим образом:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \text{diag}(\mathbf{s}_1^1) & \cdots & \text{diag}(\mathbf{s}_1^n) & \cdots & \text{diag}(\mathbf{s}_1^N) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \text{diag}(\mathbf{s}_t^1) & \cdots & \text{diag}(\mathbf{s}_t^n) & \cdots & \text{diag}(\mathbf{s}_t^N) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \text{diag}(\mathbf{s}_T^1) & \cdots & \text{diag}(\mathbf{s}_T^n) & \cdots & \text{diag}(\mathbf{s}_T^N) \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где $\text{diag}(\bullet)$ обозначает диагональную матрицу с элементами вектора в главной диагонали. Полученный блок поступает в OFDM-модулятор и передается через антенны в канал передачи. В модели OFDM-модулятор и демодулятор выполняют функцию прямого и обратного быстрого преобразования Фурье соответственно.

Предполагается, что канал является плоским замирающим и квазистатичным, т.е. каналные коэффициенты остаются постоянными на протяжении длительности одного блока. После когерентного приема и OFDM-демодуляции принятый сигнал может быть записан как

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{y}_t \\ \vdots \\ \mathbf{y}_T \end{bmatrix} = \mathbf{C} \times \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{h}_n \\ \vdots \\ \mathbf{h}_N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{n}_t \\ \vdots \\ \mathbf{n}_T \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где \mathbf{y}_t – K -мерный вектор принятого сигнала в t -й символьный интервал, \mathbf{h}_n – K -мерный вектор канальных коэффициентов между n -й передающей и приемной антеннами, \mathbf{n}_t – K -мерный вектор шума.

Классическим способом детектирования является оптимальное по критерию максимального правдоподобия ML (Maximum Likelihood) детекти-

рование. Оно основано на переборе всевозможных векторов $\mathbf{x} = [(\mathbf{s}_1)^T, \dots, (\mathbf{s}_N)^T]^T$, что приводит к большой вычислительной сложности. В данной работе предлагается использовать раздельное детектирование MIMO и SCMA. Для этих целей выбраны пространственно-временные коды STBC (Space Time Block Code) с односимвольным ML-детектированием. Детектирование выполняется следующим образом:

$$\hat{\mathbf{s}}_i = \arg \min_{\mathbf{s}_i \in \xi} \|f_i(\mathbf{s}_i)\|^2, \quad (4)$$

где $f_i(\mathbf{s}_i)$ – метрика максимального правдоподобия, ξ – множество всевозможных \mathbf{s}_i .

Для детектирования SCMA-символов обычно применяется алгоритм передачи сообщений МРА (Message Passive Algorithm) [4], требующий информацию о характеристиках шума. В случае с ML-детектированием шум оказывает влияние лишь на выбор $\hat{\mathbf{s}}_i$, поэтому нет необходимости использования МРА. Поскольку нам известно множество переданных кодовых слов ξ , то мы можем однозначно определить, каким набором кодовых слов абонентов \mathbf{c}_j были получены \mathbf{s}_i по правилу (1). Это соответствие можно описать матрицей перебора

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} P_{1,m_1} & \cdots & P_{1,m_j} & \cdots & P_{1,m_J} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ P_{l,m_1} & \cdots & P_{l,m_j} & \cdots & P_{l,m_J} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ P_{L,m_1} & \cdots & P_{L,m_j} & \cdots & P_{L,m_J} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где $L = M^J$ – число элементов множества ξ , $1 \leq m_j \leq M$ – индекс кодового слова j -го пользователя. Множество ξ и матрицу перебора \mathbf{P} можно посчитать заранее и хранить в памяти.

STBC для $N = 2$ и $N = 4$

В данном разделе представлены два STBCs с полным разнесением на передаче и скоростью кода $R = 1$. Для случая с $N = 2$ используется известная схема Аламоути [5], кодирующая матрица которой задается следующим образом:

$$\mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} \text{diag}(\mathbf{s}_1) & \text{diag}(\mathbf{s}_2) \\ -\text{diag}(\mathbf{s}_2^*) & \text{diag}(\mathbf{s}_1^*) \end{bmatrix}, \quad (6)$$

где $*$ – знак комплексного сопряжения для всех элементов вектора.

Принятый сигнал записывается в соответствии с (3). Оценки $\hat{\mathbf{s}}_i$ находятся согласно (4) путем минимизации метрик [6]

$$f_1(\mathbf{s}_1) = |\mathbf{s}_1|^2 \sum_{i=1}^2 |\mathbf{h}_i|^2 - (\mathbf{y}_1 \mathbf{h}_1^* \mathbf{s}_1^* + \mathbf{y}_1^* \mathbf{h}_1 \mathbf{s}_1 + \mathbf{y}_2 \mathbf{h}_2^* \mathbf{s}_1^* + \mathbf{y}_2^* \mathbf{h}_2 \mathbf{s}_1^*), \quad (7)$$

$$f_2(\mathbf{s}_2) = |\mathbf{s}_2|^2 \sum_{i=1}^2 |\mathbf{h}_i|^2 - (\mathbf{y}_1 \mathbf{h}_2^* \mathbf{s}_2^* + \mathbf{y}_1^* \mathbf{h}_2 \mathbf{s}_2 - \mathbf{y}_2 \mathbf{h}_1^* \mathbf{s}_2^* - \mathbf{y}_2^* \mathbf{h}_1 \mathbf{s}_2^*), \quad (8)$$

где все операции в (7) и (8) выполняются поэлементно.

В случае с $N = 4$ предлагается использовать квазиортогональный код с минимальной сложностью декодирования MDC-QOSTBC (Quasi Orthogonal STBC with Minimum Decoding Complexity) [7]. Для

достижения полного разнесения необходимо повернуть исходное созвездие на угол $\varphi = \arctan(1/2)/2$. Кодирующая матрица MDC-QOSTBC имеет вид, представленный ниже:

$$\mathbf{C}_4 = \begin{bmatrix} \text{diag}(\mathbf{s}_1^R + i\mathbf{s}_3^R) & \text{diag}(\mathbf{s}_2^R + i\mathbf{s}_4^R) \\ \text{diag}(-\mathbf{s}_2^R + i\mathbf{s}_4^R) & \text{diag}(\mathbf{s}_1^R - i\mathbf{s}_3^R) \\ \text{diag}(-\mathbf{s}_1^I + i\mathbf{s}_3^I) & \text{diag}(-\mathbf{s}_2^I + i\mathbf{s}_4^I) \\ \text{diag}(\mathbf{s}_2^I + i\mathbf{s}_4^I) & \text{diag}(\mathbf{s}_1^I - i\mathbf{s}_3^I) \end{bmatrix}, \quad (9)$$

где $(\bullet)^R$ и $(\bullet)^I$ – реальная и мнимая части. Метрики для ML-детектирования представлены ниже:

$$f_1(\mathbf{s}_1) = \left(\sum_{i=1}^4 |\mathbf{h}_i|^2 \right) \left(|\mathbf{s}_1^R|^2 + |\mathbf{s}_1^I|^2 \right) + 2\text{Re}\{\mathbf{s}_1^R \boldsymbol{\alpha} - \mathbf{s}_1^I \boldsymbol{\beta} - \mathbf{s}_1^I \boldsymbol{\gamma}\}, \quad (10)$$

$$f_2(\mathbf{s}_2) = \left(\sum_{i=1}^4 |\mathbf{h}_i|^2 \right) \left(|\mathbf{s}_2^R|^2 + |\mathbf{s}_2^I|^2 \right) + 2\text{Re}\{\mathbf{s}_2^R \boldsymbol{\chi} - \mathbf{s}_2^I \boldsymbol{\delta} - \mathbf{s}_2^R \mathbf{s}_2^I \boldsymbol{\gamma}\}, \quad (11)$$

$$f_3(\mathbf{s}_3) = \left(\sum_{i=1}^4 |\mathbf{h}_i|^2 \right) \left(|\mathbf{s}_3^R|^2 + |\mathbf{s}_3^I|^2 \right) + 2\text{Re}\{i\mathbf{s}_3^R \boldsymbol{\alpha} + i\mathbf{s}_3^I \boldsymbol{\beta} + \mathbf{s}_3^R \mathbf{s}_3^I \boldsymbol{\gamma}\}, \quad (12)$$

$$f_4(\mathbf{s}_4) = \left(\sum_{i=1}^4 |\mathbf{h}_i|^2 \right) \left(|\mathbf{s}_4^R|^2 + |\mathbf{s}_4^I|^2 \right) + 2\text{Re}\{i\mathbf{s}_4^R \boldsymbol{\chi} + i\mathbf{s}_4^I \boldsymbol{\delta} + \mathbf{s}_4^R \mathbf{s}_4^I \boldsymbol{\gamma}\}, \quad (13)$$

где $\boldsymbol{\alpha} = -\mathbf{h}_1 \mathbf{y}_1^* - \mathbf{h}_2 \mathbf{y}_2^* - \mathbf{h}_3 \mathbf{y}_3^* - \mathbf{h}_4 \mathbf{y}_4^*$, $\boldsymbol{\beta} = -\mathbf{h}_3 \mathbf{y}_1^* - \mathbf{h}_4 \mathbf{y}_2^* - \mathbf{h}_1 \mathbf{y}_3^* - \mathbf{h}_2 \mathbf{y}_4^*$, $\boldsymbol{\gamma} = 2\text{Re}\{\mathbf{h}_1 \mathbf{h}_3^* + \mathbf{h}_2 \mathbf{h}_4^*\}$, $\boldsymbol{\chi} = -\mathbf{h}_2 \mathbf{y}_1^* + \mathbf{h}_1^* \times$

$$\times \mathbf{y}_2 - \mathbf{h}_4 \mathbf{y}_3^* + \mathbf{h}_3 \mathbf{y}_4^*, \quad \boldsymbol{\delta} = -\mathbf{h}_4 \mathbf{y}_1^* + \mathbf{h}_3 \mathbf{y}_2^* - \mathbf{h}_2 \mathbf{y}_3^* + \mathbf{h}_1^* \mathbf{y}_4^*.$$

После получения оценок необходимо повернуть $\hat{\mathbf{s}}_i$ на угол $\psi = -\varphi$ для восстановления созвездия и декодирования SCMA с помощью (5).

Результаты моделирования

Моделирование проводилось с параметрами: $M = 4$, $J = 6$, $K = 4$, $N_{\text{iter}} = 8$ – число итераций МРА для SISO-SCMA. Кодовая книга взята из [8]. Приемник имеет идеальную оценку канала и мощности шума. На рис. 2 представлен пример реализации амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) канала.

На рис. 3, 4 представлены графики зависимости битовой ошибки BER (Bit Error Rate) от отношения энергии бита к спектральной плотности мощности шума (E_b/N_0) для MIMO-SCMA 2×1 и 4×1 в сравнении с SISO-SCMA и OFDMA QAM-8 соответственно.

Как видно из рис. 3, SISO-SCMA имеет выигрыш в 13,7 дБ по сравнению с SISO-OFDMA QAM-8 для $\text{BER} = 10^{-4}$. Применение MIMO 2×1 позволило получить дополнительный выигрыш в 5,6 и 13,1 дБ

относительно одноантенных систем с SCMA и OFDMA QAM. Уменьшение вычислительной сложности для схемы Аламути может быть получено раздельным использованием детекторов форсирования нуля и МРА.

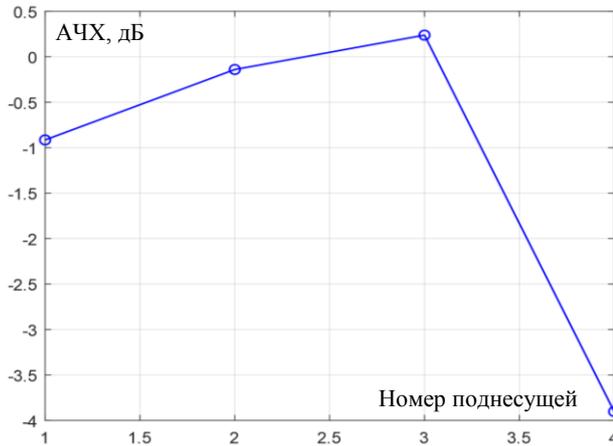


Рис. 2. Пример реализации АЧХ канала

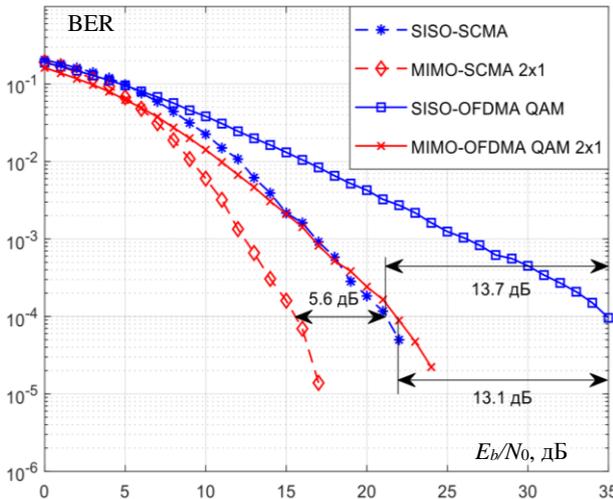


Рис. 3. Зависимость BER (E_b/N_0) моделей МИМО-SCMA 2×1 и МИМО-OFDMA QAM-8 со спектральной эффективностью 3 бит/с/Гц

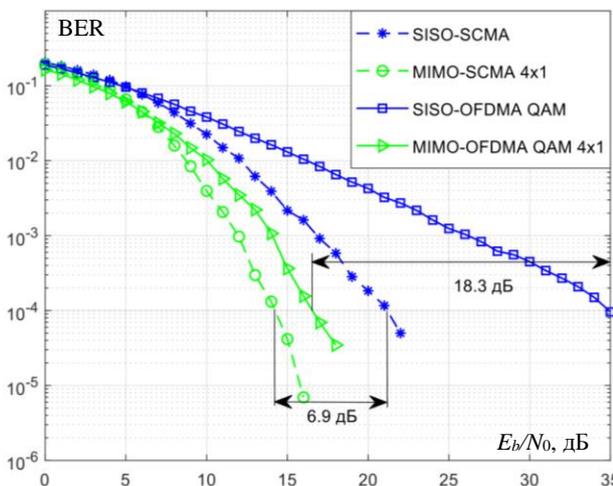


Рис. 4. Зависимость BER (E_b/N_0) моделей МИМО-SCMA 4×1 и МИМО-OFDMA QAM-8 со спектральной эффективностью 3 бит/с/Гц

Как видно из рис. 4, МИМО 4×1 позволило получить выигрыш 6,9 и 18,3 дБ для BER = 10^{-4} относительно SISO-SCMA и SISO-OFDMA QAM-8 соответственно. Необходимо дополнительное исследование для нахождения оптимального угла поворота Форт, что может повысить помехоустойчивость МИМО-SCMA с MDC-QOSTBC.

Таким образом, был получен существенный выигрыш (более 13 дБ) от предложенных решений по сравнению с классическим SISO-OFDMA QAM. Применение МИМО позволяет получить дополнительный выигрыш более 5 дБ относительно одноантенных систем с SCMA. Помимо указанных выигрышей, технология SCMA позволяет увеличить количество обслуживаемых абонентов для одной БС.

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

Литература

1. Integration of LoRaWAN and 4G/5G for the industrial Internet of Things / J. Navarro-Ortiz, S. Sendra, P. Ameigeiras, J.M. Lopez-Soler // IEEE Communications Magazine. – 2018. – Vol. 56, No. 2. – P. 60–67.
2. Sparse code multiple access / H. Nikopour, H. Baligh // IEEE 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC). – 2013. – P. 332–336.
3. Multi-Dimensional Space-Time Block Coding Aided Downlink MIMO-SCMA / Z. Pan, W. Liu, J. Lei, J. Luo, L. Wen, C. Tang // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2019. – Vol. 68, No. 7. – P. 6657–6669.
4. Покаместов Д.А. Формирование сигнальных конструкций для систем связи с множественным доступом на основе разреженных кодов: дис. ... канд. техн. наук. – Томск, 2017. – 158 с.
5. A simple transmit diversity technique for wireless communications / S.M. Alamouti // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 1998. – Vol. 16, No. 8. – P. 1451–1458.
6. Jafarkhani H. Space-time coding. Theory and practice. – Cambridge, UK: University Press, 2005. – 302 p.
7. Quasi-orthogonal STBC with minimum decoding complexity / C. Yuen, Y. L. Guan, T.T. Tjhung // IEEE Transactions on Wireless Communications. – 2005. – Vol. 4, No. 5. – P. 2089–2094.
8. 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: 19.09.2020).

Канатбекулы Ислам

Магистрант каф. РТС ТУСУРа
Эл. почта: islam-mabad@bk.ru

Квашнина Алёна Сергеевна

Магистрант каф. ТОР ТУСУРа
Эл. почта: nKvashnina97@mail.ru

Покаместов Дмитрий Алексеевич

Доцент каф. ТОР ТУСУРа
Эл. почта: dmaltomsk@mail.ru

УДК 621.396.4

С.В. Кулыгин, А.А. Кочкаров, В.О. Казачков

Использование сетей MANET и FANET для организации информационного взаимодействия между беспилотными летательными аппаратами

Проведено исследование актуальности использования беспилотных летательных аппаратов в качестве охранных и военных систем мониторинга. Приведены преимущества использования сетей MANET и FANET для информационного взаимодействия между беспилотными летательными аппаратами, а также их недостатки. Было предложено использование активных фазированных антенных решеток для устранения недостатков сети MANET.

Ключевые слова: БПЛА, MANET, FANET, информационное взаимодействие, АФАР.

Использование беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) привлекло большое внимание исследователей, инженеров и инвесторов в таких междисциплинарных областях, как сельское хозяйство, покрытие сигнала в сетях мобильной связи, чрезвычайные ситуации, стихийные бедствия, мониторинг сельскохозяйственных угодий и окружающей среды, трехмерное картографирование и т.д. Использование этой технологии играет важную роль в поддержке человеческой деятельности. Человек все больше концентрируется на интеллектуальной работе, стараясь максимально автоматизировать практическую деятельность, чтобы повысить ее эффективность. В связи с этим использование БПЛА все чаще становится ключевым аспектом этого процесса автоматизации. БПЛА предлагает множество преимуществ, включая маневренность, эффективность и снижение риска, особенно в опасных миссиях.

Ожидается, что в ближайшие годы беспилотные летательные аппараты будут продолжать набирать обороты и будут использоваться для решения постоянно растущего числа задач в различных областях. Это связывает множество проблем с точки зрения системы или навигации, требуя значительных усилий по интеграции многих испытательных стендов и результатов развертывания, а также новых протоколов. Для создания таких систем жизненно важную роль играет связь, и поэтому такие вопросы, как программно-определяемые радио, сети и моделирование каналов, будут ключевыми, чтобы сделать эти системы возможными, особенно если будем иметь тенденцию к увеличению количества сетей, например для требовательных приложений, которые транслируют по сети потоковое видео для мониторинга в реальном времени, или для решений вопросов идентификации БПЛА, аутентификации и сетевой безопасности.

На сегодняшний день остается важным фактором использование БПЛА для обеспечения воздушного наблюдения или гражданской безопасности. Для решения этой задачи БПЛА объединяют в единую сеть для непрерывного информационного взаимодействия. Эта сеть позволяет получать от каждого

участника информационного взаимодействия информацию, которая необходима конечному потребителю. Например, если БПЛА используются для мониторинга некоторой территории инфраструктуры, то они могут передавать информацию о «проникновении» на территорию посторонних лиц через узлы ретрансляторы, т.е. БПЛА, которые образуют единую сеть передачи информации. Поэтому технология беспроводной сети, которая будет служить для непрерывного информационного взаимодействия между узлами сети мониторинга, является важнейшей на первоначальном этапе планирования охранных и военных систем.

Сети MANET и FANET

В данной статье приводится исследование сети Mobile Ad hoc Network (MANET), так как данный протокол относится к самоорганизующимся сетям и имеет как свои достоинства, так и недостатки. Данные сети могут быть одноранговыми, что и является причиной исследования именно данного протокола. Одноранговая беспроводная сеть – это децентрализованная сеть, которая не полагается на уже существующую инфраструктуру. В одноранговой сети обычно нет доступных маршрутизаторов или точек доступа. Вместо этого узлы полагаются друг на друга для связи. Каждый узел, который участвует в сети, отвечает за маршрутизацию и пересылку данных на другие узлы. Топология беспроводной одноранговой сети может быть очень динамичной из-за мобильных узлов, и сеть должна быстро адаптироваться к новым сценариям [1].

MANET – самоорганизующиеся сети, которые являются сложными распределенными системами, включающими в себя мобильные узлы, имеющими возможность самостоятельно организовываться в сеть с динамически меняющейся топологией. Динамическая структура таких сетей позволяет абонентам пользоваться сетевыми сервисами в областях, где фактически отсутствует традиционная фиксированная структура телекоммуникационных, в том числе беспроводных сетей. Подобные сети могут применяться во время военных действий, в структурах МЧС, в транспортных системах, в системах мониторинга и различных силовых структурах [2].

Парадигма MANET – это решение для доставки данных БПЛА между узлами на большие расстояния через несколько ретрансляторов. MANET – это беспроводная сеть с множеством переключений, в которой каждый узел сети действует как мобильный беспроводной терминал, а также как маршрутизатор для пересылки информации своим соседям. Таким образом, все узлы в сети подключаются без необходимости в уже существующей инфраструктуре, что делает MANET экономически эффективной технологией [3]. Поэтому для организации информационного взаимодействия между БПЛА на практике часто используют сети MANET или FANET.

Сети летающих БПЛА представляют собой продолжение традиционных MANET. Летающие специальные сети FANET (Flying Ad Hoc Network) были представлены как новая форма MANET, в которой узлами являются БПЛА [4]. Согласно этому определению, системы с несколькими БПЛА могут образовывать FANET, как показано на рис. 1. Следовательно, стратегии на основе MANET могут использоваться для обеспечения связи между БПЛА.

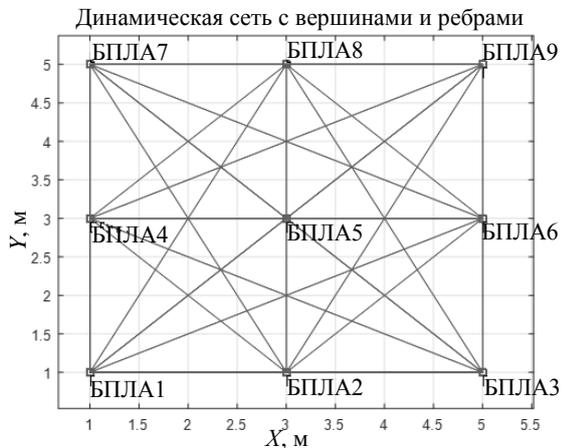


Рис. 1. Сеть БПЛА

Для непрерывного информационного взаимодействия сети мониторинга БПЛА должны работать в меняющейся, шумной и напряженной среде. Сетевые узлы постоянно меняют свое положение, следовательно, топология сети меняется. Таким образом, маршрутизация в мобильных сетях MANET используется для установления связи и создания пропускной способности между БПЛА. В MANET БПЛА сами формируют топологию сети, и, учитывая их основные тактические задачи, определяют свое позиционирование. Использование специализированных БПЛА, которые могут свободно размещаться в лучших местах в зависимости от местоположения сетевых блоков, может увеличить возможности подключения и пропускную способность сети.

Однако, несмотря на все преимущества MANET, их широкому внедрению препятствуют серьезные технические проблемы. Прежде всего, это отсутствие общепринятого способа пакетной маршрутизации, обеспечивающего надежную и эффективную доставку данных. Маршрутизация является

основой функционирования сетевой инфраструктуры. Для мобильных сетей, где топология крайне неустойчива, требования к маршрутизирующему алгоритму чрезвычайно высоки. Несмотря на то, что на сегодняшний день предложено большое количество специализированных алгоритмов, каждый из них имеет свою область применения. Существуют факторы, при которых тот либо иной способ оказывается или неприменим вовсе, либо неэффективен. В данных условиях он может, например, давать невысокий процент успешных доставок сообщений, слишком большие накладные расходы, слишком большое среднее время доставки и т.д.

Другой важной проблемой является замкнутость имеющихся средств взаимодействия для мобильных сетей. Практически все существующие реализации таких сетей позволяют объединять в них устройства только одного стандарта связи, тогда как наличие у устройств поддержки более чем одного стандарта связи в принципе позволяет организовать гибридные сети, разные сегменты которых применяют различные стандарты.

Наконец, немаловажной проблемой в беспроводных сетях является обеспечение безопасности. Данная проблема обусловлена самой природой MANET, где любой узел потенциально является маршрутизатором.

Кроме того, отсутствует физический контроль подключения, что характерно для проводных сетей. В связи с этим возможности применения традиционных средств безопасности сильно ограничены.

Для решения данных проблем на сегодняшний день посвящено множество работ по созданию алгоритмов и моделей сетевого и информационного взаимодействия между подвижными средствами мониторинга БПЛА. Например, в источнике [5] предлагают устанавливать на БПЛА конформные антенные системы, являющиеся активными фазированными антенными решетками (АФАР). Использование АФАР позволяет создавать узконаправленные лучи для передачи информации. Пример расположения АФАР приведен на рис. 2.

Использование направленной антенны в БПЛА может привести к следующим улучшениям: подключение, емкость, более низкая вероятность перехвата и подслушивания, более низкая вероятность заедания, энергопотребление.

Сосредоточив высокочастотную энергию в одном или нескольких направлениях, АФАР может посылать свою энергию желаемому получателю сигнала, а не куда-либо еще. Это увеличивает дальность действия передачи сигнала, поскольку принимаемый направленный сигнал будет сильнее, чем сигнал от всенаправленной антенны на том же расстоянии. Это также может повысить отношение сигнал/шум при приеме и, следовательно, пропускную способность канала с использованием методов адаптивной модуляции.

За счет сужения полосы, в которой отправляется сигнал, уменьшается вероятность перехвата сигнала. Передачи могут быть намеренно направлены в



Рис. 2. Конформное расположение АФАР на крыльях БПЛА

сторону от определенных позиций, что мешает «антагонистам» обнаруживать передачу. Однако, передаваемая мощность одинакова, поэтому необходимо следить за тем, куда она направлена. Даже если была предпринята попытка искажения сигнала, направленность приемной антенны может отфильтровать эти помехи и, таким образом, увеличить вероятность успешной передачи.

Адаптивное управление мощностью также можно использовать с АФАР, чтобы посылать только сигнал, достаточно сильный для требуемой передачи. Это может сэкономить электроэнергию, что является важным фактором в военных и охранных ведомствах, а также снизить вероятность взлома, хотя глушение может быть более успешным при более слабом принимаемом сигнале.

Заключение

Таким образом, использование БПЛА в охранных и военных системах мониторинга дает несколько преимуществ. Например, их эксплуатация может быть более экономичной, чем использование человеческого фактора или классической системы видеонаблюдения. Для некоторых продвинутых моделей они менее ограничены погодными условиями и их легче развернуть. Их можно эксплуатировать в географически сложных местах, не подвергая риску персонал. Для эффективного выполнения своих задач очень важным фактором является непрерывное информационное взаимодействие между БПЛА.

На сегодняшний день проводится множество исследований на данную тематику, разрабатываются и анализируются алгоритмы сетевого и информационного взаимодействия в тяжелых условиях. Поэтому еще предстоит проделать большую работу, чтобы обеспечить надежную и безопасную сеть в системах мониторинга на основе БПЛА [3].

MANET-сети часто используют в среде, где меняющаяся и помеховая обстановка, поскольку они обеспечивают гибкость сетевой инфраструктуры и дешевизну развертывания сети. Более умное позиционирование, адаптивная модуляция и направленные антенны позволяют устранить недостатки данных сетей и использовать их более надежным способом. Например, могут быть проведены дальнейшие исследования для выявления, улучшения и расширения существующих протоколов MANET, чтобы лучше адаптироваться к среде связи БПЛА и ее особым характеристикам. Кроме того, можно

провести дополнительные исследования, чтобы обеспечить лучшую поддержку различных типов трафика данных, которые используются в различных системных приложениях БПЛА.

Литература

1. Akyildiz I., Akyildiz W. A survey on wireless mesh networks // IEEE Communications Magazine. – 2005. – Vol. 43(9). – P. 23–30.
2. Романов С.В. Метод иерархической маршрутизации мобильной самоорганизующейся сети доступа: автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.12.13 / ФГБОУ ВО ВГУ. – Киров, 2014. – 19 с.
3. Mohammed F., Jawhar I., Mohamed N. et al. Towards Trusted and Efficient UAV-Based Communication // IEEE 2nd International Conference on Big Data Security on Cloud (BigDataSecurity), IEEE International Conference on High Performance and Smart Computing (HPSC) and IEEE International Conference on Intelligent Data and Security (IDS). – New York, USA, 2016. – P. 388–393.
4. Bekmezci I., Sahingoz O.K., Temel S. Flying Ad-Hoc Networks (FANETs): A survey // Elsevier. – 2013. – P. 1254–1270.
5. Ильин Е.М. Многофункциональный бортовой РЛК с конформной антенной системой для беспилотных летательных аппаратов малой дальности / Е.М. Ильин, Ю.Н. Кривов, А.И. Полубехин и др. // Вестник СибГУТИ. – 2018. – № 3. – С. 79–88.

Кулыгин Сергей Владимирович

Студент каф. инфокоммуникаций
Московского авиационного института
(Национальный исследовательский университет)
8 марта ул., д. 10/1, г. Москва, Россия, 127083
Тел.: +7-915-388-95-85
Эл. почта: serega97-never@mail.ru

Кочкар Азрет Ахматович

Канд. физ.-мат. наук, гл. специалист АО «РТИ»,
доцент финансового ун-та при Правительстве РФ
8 марта ул., д. 10/1, г. Москва, Россия, 127083
ORCID: 0000-0002-3232-5331
Эл. почта: akochkar@gmail.com

Казачков Виталий Олегович

Канд. техн. наук, доцент каф. инфокоммуникаций
Московского авиационного института
(Национальный исследовательский университет)
8 марта ул., д. 10/1, г. Москва, Россия, 127083
ORCID: 0000-0002-1565-9364
Эл. почта: kazachkovvo@mai.ru

УДК 621.396.41

А.С. Квашнина, И. Канатбекулы, Я.В. Крюков, Д.А. Покаместов

Модель формирования опорных сигналов нисходящей линии связи 5G NR

Работа посвящена разработке математической модели для формирования опорных сигналов CSI-RS в нисходящем канале системы беспроводного широкополосного доступа пятого поколения 5G New Radio. В работе подробно описаны процедуры формирования отсчетов CSI-RS, а также процесс их взаимного расположения в частотно-временной области радиокадра. Продемонстрирован результат моделирования, в котором происходит формирование CSI-сигнала для двух конфигураций.

Ключевые слова: 5G NR, CSI-RS, опорный сигнал, прямой канал, радиокадр, LTE, SCMA, NOMA.

В 2020 г. началось массовое развертывание сетей беспроводного широкополосного доступа 5G New Radio (NR), которые приходят на смену сетям LTE. Использование новых решений на физическом уровне NR позволяет добиться десятикратного прироста пропускной способности. В том числе активно рассматривается применение технологий неортогонального множественного доступа NOMA (Non-orthogonal multiple access) [3], среди которых можно выделить неортогональное разделение каналов в мощностном домене PD-NOMA (Power Domain NOMA) и множественный доступ на основе разреженных кодов SCMA (Sparse code multiple access).

В 2018 г. консорциумом 3GPP опубликован 15-й релиз технической спецификации физического уровня 5G NR, в котором описывается процедура формирования физических каналов и сигналов. Физический уровень системы 5G NR, в основном, базируется на физическом уровне 4G LTE [4]. Однако в NR применяется более широкая конфигурация радиокадра, что обеспечивает его гибкую адаптацию для широкого круга сетевых сервисов: mMTC (Massive Machine-Type Communications), URLLC (Ultra-Reliable Low Latency Communication) и eMBB (enhanced Mobile Broadband) [1].

Сервис массовой межмашинной связи mMTC предоставляет возможность подключения достаточно большого количества устройств: сенсоров, счетчиков, контроллеров и т.д. Сверхнадежная межмашинная связь с низкими задержками URLLC обеспечивает высоконадежное соединение с очень маленькой задержкой передачи данных. Сверхширокополосная мобильная связь eMBB предоставляет услуги высокоскоростного беспроводного доступа мобильным устройствам. Концепция 5G NR предполагает совместную работу вышеперечисленных сервисов в одной системе именно за счет гибкой структуры радиокадра.

Техническая спецификация 5G NR представлена 2 года назад, но физическому уровню NR уделено недостаточно внимания в отечественном сообществе. Актуальность работы заключается в разработке модели формирования опорных сигналов для дальнейшего исследования процедур оценки состояния канала передачи и эквалайзирования канала.

Опорный сигнал для оценки качества канала связи CSI-RS

Опорные (пилотные) сигналы в системах связи используются для выполнения множества важнейших в связи процедур: оценки состояния канала передачи, частотной и временной синхронизации, эквалайзирования сигнала [5] и т.д. Вид опорного сигнала одновременно известен на приемной и передающей стороне, поэтому, сравнивая переданный и принятый сигналы, можно с определенной долей погрешности осуществить вышеперечисленные процедуры.

Технической спецификацией 5G NR предусмотрено несколько типов опорных сигналов, передающихся в прямом (downlink) направлении: DM-RS (Demodulation – Reference Signals) или опорный сигнал, необходимый для оценки канала и демодуляции физических каналов; CSI-RS [1] (Channel State Information – Reference Signals) позволяет приёмнику оценить состояние радиоканала; PT-RS (Phase-Tracking – Reference Signals) – это опорный сигнал оценки рассогласования фазы опорного генератора передатчика и приёмника, что особенно важно для систем миллиметрового диапазона; SRS (Sounding – Reference Signals) используется для зондирования радиоканала.

Тематика 5G NR является актуальной и широкой, но, несмотря на это, в открытом доступе присутствует небольшое количество русскоязычных публикаций. Целью нашей работы является подробный обзор процедур формирования радиокадра 5G NR и разработка математической модели формирования радиокадра. В этой работе рассматривается процедура формирования и частотно-временного расположения CSI-RS.

Выше было сказано, что CSI-RS используется для оценки состояния радиоканала. Принятый опорный сигнал обрабатывается абонентской станцией (AC), после чего каналу передачи присваивается индекс качества. Каждая AC сообщает по обратному каналу (uplink) индекс качества на сторону базовой станции, которая учитывает его при формировании сигнала для этой AC. Состояние радиоканала изменяется с течением времени, поэтому требуется периодически производить измерение качества радиоканала с помощью опорных сигналов [5].

Формирование сигнальных отсчетов CSI-RS

Согласно [2], вектор \mathbf{r} комплексных сигнальных отсчетов CSI-RS формируется с помощью выражения (1):

$$r(m) = \frac{1}{\sqrt{2}}(1-2c(2m)) + j\frac{1}{\sqrt{2}}(1-2c(2m+1)), \quad (1)$$

где вектор \mathbf{c} – псевдослучайная последовательность (ПСП), которая генерируется согласно технической спецификации [2]. При этом для начальной инициализации генератора ПСП используется переменная $Cinit$, которая рассчитывается согласно

$$Cinit = (2^{10} N_{symb}^{slot} \cdot n_{s,f}^{\mu} + l + 1) \cdot (2n_{ID} + 1) + n_{ID} \pmod{2^{31}}, \quad (2)$$

где N_{symb}^{slot} – количество символов в слоте, l – номер OFDM-символа в слоте, $n_{s,f}^{\mu}$ – номер слота в кадре и $n_{ID} \in \{0, 1, \dots, 1007\}$ – физический идентификатор соты. В спецификации [2] приведены допустимые значения N_{symb}^{slot} , $N_{slot}^{frame,\mu}$, $N_{slot}^{subframe,\mu}$.

Из формулы (2) видно, что значение $Cinit$ рассчитывается индивидуально для каждого символа в кадре. Поэтому, последовательность CSI-RS отличается от символа к символу и повторяется только в следующем кадре. Зависимость $Cinit$ от идентификатора соты n_{ID} предоставляет возможность формировать 1 008 различных опорных сигналов для исключения повторений CSI-RS соседних сот [1]. Это является важным в связи с возможностью использования CSI-RS для идентификации соты и синхронизации.

Анализируя выражение (1), можно сказать, что CSI-RS напоминает сигнал QAM-4, символы которого упорядочены по псевдослучайному закону. На рис. 1 представлено сигнальное созвездие CSI-S.

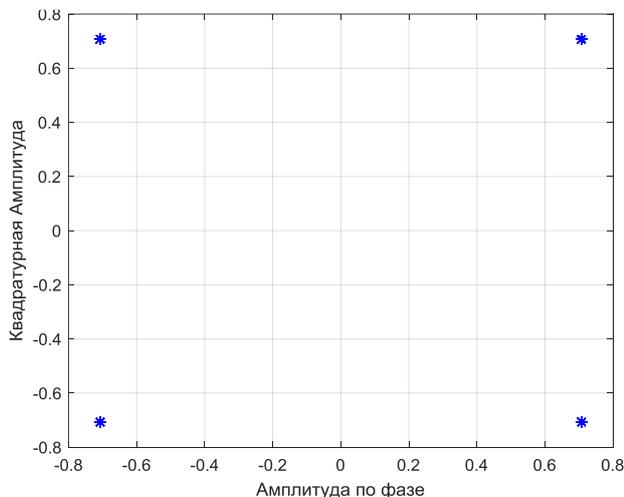


Рис. 1. Созвездие опорного сигнала информации

Взаимное расположение CSI-RS

в частотно-временной сетке радиокадра

Последовательность сигнальных отсчетов \mathbf{r} отображается на ресурсные элементы $(k, l)_{p,\mu}$ в соответствии с формулой (3):

$$\alpha_{k,l}^{(p,\mu)} = \beta_{CSIRS} \cdot w_f(k') \cdot w_t(l') \cdot \eta_{l,n_{s,f}}(m'), \quad (3)$$

где β_{CSIRS} – коэффициент усиления сигнала; $w_f(k')$ и $w_t(l')$ – ортогональные последовательности из табл. 7.4.1.5.3.-1–7.4.1.5.3.-6 в источнике [2]; $k = n \cdot 12 + k' + 1 + \bar{k}$, – номер ресурсного элемента в частотной области (поднесущей) при $k' \in \{0, 1, 2\}$; \bar{k} определяется из табл. 1; параметр $n = 0, 1, \dots, N_{RB} - 1$ – номер ресурсного блока; $l = \bar{l} + l'$ – номер OFDM-символа в слоте. Переменные l', \bar{l} – определены согласно [2] в табл. 7.4.1.5.3-1, часть которой приведена в табл. 1.

Таблица 1

Часть таблицы 7.4.1.5.3-1:
Расположение CSI-RS в слоте

Row	Ports X	Density ρ	(\bar{k}, \bar{l})	CDM group index j	k'	l'
1	1	3	$(k_0, l_0), (k_0 + 4, l_0), (k_0 + 8, l_0)$	0,0,0	0	0
2	1	1, 0.5	(k_0, l_0)	0	0	0

Индекс группы CDM j соответствует времени и частоте расположения (k', l') для данных строк (row).

Помимо этого, в выражении (3) используется переменная m' , которая обозначает индекс символа из массива \mathbf{r} для размещения его в (k, l) ресурсном элементе:

$$m' = \lfloor n\alpha \rfloor + k' + \left\lfloor \frac{\rho \bar{k}}{12} \right\rfloor. \quad (4)$$

При $\alpha = \begin{cases} \rho & \text{для } X = 1 \\ 2\rho & \text{для } X > 1 \end{cases}$, где X – количество

антенных портов, а ρ – шаг, с которым опорный сигнал размещается в ресурсном блоке. В LTE разнесение поднесущих составляет 15 кГц, а плотность CSI-RS составляет 2 ресурсных элемента в одном ресурсном блоке на каждом антенном порте. В NR же поддерживается несколько нумерологий, которые определяют частотное разнесение поднесущих: 15, 30, 60, 120, 240 или 480 кГц. Поэтому в 5G NR значение ρ может быть подобрано в зависимости от частотного разнесения поднесущих. Частотно-временное расположение CSI-RS в кадре определяется параметром Row.

Математическая модель формирования CSI-RS и его расположения в частотно-временном домене радиокадра

На рис. 2 представлена структурная схема модели формирования CSI-RS. Как видно из рис. 2, для формирования последовательности CSI-RS для l -го символа внутри слота на вход подаются необходимые параметры N_{symb}^{slot} , $n_{s,f}^{\mu}$, n_{ID} . Учитывая эту конфигурацию, производится вычисление инициализирующего параметра $Cinit$ из (2) для начальной

инициализации \mathbf{x}_2 , а также инициализации \mathbf{x}_1 согласно [2]. Эти векторы участвуют в дальнейшем формировании последовательности \mathbf{c} . Затем сгенерированная ПСП \mathbf{c} используется для формирования \mathbf{r} по формуле (1).

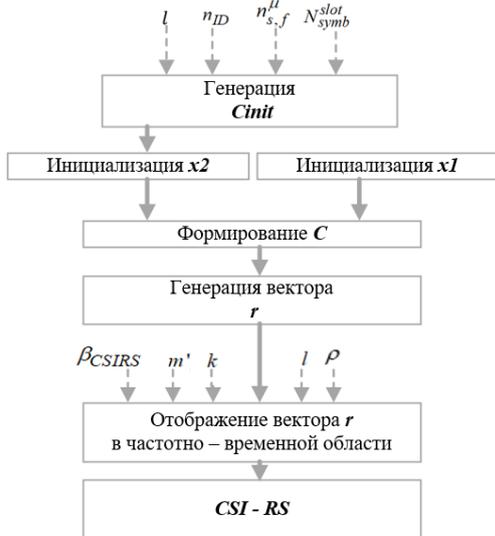


Рис. 2. Модель формирования CSI-RS

На рис. 3 представлен пример расположения CSI-RS в частотно-временном домене в виде двух слотов для конфигурации Row 1. В табл. 3 приведены номера отображения символов и поднесущих, рассчитанные в математической модели. При этом использована следующая конфигурация кадра [2], табл. 2, где μ – нумерология кадра и N_{RB} – число ресурсных блоков.

Таблица 2

Конфигурация кадра

μ	N_{slot}^{symb}	$N_{slot}^{frame,\mu}$	$N_{slot}^{subframe,\mu}$	N_{sc}^{rb}
0	14	10	1	25

Таблица 3

Расположение CSI-RS

Номер опорной поднесущей в символе	Номер OFDM-символа с CSI-RS в кадре
1, 5, 9, 14...	7, 11, 21, 25

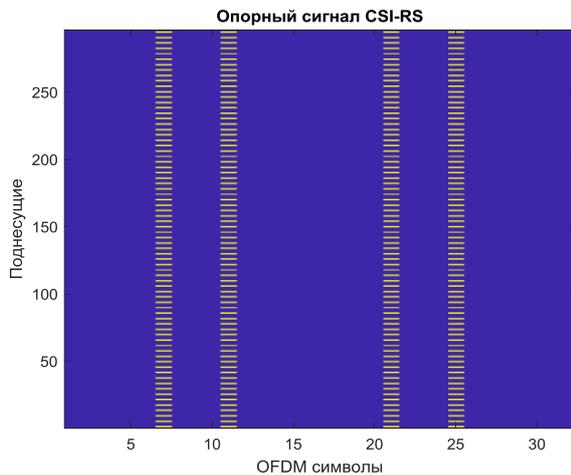


Рис. 3. Расположение CSI-RS в сетке для Row 1

Заключение

В работе рассмотрены процедуры формирования и взаимного расположения в частотно-временном домене опорного сигнала CSI-RS. Разработана математическая модель, которая позволяет формировать CSI-RS и располагать его в частотно-временном домене радиокadra согласно технической спецификации 5G NR.

Приведено подробное описание всех параметров, участвующих при формировании сигнала. В том числе показана диаграмма созвездий CSI-RS, а также пример расположения CSI-RS в кадре при заданной конфигурации кадра.

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

Литература

1. Официальный сайт «sharetechnote» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://sharetechnote.com>
2. ETSI TS 138 211 V15.2.0 (2018-07) 5G; NR; Physical channels and modulation (3GPP TS 38.211 version 15.2.0 Release 15).
3. 3GPP long term evolution [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://4g-lteworld.blogspot.ru/2012/06/icic-and-eicic.html>
4. Гельгор А.Л. Технология LTE мобильной передачи данных: учеб. пособие / А.Л. Гельгор, Е.А. Попов. – СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2011. – 204 с.
5. Телекоммуникационные системы и сети. Т1: учеб. пособие / Б.И. Крук, В.Н. Попантопуло, В.П. Шувалов. – Изд. 2-е, испр и доп. – Новосибирск: Сиб. предприятие «Наука» РАН, 1998. – 523 с.

Квашнина Алёна Сергеевна

Магистрант каф. телекоммуникаций и основ радиотехники (ТОР) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-913-812-89-66
Эл. почта: nKvashnina97@mail.ru

Канатбекулы Ислам

Магистрант каф. РТС ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Эл. почта: islam-mabad@bk.ru

Крюков Яков Владимирович

Доцент каф. ТОР ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Эл. почта: kryukov.tusur@gmail.com

Покаместов Дмитрий Алексеевич

Доцент каф. ТОР ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Эл. почта: dmaltomsk@mail.ru

УДК 621.376.9

С.М. Мухамадиев, Е.В. Рогожников, Э.М. Дмитриев

Исследование помехоустойчивости системы связи с линейной частотной модуляцией

Рассмотрены линейно-частотно-модулированные (ЛЧМ) сигналы, используемые в технологии модуляции LoRa. На примере LoRa показано влияние широкополосной помехи на вероятность пакетной ошибки (PER).

Ключевые слова: ЛЧМ, широкополосная помеха, вероятность пакетной ошибки, LoRa.

ЛЧМ используется в технологии модуляции LoRa, которая применяется для LPWAN-сетей (энергоэффективные сети дальнего радиуса действия). На данный момент LoRa используется в IoT-приложениях; построении автоматизированных сетей электроснабжения для эффективного использования энергии; учете расходов энергоресурсов, таких как вода, тепло, газ, электроэнергия, а также в мониторинге окружающей среды.

Формирование и обработка сигналов для систем связи с использованием ЛЧМ

LoRa-сигналы представляют собой колебания с ЛЧМ-модуляцией, частота этих колебаний может как линейно возрастать, так и линейно убывать. ЛЧМ-сигналы – это сложные сигналы с базой значительно больше единицы, соответственно их корреляционная функция будет достаточно узкой, по сравнению с простыми сигналами [1]. Математическое описание можно выразить формулой (1):

$$s = A \cdot \cos \left(2 \cdot \pi \cdot \left(f_1 \cdot t + \frac{m \cdot t^2}{2} \right) \right), \quad (1)$$

где f_1 – нижняя частота (частота, с которой начинается генерация ЛЧМ-колебания); m – скорость изменения частоты сигнала, определяется по формуле:

$$m = \frac{BW}{Ts}, \quad (2)$$

где BW – ширина спектра сигнала (125, 250 и 500 кГц); Ts – длительность одного ЛЧМ-колебания:

$$Ts = \frac{2^{SF}}{BW}, \quad (3)$$

SF (Spreading Factor) – коэффициент расширения спектра, он принимает следующие значения $SF = 7 \dots 12$. Он определяет разрядность символа данных (в битах), передаваемого за время Ts , а также влияет на базу сигнала. Увеличение SF значительно повышает помехоустойчивость передаваемого сообщения вплоть до передачи при отрицательном отношении сигнал/шум, но при этом возрастает время передачи. База сигнала вычисляется по формуле

$$B = BW \cdot Ts = 2^{SF}. \quad (4)$$

В общем виде ЛЧМ-колебания, при $SF = 7$ и $SF = 9$ представлены на рис. 1.

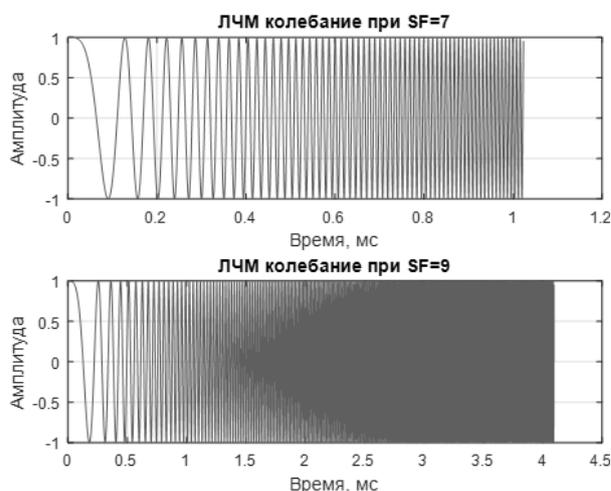


Рис. 1. ЛЧМ-колебания при разном SF

Рассмотрим процесс модуляции сигнала: входная битовая последовательность разделяется на пакеты, содержащие по SF бит. После чего каждый такой пакет переводится в десятичную систему счисления, как итог при $SF = 7$ вместо 7 бит мы будем иметь один информационный символ в диапазоне $1 \dots 2^{SF}$.

Кодируемый информационный символ определяет частоту, на величину которой происходит сдвиг ЛЧМ-колебания [2]. То есть частота, с которой начинается генерация ЛЧМ-колебания, определяется значением информационного символа в десятичной системе счисления (5):

$$df = \frac{k}{Ts}, \quad (5)$$

где k – текущее значение информационного символа. В момент времени $Ts - T_0$ (6) ЛЧМ-колебание достигает максимальной частоты, после чего начинается генерация нового ЛЧМ-колебания с нижней частоты f_1 и прекращается по достижении частоты df . Длительность нового ЛЧМ колебания равна T_0 :

$$T_0 = \frac{k}{BW}. \quad (6)$$

Пример модулированного колебания приведен на рис. 2, зависимость частотного сдвига от передаваемого информационного символа отображена на рис. 3. Модулируемое колебание описывается выражением (7):

$$s(t) = \begin{cases} A \cdot \cos \left(2\pi \left(f_0 t + df t + \frac{mt^2}{2} \right) \right), & 0 \leq t < T_0; \\ A \cdot \cos \left(2\pi \left(f_0 t + df t - BWt + \frac{mt^2}{2} \right) \right), & T_0 \leq t < T_s. \end{cases} \quad (7)$$

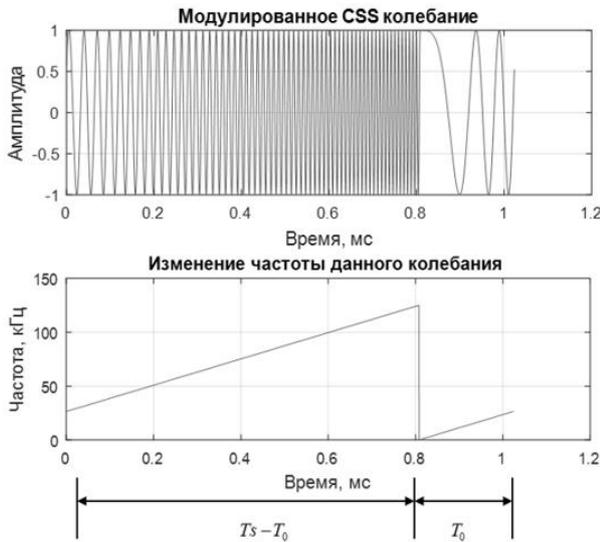


Рис. 2. Модулированный ЛЧМ-сигнал и его спектрограмма

Функциональная схема алгоритма формирования сигнала LoRa представлена на рис. 4.

Опишем обработку сигнала на приемной стороне. Во временной области ЛЧМ-сигнал разделяется на интервалы времени, соответствующие пакетам бит.

$$y(t) = s(t) \cdot h(t) = \begin{cases} A \cdot \cos \left(2\pi \left(f_0 t + df \cdot t + \frac{mt^2}{2} \right) \right) \\ A \cdot \cos \left(2\pi \left(f_0 t + df \cdot t - BWt + \frac{mt^2}{2} \right) \right) \end{cases} \times A \cdot \cos \left(2\pi \left(f_0 t - BWt + \frac{mt^2}{2} \right) \right) =$$

$$= \begin{cases} \frac{A}{2} \cdot \left[\cos(2\pi(BWt + df t)) + \cos(2\pi(2f_0 t - BWt + df t + \frac{mt^2}{2})) \right], & 0 \leq t < T_0; \\ \frac{A}{2} \cdot \left[\cos(2\pi(df t)) + \cos(2\pi(2f_0 t + df t - 2BWt + \frac{mt^2}{2})) \right], & T_0 \leq t < T_s. \end{cases}$$

То есть при передаче ЛЧМ-сигналов с нарастающей частотой их необходимо перемножать с ЛЧМ-колебанием убывающей частоты [4]. Спектр сигнала после перемножения с опорным колебанием запишем в виде

$$Y(w) = \int y(t) \cdot \exp(-iwt) dt. \quad (9)$$

Положение максимального значения спектра определяет значение частоты, соответствующее определенному пакету бит. Функциональная схема приемника приведена на рис. 5.

Демодуляция будет осуществляться перемножением модулированного ЛЧМ-сигнала (5) и опорного (6), изменение частоты которого противоположно модулированному сигналу.

$$h(t) = A \cdot \cos \left(2\pi \left(f_0 t - BWt + \frac{mt^2}{2} \right) \right), \quad 0 \leq t < T_s, \quad (8)$$

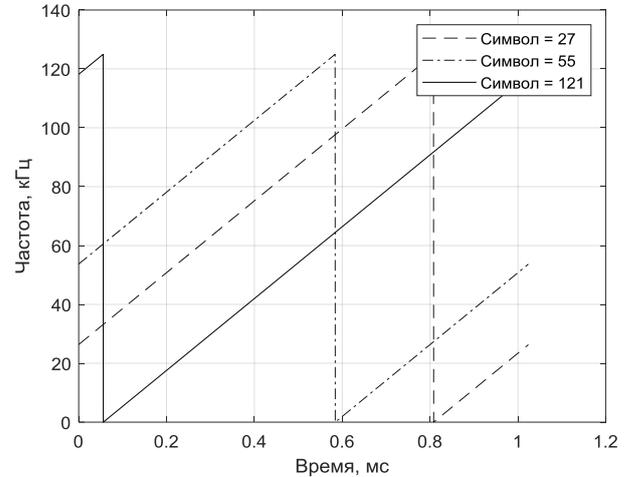


Рис. 3. Зависимость частотного сдвига от передаваемого информационного символа



Рис. 4. Функциональная схема передатчика

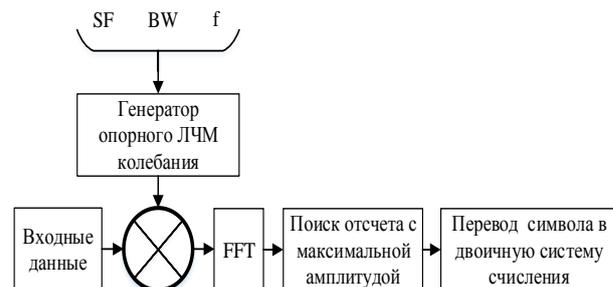


Рис. 5. Функциональная схема приемника

Оценка влияния широкополосной помехи на вероятность пакетной ошибки

Произведем моделирование влияния широкополосной помехи на вероятность пакетной ошибки и сравним полученный результат с экспериментальным. Для эксперимента будут использованы платы Waspmote фирмы libelium с модулем sx1272 [5], данный модуль позволяет генерировать сигналы в соответствии с технологией LoRa.

В качестве помехи использовался OFDM-символ с разным уровнем мощности. Генерация осуществлялась с помощью SDR-модуля ADALM-PLUTO [6]. Параметры OFDM-символа приведены в табл. 1.

Параметры, используемые при передаче LoRa сигнала, приведены в табл. 2.

Схема экспериментальной установки приведена на рис. 6.

Таблица 1

Параметры OFDM-символа	
Полоса частот	500 кГц
Вид модуляции	QAM64
Мощность,	-30; -27,5; -25 ... 0 дБм
Несущая частота	867 МГц
Размер Фурье-преобразования	1024 точки

Таблица 2

Параметры LoRa	
Полоса частот	250 кГц
Коэффициент расширения спектра	7
Несущая частота	867 МГц
Размер пакета	6 байт
Число пакетов	100

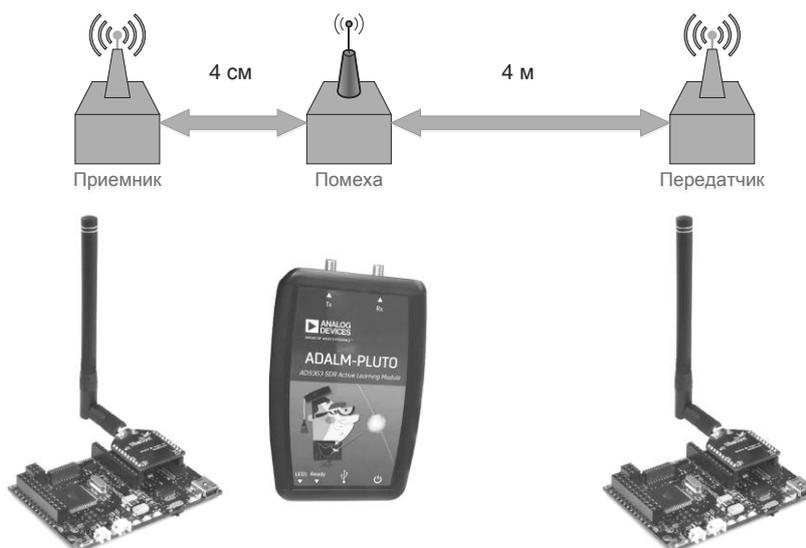


Рис. 6. Схема экспериментальной установки

Сравним зависимость PER от отношения сигнал/помеха (ОСП), полученную в результате моделирования и экспериментальным путем (рис. 7).

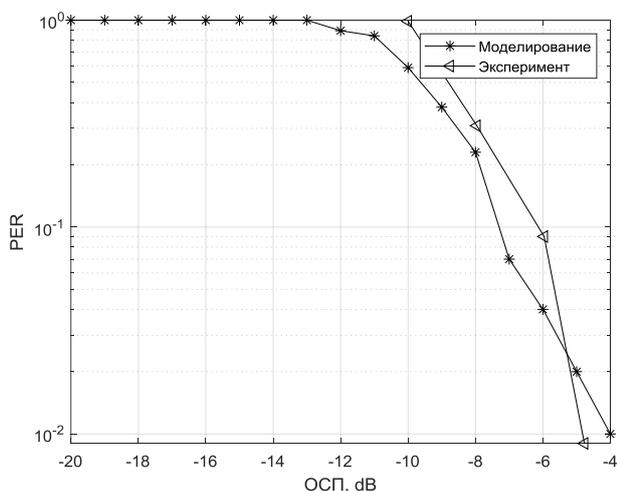


Рис. 7. Зависимость PER от ОСП

Из графика видно, что результаты моделирования и эксперимента незначительно отличаются.

Заключение

В статье произведен обзор технологии LoRa, описан процесс модуляции и демодуляции сигналов с использованием ЛЧМ. Произведены математическое моделирование и эксперимент, показывающие влияние ОСП на вероятность пакетной ошибки. Из полученных результатов следует, что система связи, работающая по технологии LoRa, устойчива к влиянию широкополосной помехи, превышающей уровень полезного сигнала.

Литература

1. Беспроводная технология малой мощности LoRa и модули NiceRF SX1276. – URL: <https://dxdt.ru/2016/07/01/7996/> (дата обращения: 01.09.2020).
2. Талаев А.Д., Бородин В.В. Стандарты LPWAN для группового взаимодействия мобильных узлов // Труды МАИ. – 2018. – № 99.

3. Fialho V., Azevedo F. Wireless Communication Based on Chirp Signals for LoRa IoT Devices. I-ETC // ISEL Academic Journal of Electronics Telecommunications and Computers. – 2018. – Vol. 4(1). – P. 6.

4. Doroshkin A.A., Zadorozhny A.M., Ku O.N., Prokopyev V.Y., Prokopyev Y.M. Experimental Study of LoRa Modulation Immunity to Doppler Effect in CubeSat Radio Communications // IEEE Access. – 2019. – Vol. 7. – P. 75721–75731.

5. Waspote Lora sx1272 Networking guide. – URL: http://www.libelium.com/downloads/documentation/waspmote_lora_868mhz_915mhz_sx1272_networking_guide.pdf (дата обращения: 01.09.2020).

6. ADALM-PLUTO. Обзор. – URL: <https://www.analog.com/ru/design-center/evaluation-hardware-and-software/evaluation-boards-kits/adalm-pluto.html#eb-overview> (дата обращения: 01.09.2020).

Мухамадиев Семен Минисович

Студент каф. телекоммуникаций и основ радиотехники (ТОР) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-952-8-98-08-27
Эл. почта: sema.fandmc3@mail.ru

Рогожников Евгений Васильевич

Кандидат техн. наук, доцент каф. ТОР ТУСУРа
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: (382-2) 41-33-98
Эл. почта: udzhon@mail.ru

Дмитриев Эдгар Михайлович

Аспирант каф. ТОР ТУСУРа
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Эл. почта: edegor1993@mail.ru

УДК 004.72

К.Э. Гаипов, Н.А. Шепета, Г.Г. Назаров

Математическая модель управления частотным ресурсом беспроводных сетей

Рассматривается применение контурного метода анализа для оптимального распределения трафика и частотно-го планирования при ограниченном частотном диапазоне, критерием оптимальности является сумма всех средних времен задержек на беспроводных интерфейсах, результатом предложенной методики является распределение трафика от каждого источника по беспроводным каналам связи, а также требуемая ширина полосы каждого канала связи.

Ключевые слова: управление трафиком, частотное планирование, оптимальное распределение информации, контурный метод, тензорный анализ.

Основной проблемой при частотном планировании беспроводных сетей является ограниченный частотный диапазон, выделяемый для ее построения. В связи с чем встает задача максимально эффективно выделения частотного ресурса между взаимодействующими системами, такие задачи возникают при планировании сотовых сетей связи, при организации беспроводных MESH-сетей, при построении спутниковых систем связи.

Для оптимального распределения трафика можно использовать следующие методы: метод Галлагера [1], а также метод, изложенный в [2], и методы тензорного анализа [3–6]: контурный метод, узловой метод, ортогональный,

Применение этих методов, для анализа распределения трафика, было использовано только для проводных сетей, в которых предполагалось, что параметры пропускной способности канала связи остаются неизменными, когда в беспроводных сетях для более рационального использования частотного ресурса необходимо переопределять выделяемую полосу частот таким образом, чтобы наибольшая полоса частот была в том месте, где это требуется, учитывая при этом и повторное использование частотного ресурса.

Постановка задачи

Для решения поставленной задачи предполагается, что скорость передачи данных по каналу определяется некой функциональной зависимостью, например:

$$r_i = f_i(\Delta f_i, S_i/N_i), \quad (1)$$

где Δf_i – ширина канала связи; S_i/N_i – отношение мощности сигнала к мощности шума.

Зависимость такого типа, как правило, указана в приложениях к различным стандартам беспроводной связи. В пределе эту формулу можно заменить формулой Шеннона–Хартли.

Также необходимо ввести критерий, по которому будет считаться, что частотное планирование реализовано оптимальным образом, классическим критерием оптимальности для сетей передачи данных можно считать обеспечение такого распределения трафика, при котором суммарное время нахождения транзакций, находящихся в буферах телеком-

муникационных устройств, будет минимальным. Для беспроводных сетей необходимо найти не только распределение, но и требуемую ширину полосы пропускания канала связи.

Таким образом, можно предположить, что среднее время нахождения транзакта при передаче данных через беспроводной интерфейс будет определяться некой функциональной зависимостью типа:

$$t_i = f_i(\lambda_i, \Delta f_i, S_i/N_i), \quad (2)$$

где λ_i – интенсивность трафика через канал связи.

Тогда критерием оптимальности будет выступать такое значение $\lambda_i, \Delta f_i$, при котором функция вида $\sum_i t_i \rightarrow \min$.

Ниже приведём математическую модель частотного распределения, используя контурный метод. Данный метод предполагает, что потоки в каналах связи будут представлены через систему линейно-независимых контуров:

$$\Lambda_j = C\tilde{\Lambda}_j, \quad (3)$$

где Λ_j – вектор потоков, создаваемый источником j в каждом канале связи, элемент этой матрицы λ_{ij} показывает, поток какой интенсивности создаётся в i -й ветви j -м источником, некоторые интенсивности λ_{ij} , как правило, известны заранее.

Обозначим матрицу известных интенсивностей за D , а его элементы d_{ij} показывают известные значения потоков λ_{ij} .

$\tilde{\Lambda}_j$ – вектор контурных интенсивностей, создаваемых источником j , элемент этой матрицы λ_{kj} показывает, поток какой интенсивности создаётся в k -м контуре j -м источником, $k \leq i$; C – матрица линейно-независимых контуров.

$$\Lambda = \sum_j \Lambda_j, \quad (4)$$

где Λ – суммарный поток, создаваемый всеми источниками в каждой ветви, элемент этой матрицы λ_i показывает, поток какой суммарной интенсивности создаётся в i -й ветви всеми источниками.

Также необходимо учесть, что потоки, создаваемые источниками в каждой сети, должны быть неотрицательными: $\Lambda_j \geq 0$.

И суммарный поток в канале связи не может превышать его пропускную способность $\Lambda \leq \mathbf{R}$, где элементы вектора \mathbf{R} показывают пропускные способности беспроводных каналов связи.

Окончательным условием является то, что выделенный частотный диапазон ограничен

$$\sum_i \Delta f_i = F$$

и также является неотрицательным: $\Delta f_i \geq 0$.

В результате получаем следующую систему неравенств:

$$\begin{cases} \Lambda_j = \mathbf{C}\tilde{\Lambda}_j, \\ \lambda_{ij} = d_{ij}, \\ \Lambda = \sum_j \Lambda_j, \\ \Lambda_j \geq 0, \\ \Lambda \leq \mathbf{R}, \\ \sum_i \Delta f_i = F, \\ \Delta f_i \geq 0. \end{cases}$$

Решением данной системы неравенств будет значение контурных интенсивностей и значений частных диапазонов, выделенных для данных беспроводных каналов связи.

Необходимо отметить, что не все решения этой системы являются допустимыми, так как некоторые из них допускают появление потоков, циркулирующих внутри одного из замкнутых контуров сети, но при этом любое из решений может являться точкой начальной итерации для введённой ранее целевой функции, а сама система является ограничениями оптимизационной задачи. Также можно отметить, что если данная система не имеет решений, то это означает, что невозможно распределить частотный диапазон таким образом, чтобы через данную сеть пропустить объем трафика, указанный в матрице \mathbf{D} .

Пример

Рассмотрим следующий пример (рис. 1). Три узла A, B, C соединены радиоканалами 1–6, по каналам 7 и 8 поступают входящие потоки, из канала 9 потоки выходят. Узел O является общим, для того чтобы сеть была контурной.

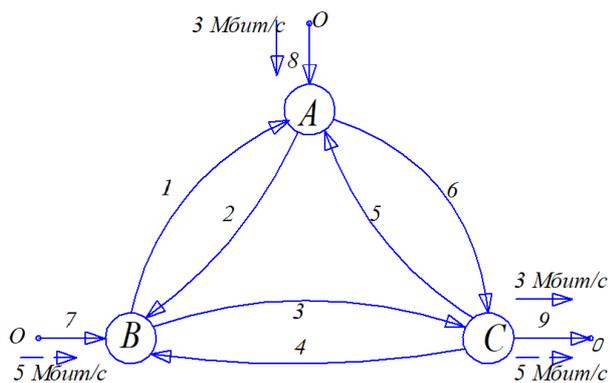


Рис. 1. Топология исследуемой сети

Матрица \mathbf{C} для данной сети выглядит следующим образом:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}.$$

Для получения целевой функции предположим, что математическая модель беспроводного канала связи будет представлена одноканальной системой массового обслуживания М/М/1, для которой значение среднего времени нахождения заявки в буфере определяется формулой $t = \frac{1/r}{1-\lambda/r}$, где λ – суммарная интенсивность поступления данных в интерфейс, r – интенсивность обслуживания.

Решим данную оптимизационную задачу при условии, что на радиоканалах 1–6 выделены частотные диапазоны $f_1, f_2, f_3, f_4, f_5, f_6$ и выполняется условие

$$\sum_{i=1}^6 f_i = 3 \text{ МГц.}$$

Скорости каналов связи связаны с частотами линейными соотношениями

$$r_1 = 5f_1, r_2 = 3f_2, r_3 = 5f_3, r_4 = 4f_4, r_5 = 5f_5, r_6 = 3f_6.$$

Также предположим, что первый поток данных поступает в 7-й канал связи, а выходит из 9-го объемом 5 Мбит/с и второй поток данных поступает в 8-й канал, а выходит также через 9-й объемом 3 Мбит/с.

В принятой системе обозначений это будет выглядеть как $\lambda_{77} = 5, \lambda_{78} = 0, \lambda_{87} = 5, \lambda_{88} = 0$.

Решая оптимизационную задачу с этими параметрами, получаем, что трафик от источника, подключённого к 7-му каналу связи и идущего к получателю, подключённому к 9-му каналу связи, пойдёт по 3-му каналу связи ($\lambda_{73} = 5$), на который выделен частотный диапазон $f_3 = 1,605$ МГц. Для трафика, идущего от источника 8 к получателю 9, поток разделится на два маршрута, первый маршрут – это радиоканалы 8, 2, 3, 9, второй маршрут – это радиоканал 8, 6, 9. По первому маршруту пойдёт 1,47 Мбит/с, по второму – 1,53 Мбит/с, при этом будут задействованы ещё два радиоканала – 2 и 6, на 2-й радиоканал будет выделена полоса $f_2 = 0,714$ МГц, на 6-й канал будет выделена полоса $f_6 = 0,68$ МГц, для наглядности распределения трафика и частотного диапазона показаны на рис. 2.

Выводы

В данной статье был предложен алгоритм оптимального частотного планирования на основе контурного метода анализа, что позволило использовать только линейно-независимые переменные в отличие от метода Галлагера, где в качестве переменных используются все беспетельные маршруты между парой отправитель–получатель, в качестве критерия оптимальности было выбрано минимальное сум-

марное время нахождения заявок в буфере передающего интерфейса.

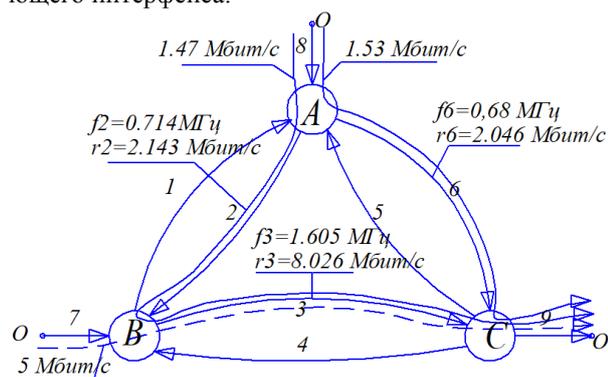


Рис. 2. Распределение трафика по маршрутам и выделенные полосы частот для радиоканалов

Предложенная математическая модель является базовой, так как предлагает минимальное количество ограничений, в качестве дополнительных ограничений можно использовать требования к качеству обслуживания, ограничения по полоске пропускания для каждого канала и т.д. Также отметим, что в реальных системах передачи, ширина полосы частот и функция зависимости скорости от полосы частот, как правило, изменяются только дискретными значениями, а следовательно, решаться такая задача будет методами дискретного программирования, а не динамического, как здесь.

Размерность целевой функции и системы ограничений определяется произведением числа источников на цикломатическое число графа, описывающего сеть плюс весь набор непересекающихся частотных диапазонов, для определения количества непересекающихся частот можно воспользоваться методом, предложенным в [7].

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования России по госзаданию № FEFE-2020-0013 «Развитие теории самоконфигурирующихся алгоритмов машинного обучения для моделирования и прогнозирования характеристик компонентов сложных систем».

Литература

1. Бертсекас Д., Галлагер Р. Сети передачи данных: пер. с англ. – М.: Мир, 1989. – 544 с.
2. Вишневецкий В.М. Теоретические основы проектирования компьютерных сетей. – М.: Техносфера, 2003. – 512 с.

3. Пономарев Д.Ю. Тензорный метод исследования сетей связи. Современные проблемы информатизации в информационных системах и телекоммуникациях // Сборник трудов / под ред. О.Я. Кравца. – Вып. 11. – Воронеж: Научная книга, 2006. – С. 443–447.

4. Пономарев Д.Ю. Особенности применения контурного метода тензорного анализа инфокоммуникационных сетей // Тенденции развития науки и образования. – 2018. – № 42-5. – С. 12–17.

5. Лемешко А.В. Тензорная модель многопутевой маршрутизации агрегированных потоков с резервированием сетевых ресурсов, представленная в пространстве с кривизной // Праці УНДІРТ. – 2004. – № 4. – С. 12–18

6. Гаипов К.Э. Инвариантные методы анализа трафика в распределенных системах обработки информации: дис. ... канд. техн. наук: 05.13.01 / Сибирская аэрокосмическая академия им. М.Ф. Решетнева. – Красноярск, 2013.

7. Демичев М.С. Радиочастотное планирование радиосети с исключением интерференции радиоволн / М.С. Демичев, К.Э. Гаипов, А.А. Демичева, А.И. Нарожный // Кибернетика и программирование. – 2017. – № 4. – С. 1–23.

Гаипов Константин Эдуардович

Канд. техн. наук, н.с. научно-исследовательской лаб. Института информатики и телекоммуникаций (НИЛ ИИТК) Сибирского государственного ун-та науки и технологий им. акад. М.Ф. Решетнева (СибГУ им. М.Ф. Решетнева). Имени газеты «Красноярский рабочий» пр-т, 31, г. Красноярск, Россия, 660037
Тел.: +7-953-583-52-63
Эл. почта: gaipovke@yandex.ru

Назаров Григорий Георгиевич

Канд. техн. наук, доцент, вед. н.с. НИЛ ИИТК СибГУ им. М.Ф. Решетнева
Имени газеты «Красноярский рабочий» пр-т, 31, г. Красноярск, Россия, 660037
Тел.: +7-950-432-73-74
Эл. почта: ettk@bk.ru

Шепета Наталья Александровна

Канд. техн. наук, доцент, вед. н.с. НИЛ ИИТК СибГУ им. М.Ф. Решетнева
Имени газеты «Красноярский рабочий» пр-т, 31, г. Красноярск, Россия, 660037
Тел.: +7-906-917-66-43
Эл. почта: nashka116@mail.ru

УДК 621.396.41

Д.О. Баландин, А.С. Квашнина, Я.В. Крюков, Д.А. Покаместов

Моделирование множественного канала связи с использованием PD-NOMA

Методы неортогонального множественного доступа позволяют увеличить спектральную эффективность системы связи. В статье представлена разработанная математическая модель множественного канала связи на основе неортогонального метода множественного доступа с разделением каналов по мощности. Рассмотрено формирование группового сигнала для двух абонентов, используя разные виды квадратурной амплитудной модуляции и весовые мощностные коэффициенты. В результате моделирования получены значения вероятности возникновения битовых ошибок в зависимости от отношения сигнал/шум для различных конфигураций уплотнения каналов.

Ключевые слова: PD-NOMA, NOMA, QAM, распределение мощности, групповой сигнал, SIC-демодуляция.

В последние годы наблюдается существенный рост «умных» устройств и пользователей телекоммуникационных сетей, что неизбежно ведет к необходимости обеспечения высоких скоростей передачи данных, а также в максимально эффективного использования частотно-временного ресурса (ЧВР). В данной статье предлагается к рассмотрению технология, которая может стать основополагающей для будущего поколения беспроводных сетей, что делает ее изучение весьма актуальным вопросом уже сегодня. Речь идет о технологии неортогонального множественного доступа NOMA (Non-orthogonal Multiple Access), которая включает в себя следующие разновидности: Multi-User Shared Access (MUSA), Sparse Code Multiple Access (SCMA), Pattern Division Multiple Access и Power Domain NOMA (PD-NOMA) [1]. Эта статья посвящена технологии неортогонального множественного доступа с разделением каналов в мощностном домене PD-NOMA. В работах [2, 3] показано, что PD-NOMA позволяет гибко управлять мощностью абонентского сигнала в зависимости от состояния канала передачи этого абонента и производить неортогональное уплотнение в едином ЧВР нескольких абонентских каналов. Целью работы является разработка математической модели множественного канала связи PD-NOMA для анализа его эффективности в различных эксплуатационных сценариях.

Системная модель PD-NOMA

Методы NOMA принципиально отличаются от ортогональных методов множественного доступа OMA (Orthogonal Multiple Access) тем, что позволяют использовать единый ЧВР сразу двум и более пользователям без применения ортогональных функций. Такой подход позволяет увеличить спектральную эффективность и количество активных пользователей в сети [4].

Согласно PD-NOMA, для разделения абонентских каналов, которые физически передаются в едином ЧВР, используются весовые коэффициенты мощности. Поэтому групповой сигнал PD-NOMA является суперпозицией сигналов от нескольких пользователей, которые имеют отличную друг от

друга мощность. В связи с этим говорят, что мультиплексирование производится в мощностном домене.

На рис. 1 приведен пример мультиплексирования трех пользовательских каналов с помощью метода PD-NOMA. Для того чтобы обеспечить необходимую пользователю скорость передачи данных, система должна оптимально распределить доступную мощность между пользователями, учитывая оценку качества канала передачи каждого из них. Например, в ситуации, когда узловая станция выделяет недостаточно мощности одному из пользователей, в его канале неизбежно будет возрастать количество ошибок декодирования. В противном случае при выделении ему большого излишка мощности будет расти межканальная интерференция, что приведет к ухудшению качества канала связи соседних пользователей [5].

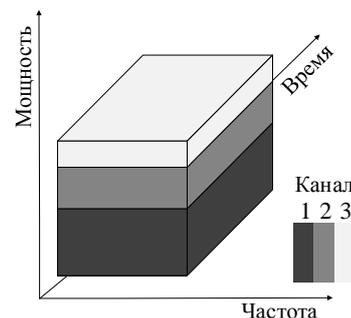


Рис. 1. Принцип мультиплексирования каналов трех пользователей

Для того чтобы сформировать нисходящий поток группового сигнала PD-NOMA для K абонентов, используем следующее: пусть p_k – парциальная мощность и \mathbf{X}_k – вектор канальных символов k -го канала. Формирование транспортного сигнального вектора \mathbf{S} происходит согласно выражению

$$\mathbf{S} = \sum_{k=1}^K \sqrt{p_k} \mathbf{X}_k. \quad (1)$$

Сигнал \mathbf{Z}_k на входе приемника (рис. 3) представляет собой транспортный сигнал \mathbf{S} , который прошел через канал передачи k -го пользователя:

$$\mathbf{Z}_k = \mathbf{H}_k \otimes \mathbf{S} + \mathbf{N}_k, \quad (2)$$

где \mathbf{Z}_k – сигнальный вектор на входе k -го приемника, \mathbf{S} – сигнальный вектор на выходе передатчика, \mathbf{H}_k – вектор значений импульсной характеристики канала передачи, \mathbf{N}_k – вектор отчетов аддитивной помехи, а \otimes – операция свертки [6].

Декодирование \mathbf{Z}_k производится с помощью алгоритма успешного подавления помех SIC (Successive Interference Cancellation).

Метод SIC заключается в том, чтобы последовательно декодировать, регенерировать и компенсировать наиболее мощные по уровню сигналы для последующей демодуляции менее мощных сигналов. Сначала демодулируется сигнал пользователя с наибольшей мощностью, далее он регенерируется и вычитается из принятого группового сигнала. Тем самым появляется возможность демодуляции следующего по уровню мощности сигнала таким образом, пока по цепочке не пройдут демодуляцию все каналы [7].

Моделирование прямого канала связи

Основываясь на принципах PD-NOMA, изложенных в предыдущем разделе, была разработана модель прямого (downlink) множественного канала связи PD-NOMA в среде разработки Matlab. Модель позволяет производить неортогональное мультиплексирование двух ($K = 2$) пользовательских M -QAM-сигналов с произвольными порядками модуляции M . Структурная схема модели представлена на рис. 2.

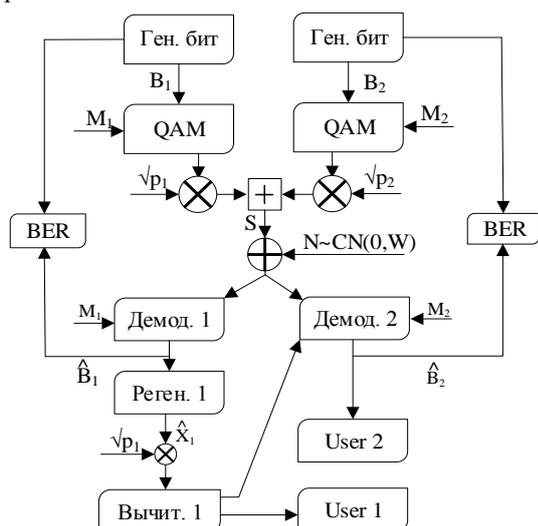


Рис. 2. Структурная модель канала связи PD-NOMA

В первую очередь осуществляется генерирование двух случайных битовых последовательностей \mathbf{B}_1 и \mathbf{B}_2 , которые представляют собой пользовательскую информацию двух абонентов. Далее, производится модуляция $\mathbf{B}_1, \mathbf{B}_2$ с помощью M_1, M_2 -QAM-модуляции ($M \in \{4, 16, 64, 256\}$), формируя векторы сигнальных отсчетов $\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2$. Согласно PD-NOMA, сигнальным векторам ставятся в соответствие весовые мощностные коэффициенты p_1, p_2 . Формирование группового сигнала происходит с помощью (1) при $K = 2$.

На рис. 3, 4 представлена диаграмма созвездий сигналов $\sqrt{p_1 X_1}, \sqrt{p_2 X_2}$ и \mathbf{S} при конфигурации мультиплексирования: $M_1=16, M_2=4, p_1=0,9$ Вт, $p_2=0,1$ Вт.

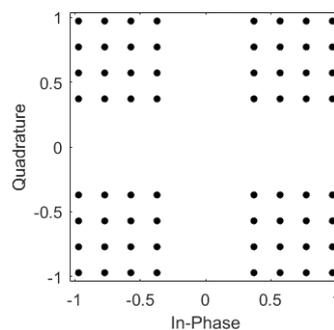


Рис. 3. Сигнальное созвездие группового сигнала \mathbf{S}

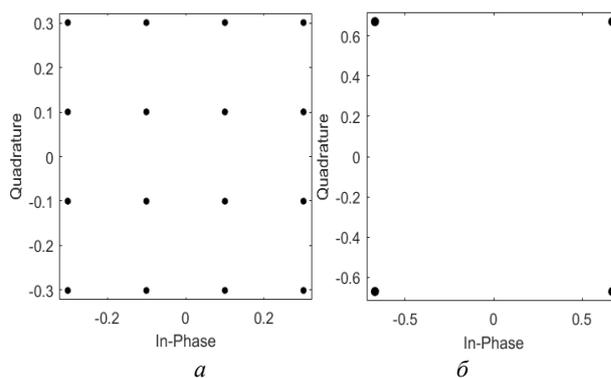


Рис. 4. Сигнальное созвездие $\sqrt{p_1 X_1}$ (а) и $\sqrt{p_2 X_2}$ (б)

В модели реализован процесс прохождения группового сигнала \mathbf{S} через канал связи с аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ) при $\mathbf{N} \sim CN(0, W)$, согласно выражению (2). В модели мы используем плоский канал ($\mathbf{H}=1$), а мощность АБГШ управляется параметром W . При этом отношение сигнал/шум SNR рассчитывается согласно $SNR = 10 \log_{10}[(p_1+p_2)/W]$.

После прохождения группового сигнала \mathbf{S} через канал передачи на приемной стороне каждого из пользователей необходимо произвести декодирование информации с помощью алгоритма SIC.

Диаграммы созвездий сигнала в процессе декодирования при SNR = 10 дБ представлены на рис. 5.

В рамках итерационного моделирования была получена оценка вероятности битовой ошибки BER (Bit Error Rate) от отношения сигнал/шум SNR для двух конфигураций мультиплексирования PD-NOMA. Для первой конфигурации характерно: $M_1 = 4, M_2 = 16, p_1 = 0,9, p_2 = 0,1$ и для второй конфигурации: $M_1 = 4, M_2 = 16, p_1 = 0,7, p_2 = 0,3$. На рис. 6, 7 приведены полученные зависимости BER (SNR). Из рисунков видно, что характер полученных зависимостей соответствует результатам, описанным в сторонних работах [3]. В связи с этим напрашивается вывод о том, что математическая модель позволяет производить адекватную оценку характеристик PD-NOMA-каналов.

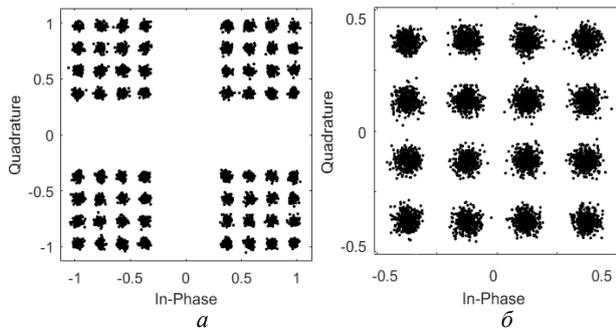


Рис. 5. Сигнальное созвездие на входе (а) и после первого звена SIC (б), SNR=10 дБ

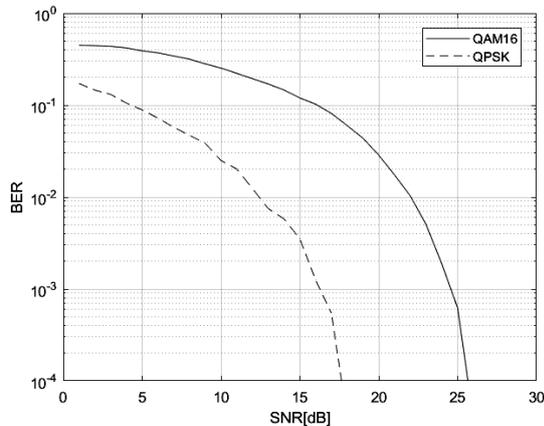


Рис. 6. Зависимость битовой ошибки (BER) от отношения сигнал/шум (SNR) для $p_1 = 0,9$ Вт; $p_2 = 0,1$ Вт

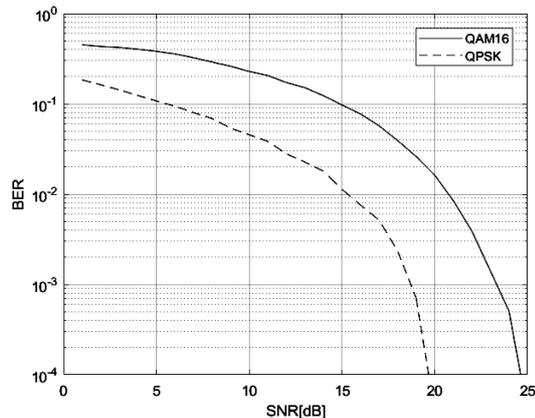


Рис. 7. Зависимость битовой ошибки (BER) от отношения сигнал/шум (SNR) для $p_1 = 0,7$ Вт; $p_2 = 0,3$ Вт

Заключение

В работе в среде Matlab была разработана математическая модель множественного канала связи на основе неортогонального метода множественного доступа с разделением каналов по мощности PD-NOMA. Характер зависимостей BER(SNR), полученных в результате моделирования, совпадает с результатами, приведенными в сторонних публикациях. Поэтому разработанная модель позволяет адекватно моделировать процедуры формирования и обработки PD-NOMA-сигнала в условиях типичного канала передачи с АБГШ. Результаты работы будут использованы в дальнейших исследованиях для оценки эффективности технологии PD-NOMA.

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

Литература

1. Крюков Я.В. Формирование и обработка сигналов многоканальных систем связи с разделением каналов по мощности: дис. ... канд. техн. наук. – Томск, 2017. – 127 с.
2. Hayashi Y. Investigations on power allocation among beams in non-orthogonal access with random beamforming and intra-beam SIC for cellular MIMO downlink // Vehicular Technology Conference (VTC Fall), 2013 IEEE 78th. – 2013. – P. 1–5.
3. Mollanoori M., Ghaderi M. Uplink scheduling in wireless networks with successive interference cancellation // IEEE Transactions on Mobile Computing. – 2014. – Vol. 13, № 5. – P. 1132–1144.
4. Покаместов Д.А. Расчет зон обслуживания кластера базовых станций систем сотовой связи при заданном распределении абонентов / Д.А. Покаместов, В.А. Кологривов, Г.П. Бабур-Карателли, Я.В. Крюков // Вестник СИБГУТИ. – 2017. – № 2. – С. 26–34.
5. Крюков Я.В. Модель фазового шума с учетом спектральной маски синтезаторов частоты и генераторов сигнала / Я.В. Крюков, Д.А. Покаместов, Е.В. Рогожников // Изв. Том. политехн. ун-та. Информационные технологии. – 2014. – Т. 325, № 5. – С. 54–61.
6. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение поиск / пер. с англ.; под ред. А.В. Назаренко. – М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. – 1114 с.
7. Benjebbour A. Concept and practical considerations of non-orthogonal multiple access (NOMA) for future radio access / A. Benjebbour, Y. Saito, Y. Kishiyama, A. Li, A. Harada, T. Nakamura // Proc. Int. Symp. Intelligent Signal Process. Commun. Syst. (ISPACS). – 2013. – P. 770–774.

Баладин Данил Олегович

Магистрант каф. телекоммуникаций и основ радиотехники (ТОР) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-904-995-10-75
Эл. почта: balandindaniil28@gmail.com

Квашнина Алёна Сергеевна

Магистрант каф. ТОР ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-913-812-89-66
Эл. почта: nKvashnina97@mail.ru

Крюков Яков Владимирович

Канд. техн. наук, доцент каф. ТОР ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-913-104-44-06
Эл. почта: kryukov.tusur@gmail.com

Покаместов Дмитрий Алексеевич

Канд. техн. наук, доцент каф. ТОР ТУСУР
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-952-809-43-75
Эл. почта: dmaltomsk@mail.ru

УДК 621.791.18+621.396.69

Р.Г. Тарасов, В.В. Поселянов, А.С. Ванютин

Проектирование и изготовление блоков радиолокационных систем с применением технологии диффузионной сварки

Рассматривается возможность применения технологии диффузионной сварки при производстве изделий аппаратуры радиолокационных станций с внутренними каналами охлаждения. Тенденция к проектированию и изготовлению корпусов с внутренней системой охлаждения обусловлена необходимостью активного отвода тепла от радиоэлектронной базы узлов и блоков радиолокационных систем. С использованием диффузионной сварки стало возможно изготовление тонкостенных, крупногабаритных корпусов с внутренней системой охлаждения путем соединения двух составных частей. Применение технологии диффузионной сварки при изготовлении корпусов с внутренней системой охлаждения потенциально способно стать перспективным и передовым способом реализации активного теплоотвода от радиоэлектронной базы узлов и блоков устройств радиолокационных систем.

Ключевые слова: диффузионная сварка, конструирование блоков с внутренними каналами охлаждения, сварка деталей из сплава АМгЗ, охлаждение узлов и блоков радиолокационных систем.

При проектировании и изготовлении современных радиолокационных станций (РЛС) и приборов используются радиоэлектронные компоненты с высоким выделением тепловой энергии. Одной из важнейших задач при проектировании радиолокационной аппаратуры является обеспечение приемлемых тепловых режимов работы агрегатов и отвода тепловой энергии от узлов, обеспечение требуемых показателей надежности на весь период активного существования и требуемого режима работы в различных условиях внешней среды.

В современной микроэлектронике появилось множество компактных (по габаритным размерам) устройств, не уступающих по производительности и надежности крупногабаритным РЛС. Вместе с тем размещение современной электронной компонентной базы (ЭКБ) на небольшой площади устройств приводит к его интенсивному нагреву. Если для крупногабаритных стационарных РЛС практически отсутствуют ограничения по габаритам и массе охлаждающего оборудования и можно использовать систему воздушного охлаждения, то в мобильных РЛС плотность теплового потока увеличивается, а пространство для размещения системы охлаждения становится значительно меньше. Таким образом, в настоящее время возникла острая необходимость в разработке надежных систем отвода тепла от электронных компонентов.

Существующие системы охлаждения поделены на две основные группы: пассивные системы охлаждения и активные системы охлаждения. Пассивной системой охлаждения ЭКБ является пассивный радиатор. В его основе лежат явления теплопроводности материалов, естественной конвекции и теплового излучения. Принудительная конвекция, такая как продувка вентилятором, обеспечивает более эффективное охлаждение. Принудительное воздушное охлаждение не всегда позволяет достичь требуемой рабочей температуры ЭКБ из-за низкой теплоемкости и теплопроводности газов. В условиях принудительного охлаждения роль теплового излучения не-

велика, так как на его долю приходится около 3% отводимого тепла.

Более эффективной системой охлаждения является жидкостное охлаждение, так как теплоемкость жидкостей значительно выше, чем у газов. Система жидкостного охлаждения заключается в том, что теплонагруженную ЭКБ монтируют на поверхность, охлаждаемую жидкостью, которая циркулирует по гидравлической системе от герметичного внешнего радиатора, охлаждаемого внешним вентилятором. Сравнительная характеристика эффективности теплоотвода приведена в таблице.

Эффективность методов теплоотвода

Метод отвода тепла	Коэффициент теплопередачи, Вт/м ² ·К
Естественная воздушная конвекция	3–12
Принудительная воздушная конвекция	10–100
Водяное охлаждение	3000–7000

Для решения задачи активного (интенсивного) охлаждения узлов и блоков радиолокационных и радионавигационных систем необходима разработка узлов и блоков с внутренней системой охлаждения для активного теплоотвода от радиоэлектронной базы. Важным фактором поддержания требуемых параметров РЛС является обеспечение температурного режима работы приемопередающих модулей (ППМ) как основных источников тепловыделения. На сегодняшний день теплоотвод из замкнутого малогабаритного пространства устройства (блока, модуля) в условиях размещения внутри него элементов – источников тепла является одной из самых трудно-реализуемых задач. Так как РЛС должны работать в широком диапазоне наружных температур (в том числе отрицательных), для теплоотвода от ППМ необходимо использовать низкозамерзающие всепогодные жидкости с высокой теплоемкостью (например, этиленгликоль) и обеспечить циркуляцию через каналы внутри модуля.

Блоки с внутренней системой охлаждения можно изготовить следующими способами:

- с применением аддитивных технологий. Данный способ аддитивного производства корпусов не может быть применен, когда к блокам предъявляются высокие требования к герметичности, из-за высокой пористости материала. На сегодняшний день данный способ больше подходит для быстрого прототипирования будущего изделия;

- с применением технологии глубокого сверления. Данный способ изготовления корпусов с внутренними каналами, изготовленными методом глубокого сверления, имеет ограничения по форме и геометрии прохождения канала;

- с применением технологии впаивания в корпус охлаждающих трубок-каналов. Данный способ сложен в реализации и не обеспечивает интенсивное отведение тепла с поверхности корпусов;

- с применением технологии диффузионной сварки. Данный способ позволяет получать монолитное герметичное соединение с внутренними каналами различной формы.

Задача интенсивного теплоотвода от узлов и блоков (корпусов) с внутренней системой охлаждения может быть решена путем проектирования изделия из двух частей, соединив их диффузионной сваркой. Внутренние охлаждающие каналы могут иметь разнообразную геометрическую форму и должны быть спроектированы в одной из свариваемых частей корпуса. Пример канала показан на рис. 1. За счет конструкции (различные формы) канала охлаждения достигается равномерное распределение теплоносителя к местам, где установлены тепловыделяющие элементы. Канал охлаждения заполняется охлаждающей жидкостью, которая циркулирует со скоростью, обеспечивающей разность температур между внутренней поверхностью стенки корпуса и средней температурой охлаждающей среды от 3 до 5 °С [1]. Устройства с системой охлаждения следует проектировать и изготавливать из металлов с высоким коэффициентом теплопроводности, например из алюминиевых сплавов типа АМг, АМц.



Рис. 1. Рентгенография блока с каналом охлаждения

Диффузионная сварка – это одна из разновидностей сварки давлением. Технология процесса диффузии была предложена Н.Ф. Казаковым и принята Международным институтом сварки в следующем виде: «Диффузионная сварка материалов в твердом состоянии – это способ получения монолитного соединения, образовавшегося вследствие возникновения связей на атомарном уровне, появившихся в результате сближения контактных поверхностей за счет локальной пластической деформации при повышенной температуре, обеспечиваю-

щей взаимную диффузию в поверхностных слоях соединяемых материалов» [2].

При диффузионной сварке соединение деталей осуществляется без применения припоя и без плавления материала. В своем наиболее узком определении диффузионная сварка представляет собой процесс, который создает твердотельное слияние двух материалов при следующих условиях:

- сварка происходит при температуре ниже точки плавления материалов – $T_{пл}$, подлежащих соединению ($0,6-0,8 T_{пл}$);

- слияние частиц (коалесценция) контактирующих поверхностей производится при нагрузках ниже тех, которые вызвали бы макроскопическую деформацию детали.

Таким образом, диффузионная сварка позволяет получать соединения без резких разрывов в микроструктуре и с минимальной деформацией.

Процесс диффузионной сварки – приложение давления и температуры к свариваемым деталям в течение заданного периода времени. Соединение обычно считается завершенным, когда полости полностью смыкаются на контактирующих поверхностях. Для проведения процесса диффузионной сварки следует понимать, что поверхности свариваемых материалов должны не иметь барьеров, препятствующих атомарному связыванию, таких как поверхностные оксиды.

На практике безоксидные условия существуют только для ограниченного числа материалов. Соответственно, свойства поверхностей ограничивают и препятствуют степени диффузионного соединения. Наиболее заметным исключением являются титановые сплавы, которые при температурах диффузионной сварки более 850 °С могут легко растворять незначительные количества адсорбированных газов и тонких поверхностных оксидных пленок и рассеивать их вдали от поверхностей соединения.

Аналогичным образом соединение серебра при температуре 200 °С не требует предварительного удаления оксидов, поскольку оксид серебра полностью разрушается (дислоцирует) при температуре 190 °С. Выше этой температуры серебро растворяет свой оксид, а также удаляет многие поверхностные загрязнения. Другие металлы, которые имеют высокую растворимость загрязняющих примесей, это тантал, вольфрам, медь, железо, цирконий и ниобий. Соответственно, для этого класса сплавов легче всего провести диффузионную сварку.

Другой класс материалов, т.е. металлы и сплавы, которые проявляют очень низкую интерстициальную растворимость (например, сплавы на основе алюминия, железа, никеля и кобальта), не поддаются легкому диффузионному связыванию атомов. Особое внимание при проведении диффузионной сварки должно быть уделено устранению поверхностных загрязнений для диффузии атомов до присоединения и последующему предотвращению их переформирования в процессе соединения. Это не простое дело обработки. Соответственно, для создания высоко-

прочных диффузионно-сварных соединений для сплавов с низкой интерстициальной растворимостью следует особое внимание обратить на подготовку (очистку) поверхностей индивидуально для каждого сплава.

Факторы, которые влияют на относительную сложность диффузионной сварки оксидосодержащих поверхностей: шероховатость поверхностей перед сваркой, более грубая поверхность приведет к большей деформации сдвига; механические свойства оксида, чем более хрупок оксид, тем больше дисперсия для данного уровня деформации; относительная твердость металла и его оксидной пленки, поскольку пластичный поток контролирует величину площади соединения, большие различия в их твердости должны способствовать сварке; предварительное упрочнение материала, сварка будет происходить при более низких деформациях для предварительно напряженных или упрочненных материалов, таким образом, отожженный материал требует большей общей деформации, прежде чем начнется соединение.

При диффузионной сварке характер процесса соединения по существу сводится к слиянию двух атомарно чистых твердых поверхностей. Полное слияние происходит через трехступенчатую металлургическую последовательность событий. Каждый этап связан с определенным металлургическим механизмом, который вносит доминирующий вклад в процесс соединения. Следовательно, шаги не определяются дискретно, а начинаются и заканчиваются постепенно, потому что металлургические механизмы перекрываются во времени. На первом этапе площадь контакта увеличивается до большой доли площади соединения за счет локализованной деформации шероховатостей контактирующей поверхности. Такие факторы, как шероховатость поверхности, предел текучести, рабочая твердость, температура и давление, имеют первостепенное значение на этой стадии соединения. По завершении этой стадии граница раздела уже не является плоской границей раздела, а состоит из пустот, разделенных областями тесного контакта. В этих зонах контакта соединение становится эквивалентным границе зерен между зернами на каждой поверхности. Первая стадия обычно имеет короткую продолжительность для общего случая диффузионного соединения под относительно высоким давлением.

На втором этапе совместного формирования два изменения происходят одновременно. Все пустоты в границе соединения сокращаются, и большинство из них устраняется. Кроме того, межфазная межзеренная граница мигрирует из плоскости соединения в равновесии с более низкой энергией. Механизмы ползучести и диффузии важны во время второй стадии соединения, и для большинства, если не для всех практических применений, соединение будет считаться практически полным после этой стадии.

Во время третьей стадии соединения пустоты в соединении очень малы и, скорее всего, не оказывают никакого влияния на прочность поверхности.

Опять же диффузионные процессы вызывают усадку и устранение пустот, но единственный возможный путь диффузии теперь лежит через объем самих зерен.

Благодаря вкладу Э.С. Каракозова, Р.А. Мусина, А.В. Люшинского в развитие теории твердофазного соединения и разработки соответствующих технологий, данное направление заняло ведущую роль в сварочной науке. Однако, несмотря на достигнутые успехи в области понимания сущности процесса диффузионной сварки металлов и сплавов, современный уровень знаний не позволяет однозначно выбирать технологические параметры процесса и прогнозировать свойства диффузионно-сварных конструкций. Причина заключается в том, что диффузионная сварка является сложным прецизионным технологическим процессом, при котором, по сравнению с пайкой, возрастает роль физико-химического состояния контактных поверхностей, защитной среды, параметров режима, повышаются требования к точности сборки свариваемых заготовок, подготовке контактных поверхностей.

Для изготовления узлов и блоков РЛС с внутренней системой охлаждения в АО «НПП «Завод Искра» имеется единственная в России установка, обладающая большим усилием сжатия (до 200 т), позволяющая проводить диффузионную сварку изделий с габаритными размерами до 600×600×470 мм при высокой степени вакуума. Диффузионная установка, показанная на рис. 2, представляет собой вакуумную электропечь сопротивления с камерным типом загрузки, предназначенную для проведения диффузионной сварки изделий (заготовок) в температурном диапазоне от 200 до 900 °С.



Рис. 2. Установка для сварки в АО «НПП «Завод Искра»

В установке реализованы две схемы для контроля усилия и деформации на основе:

- тензометрических датчиков для контроля усилия, сигнал с которых является регулирующим для гидростанции пресса и позволяет задавать и поддерживать усилие от 10 до 200 т с точностью до 0,1 т;
- электронной измерительной линейки, позволяющей контролировать деформацию заготовок с точностью до 10 мкм.

Получаемые данные с тензометрических датчиков и электронной измерительной линейки позволяют автоматически регулировать термомеханическое

воздействие на детали в процессе диффузионной сварки для обеспечения сохранения геометрических размеров деталей с учетом допустимого заданного коэффициента усадки. Для исследований в области диффузионной сварки сплава АМгЗ был проведен процесс сварки двух заготовок и получен патент на изобретение [3].

Внедрение технологии диффузионной сварки позволило:

– контролировать степень деформации изделия с высокой точностью;

– соединять (сваривать) однородные и разнородные металлы, а также металлы и их сплавы с неметаллами, которые нельзя получить никаким другим способом;

– получать соединения с большой площадью сварной зоны;

– добиться высокого качества шва, монолитности соединения;

– создавать изделия сложной конструкции и конфигурации;

– создавать конструкции, в которых соединение обладает всеми свойствами исходного материала;

– исключить увеличение массы конструкции, что неизбежно при других видах сварки, пайке или склеивании;

– исключить проблемы, связанные с ликвацией, растрескиванием и остаточными напряжениями, так как отсутствует плавление соединяемых материалов;

– получить соединение с минимальным содержанием вредных примесей даже при сварке высокоактивных металлов, так как сварка проходит в вакууме [4].

Процессы, связанные с развитием ЭКБ (повышение плотности мощности, расширение температурного диапазона, уменьшение габаритов), оказывают влияние на дальнейшее развитие и модернизацию РЛС. Развитие и модернизация современных и

перспективных РЛС возможны при условии повышения эффективности систем теплоотведения, построенных с применением новых методов конструирования и технологии диффузионной сварки.

Литература

1. Кутателадзе С.С. Теплопередача и гидродинамическое сопротивление: справочное пособие. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 367 с.

2. Казаков Н.Ф. Диффузионная сварка материалов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Машиностроение, 1976. – 312 с.

3. Пат. 2730349 РФ, МКП В23К 20/14. Способ диффузионной сварки / Р.Г. Тарасов, В.В. Поселянов, А.С. Ванютин и др.; №2020110126; заявл. 11.03.2020, опубл. 21.08.2020, Бюл. № 24. – 9 с.

4. Тарасов Р.Г. Применение технологии диффузионной сварки изделий при конструировании аппаратуры / Р.Г. Тарасов, В.В. Поселянов, А.С. Ванютин / XVII Всерос. молодежная науч.-техн. конф. «Радиолокация и связь – перспективные технологии»: матер. конф. – М.: Мир науки, 2019. – С. 110–112.

Тарасов Руслан Геннадьевич

Ген. директор АО «НПП «Завод Искра»

Тел.: +7 (842-2) 46-81-90

Эл. почта: zavod@npp-iskra.ru

Поселянов Владимир Валерьевич

Зам. гл. инж. АО «НПП «Завод Искра»

Тел.: +7 (842-2) 46-82-04

Эл. почта: gi@npp-iskra.ru

Ванютин Артем Сергеевич

Гл. технолог АО «НПП «Завод Искра»

Тел.: +7 (842-2) 46-95-48; +7-927-820-05-25

Эл. почта: ogt@npp-iskra.ru

УДК 621.396

С.В. Мелихов

О закономерностях и особенностях формирования OFDM-радиосигнала

Выявлены закономерности образования несущих частот OFDM-радиосигнала в зависимости от вида цифрового потока на символьном интервале времени. Проанализированы особенности получения однополосного OFDM-радиосигнала.

Ключевые слова: OFDM, амплитудно-фазовое кодирование, обратное дискретное преобразование Фурье, циклический префикс, ЦАП, квадратурный модулятор, однополосный радиосигнал, пилотные поднесущие, неиспользуемые поднесущие.

Многостанционный доступ на основе мультиплексирования с ортогональным частотным разделением каналов или технология OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) широко используется в настоящее время в различных системах беспроводной связи. Несмотря на большое количество публикаций, посвященных этой технологии [1–7 и др.], закономерности и особенности формирования однополосного многочастотного OFDM-радиосигнала с использованием обратного дискретного преобразования Фурье (ОДПФ) в доступных источниках не рассмотрены.

В настоящей работе выявлены закономерности образования (синтезирования) несущих частот OFDM-радиосигнала в зависимости от вида цифрового потока на символьном интервале времени T_S , а также проанализированы особенности получения однополосного многочастотного OFDM-радиосигнала.

Структурная схема формирователя OFDM-радиосигнала с блоком ОДПФ

На рис. 1 изображена типовая структурная схема формирователя OFDM-радиосигнала, который содержит: мультиплексор (МПЛ) для вставки в информационный цифровой поток (M_k) символов служебной информации (СИ) и символов вставки пилотных и неиспользуемых поднесущих (ВПНП); амплитудно-фазовый кодер (АФК); преобразователь последовательного цифрового потока в параллельный массив цифровых символов (ПоПП); блок обратного дискретного преобразования Фурье (ОДПФ); блок вставки циклического префикса (ВЦП); два цифроаналоговых преобразователя (ЦАП); квадратурный модулятор (КМ).

Блок АФК может формировать символьные последовательности с числом уровней $M = 2^1 = 2$, $M = 2^2 = 4$, $M = 2^4 = 16$, $M = 2^6 = 64$, $M = 2^8 = 256$. При этом амплитудно-фазовое кодирование цифровой последовательности блоком АФК эквивалентно соответственно BPSK ($M = 2$), QPSK ($M = 4$), 16-QAM ($M = 16$), 64-QAM ($M = 64$), 256-QAM ($M = 256$).

В блоке ПоПП за каждый символьный интервал времени $T_S = T_G + T_U$ запоминается N символов цифровой последовательности для процедуры

ОДПФ (T_G – защитный временной интервал, T_U – полезный временной интервал).

Блок ОДПФ на интервале времени T_S осуществляет быстрое обратное дискретное преобразование Фурье от N -символьной цифровой последовательности с образованием N комплексных дискретных отсчетов низкочастотного (НЧ) OFDM-символа.

Для вставки циклического префикса в НЧ OFDM-символ в блоке ВЦП за интервал времени T_S осуществляется запись N комплексных дискретных отсчетов, а в следующий интервал времени T_S – их ускоренное считывание в «специфическом порядке» с образованием увеличенного числа отсчетов: $\tilde{N} = N(T_G + T_U) / T_U$.

Блок Re-Im выделяет действительные (Re) и мнимые (Im) составляющие дискретных отсчетов, получаемых после ВЦП.

Блоки ЦАП преобразуют Re- и Im-составляющие дискретных отсчетов в непрерывные аналоговые сигналы $I(t)$ и $Q(t)$.

За интервал времени T_S сигнал $I(t)$ является низкочастотным I -OFDM-символом, а сигнал $Q(t)$ – низкочастотным Q -OFDM-символом. I -OFDM и Q -OFDM-символы состоят соответственно из косинусоидальных и синусоидальных ортогональных гармоник с частотами

$$F_{n0}, F_{n1}, \dots, F_{nq}, \dots, F_{n(N-1)}.$$

В КМ осуществляется перенос спектров низкочастотных I - Q -OFDM символов в область высоких частот с образованием однополосного OFDM-радиосигнала с ортогональными несущими частотами

$$f_{n0}, f_{n1}, \dots, f_{nq}, \dots, f_{n(N-1)}.$$

Формирование НЧ OFDM-символа на основе простой двухуровневой цифровой последовательности

Для выявления закономерностей образования ортогональных гармоник НЧ OFDM-символа в зависимости от вида цифрового потока на интервале времени T рассмотрим процесс ОДПФ сначала на примере простой двухуровневой цифровой последовательности. Для этого воспользуемся известными

выражениями для прямого дискретного преобразования Фурье (ПДПФ) и обратного дискретного преобразования Фурье (ОДПФ), связывающих комплексные амплитуды гармоник сигнала \dot{C}_q ($\dot{C}_0, \dot{C}_1, \dots, \dot{C}_{N-1}$) в частотной области (на частотах $F_{H0}, F_{H1}, \dots, F_{Hq}, \dots, F_{H(N-1)}$) и комплексные дискретные отсчеты сигнала \dot{X}_m ($\dot{X}_0, \dot{X}_1, \dots, \dot{X}_{N-1}$) во временной области (на интервале времени $T=1/\hat{F}_{H1}$) [8].

$$\dot{C}_q = \left(\frac{1}{N}\right) \sum_{m=0}^{N-1} \dot{X}_m e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}q\right)m}; \quad (1)$$

$$\dot{X}_m = \sum_{q=0}^{N-1} \dot{C}_q e^{j\left(\frac{2\pi}{N}m\right)q}, \quad (2)$$

где N – число отсчетов дискретного сигнала во временной области и число гармоник дискретного сигнала в частотной области.

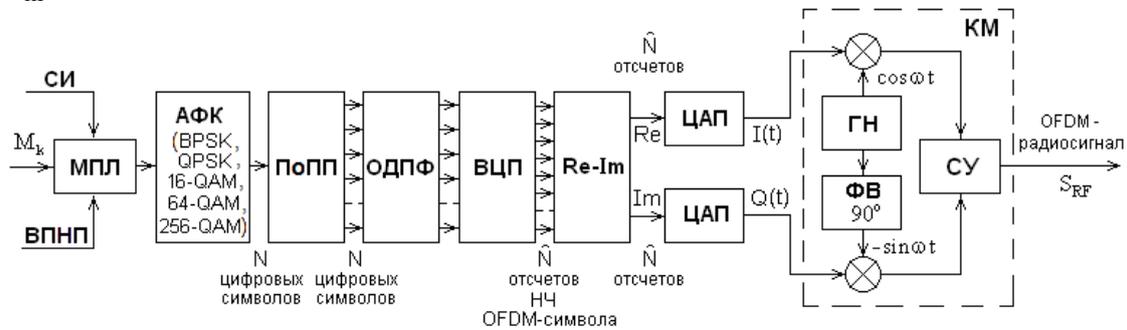


Рис. 1. Структурная схема формирователя OFDM-радиосигнала с блоком ОДПФ.

Количество символов и отсчетов (N, \hat{N}) соответствует символному интервалу времени T_S

Прделаем сначала ПДПФ для дискретного сигнала, представленного для упрощения рассмотрения действительными отсчетами ($N=8$) на временном интервале T (рис. 2,а):

$$X_0 = 2, X_1 = 0, X_2 = -2, X_3 = 0, \\ X_4 = 2, X_5 = 0, X_6 = -2, X_7 = 0.$$

Используя (1), получим действительные амплитуды гармоник:

$$C_0 = (1/8)(2 e^{-j\left(\frac{\pi}{4}0\right)0} + 0 - 2 e^{-j\left(\frac{\pi}{4}0\right)2} + \\ + 0 + 2 e^{-j\left(\frac{\pi}{4}0\right)4} + 0 - 2 e^{-j\left(\frac{\pi}{4}0\right)6} + 0) = 0; \\ C_1 = (1/8)(2 e^{-j\left(\frac{\pi}{4}1\right)0} + 0 - 2 e^{-j\left(\frac{\pi}{4}1\right)2} + 0 + \\ + 2 e^{-j\left(\frac{\pi}{4}1\right)4} + 0 - 2 e^{-j\left(\frac{\pi}{4}1\right)6} + 0) = 0; \\ C_2 = \dots = 1; C_3 = \dots = 0; C_4 = \dots = 0; \\ C_5 = \dots = 0; C_6 = \dots = 1; C_7 = \dots = 0.$$

Полученный результат позволяет сделать вывод о том, что дискретный сигнал, характеризуемый во временной области отсчетами X_0, X_1, \dots, X_7 (см. рис. 2, а), представляется в частотной области (см. рис. 2, б) двумя ортогональными гармониками с нулевыми начальными фазами, одинаковыми амплитудами

$$C_2 = 1, C_6 = 1$$

и частотами

$$\hat{F}_{H2} = 2/T, \hat{F}_{H6} = 6/T.$$

Колебания этих гармоник во временной области изображены на рис. 2, а.

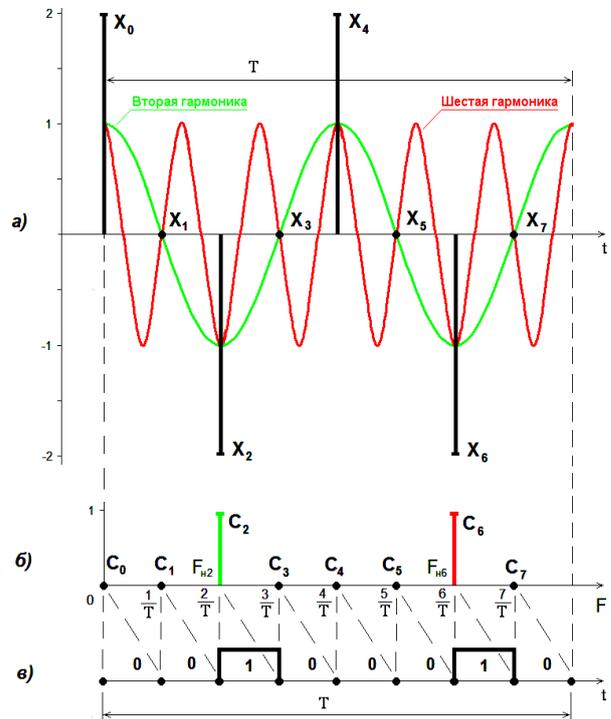


Рис. 2. Дискретный сигнал на интервале T и соответствующие ему колебания (а); дискретный сигнал в частотной области (б); символическая последовательность (0 0 1 0 0 0 1 0) на интервале T (в), образующая при ОДПФ дискретные отсчеты X_0, X_1, \dots, X_7

Нетрудно убедиться, что в соответствии с (2) ОДПФ от 8 спектральных составляющих в частотной области (C_0, C_1, \dots, C_7) дает исходный дискретный сигнал во временной области (X_0, X_1, \dots, X_7):

$$X_0 = \left(\begin{matrix} 0+1 e^{j\left(\frac{\pi}{4}0\right)1} + 0+0+0+0+0+1 e^{j\left(\frac{\pi}{4}0\right)6} + 0 \end{matrix} \right) = 2;$$

$$X_1 = \left(\begin{matrix} 0+1 e^{j\left(\frac{\pi}{4}1\right)1} + 0+0+0+0+0+1 e^{j\left(\frac{\pi}{4}1\right)6} + 0 \end{matrix} \right) = 0;$$

$$X_2 = \dots = -2; X_3 = \dots = 0; X_4 = \dots = 2;$$

$$X_5 = \dots = 0; X_6 = \dots = -2; X_7 = \dots = 0.$$

Рассмотрим теперь использование ОДПФ для формирования НЧ OFDM-символа с распределением N – символьной двухуровневой (бинарной) последовательности на N ортогональных гармоник с частотами

$$\hat{F}_{H0}, \hat{F}_{H1}, \dots, \hat{F}_{H(N-1)}.$$

Для этого изменим рис. 2, б следующим образом:

– вместо частотной оси изобразим ось времени t с интервалом T ;

– вместо двух спектральных составляющих изобразим 8-символьную двухуровневую (бинарную) последовательность с номерами символов 0, 1, ..., 7, содержащую два символа «1» (2-й и 6-й) и шесть символов «0» (0, 1, 3, 4, 5, 7-й):

$$0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0. \quad (3)$$

Эти изменения отображены на рис. 2, в.

Очевидно, что, применяя на временном интервале T ОДПФ к последовательности символов, изображенной на рис. 2, в, получим дискретные отсчеты, вычисленные выше и изображенные на рис. 2, а:

$$X_0, X_1, \dots, X_7.$$

Если в течение временного интервала T дискретный сигнал, характеризуемый действительными отсчетами X_0, X_1, \dots, X_7 , пропустить через фильтр нижних частот (ФНЧ), то произойдет его цифроаналоговое преобразование (ЦАП) в непрерывное колебание $X(t)$, которое изображено черным цветом на рис. 3.

Сложная форма этого колебания определяется суммой двух равноамплитудных косинусоидальных гармоник (2-й и 6-й) с частотами $\hat{F}_{H2} = 2/T$, $\hat{F}_{H6} = 6/T$ и нулевыми начальными фазами.

$$X(t) = C_2 \cos[2(2\pi/T)t + \varphi_2] + C_6 \cos[6(2\pi/T)t + \varphi_6] = 1 \cdot \cos(\hat{\Omega}_{H2} t) + 1 \cdot \cos(\hat{\Omega}_{H6} t), \quad (4)$$

где $C_2 = C_6 = 1$; $\hat{\Omega}_{H2} = 2\pi\hat{F}_{H2} = 2(2\pi/T)$;

$$\hat{\Omega}_{H6} = 2\pi\hat{F}_{H6} = 6(2\pi/T); \quad \varphi_2 = \varphi_6 = 0.$$

Заметим, что только символы «1» цифровой последовательности (3), а это по счету 2-й и 6-й символы, порождают равноамплитудные гармоники с нулевой начальной фазой в НЧ OFDM-символе – 2-ю и 6-ю. Символы «0», а это по счету – 0, 1, 3, 4, 5, 7-й, не вызывают возникновения 0-й (нулевой гармоники или постоянной составляющей отсчетов), 1, 3, 4, 5, 7-й гармоник. Очевидно, что этот результат – следствие ОДПФ, однозначно связывающего параметры сигнала во временной и частотной областях.

Для окончательного получения НЧ OFDM-символа необходимо формирование защитного интервала (T_G) путем «вставки циклического префикса» перед полезной частью (T_U) НЧ OFDM-символа (на практике T_G не превышает $T_U/4$). Процедура вставки циклического префикса (ВЦП) иллюстрируется осциллограммами, изображенными на рис. 4: перед процедурой ЦАП копии последних отсчетов полезной части OFDM-символа (\hat{X}_6 и \hat{X}_7) вставляются перед отсчетами X_0, X_1, \dots, X_7 . Для этого вычисленные с использованием ОДПФ на интервале времени $T = T_S$ отсчеты X_0, X_1, \dots, X_7 записываются в буферную память блока ВЦП (см. рис. 1), а в следующий интервал времени $T = T_S$ считываются из памяти в «специфическом порядке»:

$$\hat{X}_6, \hat{X}_7, X_0, X_1, \dots, X_7. \quad (5)$$

При этом частота считывания отсчетов ($F_{сч}$) больше частоты записи ($F_{зап}$):

$$F_{сч} = F_{зап}(T_G + T_U)/T_U, \quad (6)$$

а число отсчетов на выходе блока ВЦП на интервале времени $T = T_S = (T_G + T_U)$ увеличивается и становится равным

$$\hat{N} = N(T_G + T_U)/T_U. \quad (7)$$

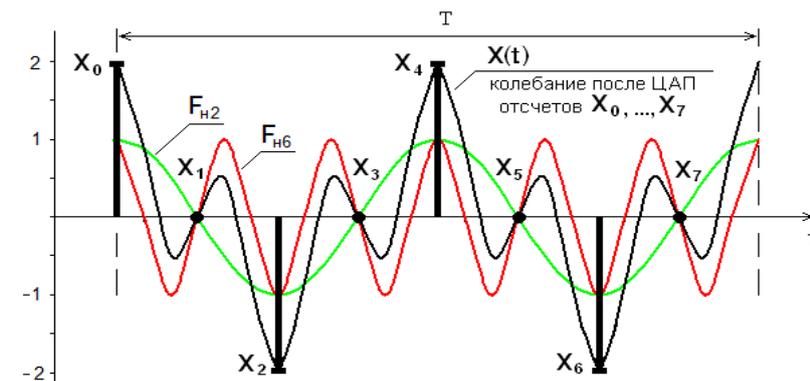
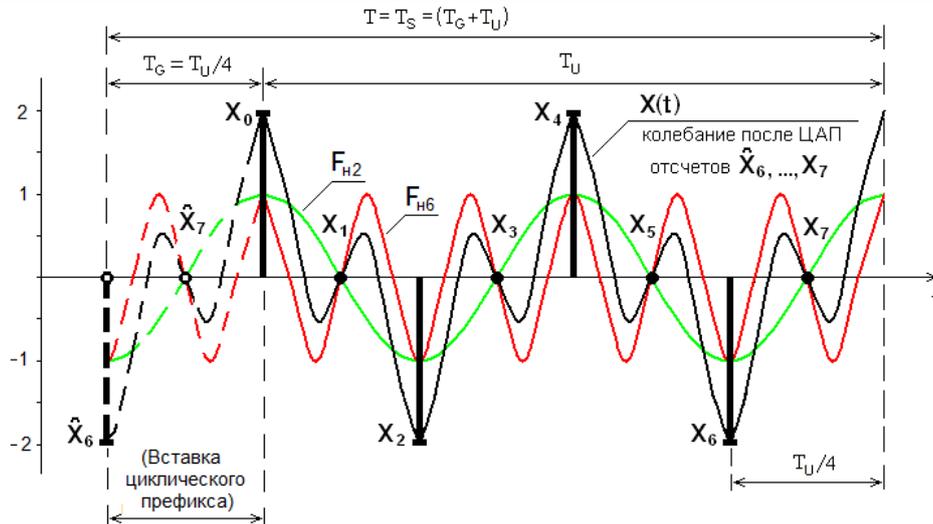


Рис. 3. ЦАП дискретного сигнала (X_0, X_1, \dots, X_7) на временном интервале T с образованием аналогового колебания $X(t)$

Рис. 4. Добавление двух отсчетов (\hat{X}_6, \hat{X}_7),

образующих в НЧ OFDM-символе циклический префикс длительностью $T_G = T_U / 4$

В результате ЦАП отсчетов, соответствующих (5) и распределенных на интервале времени T_S , образуется аналоговый НЧ OFDM-символ $X(t)$, изображенный на рис. 4 кривой черного цвета.

Формирование НЧ OFDM-символа на основе комплексных цифровых последовательностей

В аппаратуре, используемой на практике, все операции (АФК, ПоПП, ОДПФ, ВЦП, АЦП) производятся над комплексными символами и отсчетами (см. рис. 1).

При этом 2 уровня АФК-BPSK, соответствующие символам (битам) «1», «0», представляются комплексными цифровыми символами (с разностью фаз 180°)

$$\langle 1 e^{j45^0} \rangle, \langle 1 e^{j225^0} \rangle$$

или

$$\langle 1 e^{j135^0} \rangle, \langle 1 e^{j315^0} \rangle, \quad (8)$$

4 уровня АФК-QPSK, соответствующие символам из 2 бит («11», «01», «00», «10»), представляются комплексными цифровыми символами

$$\langle 1 e^{j45^0} \rangle, \langle 1 e^{j135^0} \rangle, \langle 1 e^{j225^0} \rangle, \langle 1 e^{j315^0} \rangle, \quad (9)$$

M уровней АФК- M -QAM, соответствующие комбинациям из n битов ($n = \log_2 M$), представляются комплексными цифровыми символами

$$|S_k| e^{j\varphi_k}. \quad (10)$$

На основе проведенного анализа можно сформулировать следующие свойства, присущие структурной схеме рис. 1 при формировании НЧ OFDM-символа на основе ОДПФ.

1. Каждому цифровому символу на временном интервале T соответствует своя гармоника в НЧ OFDM-символе, причем цифровым символам с номерами $(0, 1, \dots, N-1)$ соответствуют ортогональные гармоники с частотами:

$$\hat{F}_{H0} = 0;$$

$$\hat{F}_{H1} = \frac{1}{T} = \frac{1}{(T_G + T_U)};$$

$$\dots \dots \dots \hat{F}_{H(N-1)} = \frac{(N-1)}{T} = \frac{(N-1)}{(T_G + T_U)}. \quad (11)$$

2. Амплитуды гармоник НЧ OFDM-символа равны амплитудам соответствующих цифровых символов после АФК.

3. Начальные фазы гармоник НЧ OFDM-символа равны фазам соответствующих цифровых символов после АФК.

4. После вставки циклического префикса, определяющего защитный интервал, частоты гармоник НЧ OFDM-символа увеличиваются в $[(T_G + T_U)/T_U]$ раз:

$$F_{H1} = \frac{\hat{F}_{H1}(T_G + T_U)}{T_U} = \frac{(T_G + T_U)}{T T_U} = \frac{1}{T_U};$$

$$\dots \dots \dots F_{H(N-1)} = \frac{\hat{F}_{H(N-1)}(T_G + T_U)}{T_U} = \frac{(N-1)}{T_U}. \quad (12)$$

Формирование НЧ OFDM-символов с «пилотными гармониками» и с «неиспользуемыми гармониками»

С использованием сформулированных свойств формируются НЧ OFDM-символы с «пилотными гармониками» и с «неиспользуемыми гармониками» путем вставки посредством МПЛ (см. рис. 1) в информационный цифровой поток M_k символов пилотных и неиспользуемых поднесущих.

«Пилотные гармоники», имеющие одинаковые амплитуды, одинаковые начальные фазы и равномерное распределение в спектре НЧ OFDM-символа, используются при приеме для оценки состояния канала связи. «Неиспользуемые гармоники» вводятся в спектр НЧ OFDM-символов для получения промежутка (зазора) между частотными полосами соседних каналов.

УДК 621.396.969.182

А.С. Аникин

Погрешность аппроксимации амплитудной диаграммы направленности рядом Котельникова

Рассматривается аппроксимация главного луча амплитудной диаграммы направленности, представленной в декартовых координатах. Погрешность аппроксимации амплитудной диаграммы направленности дана в условиях точного расчёта коэффициентов ряда Котельникова.

Ключевые слова: аппроксимация, диаграмма направленности, ряд Котельникова, погрешность.

Погрешность амплитудного пеленгования связана с методом обработки сигналов. При обработке сигналов учитываются априорные сведения о направленных свойствах антенн пеленгатора, которые могут быть заданы в виде аналитических моделей амплитудных диаграмм направленностей [1–3].

Задача аппроксимации амплитудной диаграммы направленности антенны решена в различных работах для конкретных условий [4–8]. Так, для оценки коэффициента направленного действия антенны с узконаправленной диаграммой направленности в одной плоскости предложено использовать эллиптическую аппроксимацию [8]. Среди тригонометрических формул аппроксимации диаграммы направленности предложены функция Котельникова, функция квадрата косинуса.

Отмеченные выше виды аппроксимаций амплитудной диаграммы направленности применимы в секторе углов, в котором справедливо использование проекционных углов прямоугольной системы координат.

Одним из источников погрешностей аппроксимации амплитудной диаграммы направленности является неточность расчёта коэффициентов ряда. В данной работе коэффициенты ряда Котельникова считаются точно известными и совпадают с результатами измерений (или расчётов) для известных отсчётов углов.

В распространённых амплитудных пеленгаторах надёжные и однозначные оценки пеленга могут быть получены в области главного лепестка диаграммы направленности.

Цель доклада – дать количественную оценку методической погрешности аппроксимации симметричной амплитудной диаграммы направленности в условиях точно известных коэффициентов ряда Котельникова, обусловленной конечностью членов ряда и ограниченностью углов построения диаграммы направленности.

Постановка задачи

Измеренная диаграмма направленности $F(\alpha, \beta)$ представлена таблицей, содержащей дискретные значения пар углов ($\alpha_i = i \cdot \delta\alpha$, $\beta_j = j \cdot \delta\beta$) с номерами i, j , и соответствующие им уровни сигналов, нормированных на максимальное значение уровня.

Аппроксимация $F^*(\alpha, \beta)$ амплитудной диаграммы направленности рядом Котельникова для изме-

ренной диаграммы направленности $F(\alpha_i, \beta_j)$ запишем в виде

$$F^*(\alpha, \beta) = \sum_{i=1}^{k_\alpha} \sum_{j=1}^{k_\beta} x_{ij} \cdot f_{ij}(\alpha, \beta), \quad (1)$$

где k_α, k_β – количество членов ряда Котельникова в плоскости углов α и β , соответственно; i, j – порядковый номер функции Котельникова в плоскости углов α и β , соответственно; x_{ij} – i -й, j -й коэффициент ряда Котельникова; $f_{ij}(\alpha, \beta) = \frac{\sin[u(\alpha, i)]}{u(\alpha, i)} \cdot \frac{\sin[v(\beta, j)]}{v(\beta, j)}$ –

двумерная функция Котельникова; $u(\alpha, i) = \frac{\pi(\alpha - i \cdot \delta\alpha)}{\delta\alpha}$ – аргумент двумерной функции Котельникова в плоскости угла α ; $v(\beta, j) = \frac{\pi(\beta - j \cdot \delta\beta)}{\delta\beta}$ – аргумент двумерной функции Котельникова в плоскости угла β .

Шаг по углу между узловыми точками функций Котельникова выбирается

– в плоскости углов α :

$$\delta\alpha = \frac{\Theta_{0,5}^\alpha}{k_\alpha}, \quad (2)$$

– в плоскости углов β :

$$\delta\beta = \frac{\Theta_{0,5}^\beta}{k_\beta}, \quad (3)$$

где k_α – количество точек на ширину диаграммы направленности в плоскости α ($k_\alpha \geq 2$); k_β – количество точек на ширину диаграммы направленности в плоскости β ($k_\beta \geq 2$).

Область расстановки узловых точек функций Котельникова выбирается

– в плоскости углов α :

$$\Delta\alpha = k_{2\alpha} \cdot \Theta_{0,5}^\alpha, \quad (4)$$

– в плоскости углов β :

$$\Delta\beta = k_{2\beta} \cdot \Theta_{0,5}^\beta, \quad (5)$$

где $k_{2\alpha}$ – количество ширин диаграммы направленности в плоскости α ($k_{2\alpha} \geq 2$); $k_{2\beta}$ – количество ширин диаграммы направленности в плоскости β ($k_{2\beta} \geq 2$).

Методическая погрешность аппроксимации амплитудной диаграммы направленности определяется следующим выражением:

$$\Delta F(\alpha_i, \beta_j) = F(\alpha_i, \beta_j) - F^*(\alpha_i, \beta_j). \quad (6)$$

Как видно из выражения (6), количественная оценка методической погрешности аппроксимации меняется при изменении углов α и β .

В качестве погрешности рассматривается максимальная величина отклонения (6) ΔF_{max} и максимальная среднеквадратическая погрешность $\sigma_{\Delta F}$ (6).

Рассмотрим результаты количественной оценки методической погрешности.

Результаты оценки погрешности методом моделирования

Погрешность аппроксимации амплитудной диаграммы направленности рядом Котельникова возрастает по мере удаления от максимума диаграммы направленности.

Рассмотрим количественные оценки среднеквадратической и максимальной погрешности аппроксимации в зависимости от сектора углов ρ . Для удобства сектор углов ρ свяжем через коэффициент X – процент от ширины диаграммы направленности.

Количественные оценки методической погрешности аппроксимации представлены на рис. 1, 2.

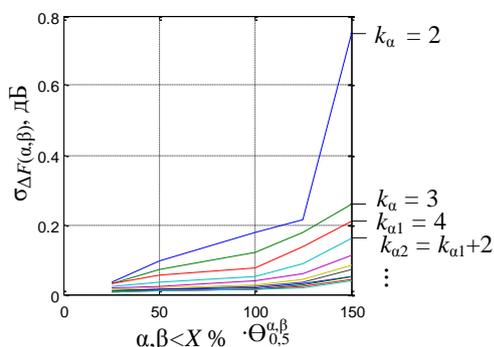


Рис. 1. Максимальная среднеквадратическая погрешность аппроксимации амплитудной диаграммы направленности рядом Котельникова для разного количества отсчетов членов ряда в ширине диаграммы направленности

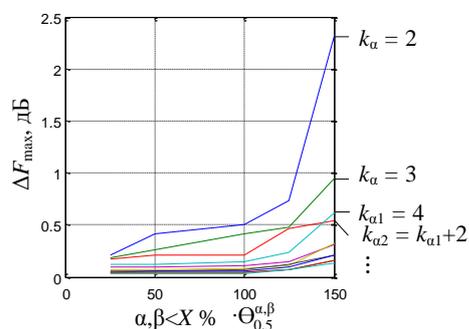


Рис. 2. Максимальная погрешность аппроксимации амплитудной диаграммы направленности рядом Котельникова для разного количества отсчетов членов ряда в ширине диаграммы направленности

Представленные количественные результаты отражают качественные интуитивные представления о погрешности аппроксимации амплитудной диаграммы направленности: с увеличением членов ряда и области углов аппроксимации погрешность аппроксимации уменьшается.

Выводы

Представленные результаты позволяют сделать следующий важный вывод: в пределах ширины диаграммы направленности среднеквадратическая погрешность аппроксимации менее 0,2 дБ обеспечивается при использовании не менее четырех функций Котельникова в пределах ширины диаграммы направленности.

Литература

1. Перунов Ю.М. Зарубежные радиоэлектронные средства / Ю.М. Перунов, В.В. Мацукевич, А.А. Васильев. – М.: Радиотехника, 2010. – 352 с.
2. Радиомониторинг – задачи, методы, средства / под ред. А.М. Рембовского. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Горячая линия-Телеком, 2010. – 624 с.
3. Леонов А.И. Моноимпульсная радиолокация / А.И. Леонов, К.И. Фомичев. – М.: Радио и связь, 1984. – 312 с.
4. Гаврилов Ю.А. Система калибровки пеленгатора // Радиопромышленность. – 2006. – № 2. – С. 135–155.
5. ГОСТ Р 8.773–2011. Библиографическая ссылка. Антенны навигационной аппаратуры потребителей глобальной навигационной спутниковой системы. Нормируемые электрические параметры и методы их измерений (2011) // Система стандартов по информации, библиотечному и издательскому делу. – М.: Стандартинформ.
6. Зелкин Е.Г. Конструктивные методы аппроксимации в теории антенн / Е.Г. Зелкин, В.Ф. Кравченко, В.И. Гусевский. – М.: Сайнс-Пресс, 2005. – 512 с.
7. Михеев С.Е. Многомерная аппроксимация и интерполяция. – СПб.: ИД СПб. гос. ун-та, 2012. – 58 с.
8. Раков В.И. Методы аппроксимации диаграмм направленности антенн радиолокационных станций. – Л.: ВМАКВ, 1958. – 59 с.

Аникин Алексей Сергеевич

Канд. техн. наук, доцент каф. радиотехнических систем (РТС) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Ленина пр-т., 40, г. Томск, Россия, 634050
 ORCID: 0000-0001-9747-3266.
 Тел.: +7 (382-2) 41-38-89
 Эл. почта: anikinas@main.tusur.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 621.37

Е.А. Федоров, Ф.И. Шеерман, А.В. Помазанов, А.А. Коколов

Применение генетического алгоритма для калибровки состояний 6-битного векторного фазовращателя X-диапазона с интегрированными корректирующими ЦАП на основе 0,25 мкм SiGe-BiCMOS-технологии

Рассмотрена задача выбора вспомогательных состояний и калибровки в разработанном 6-битном векторном фазовращателе X-диапазона. Точная калибровка и выбор оптимальных вспомогательных состояний позволили снизить значение среднеквадратичной ошибки (СКО) по фазе и амплитуде до минимальных значений. Для решения задачи дискретной оптимизации был выбран генетический алгоритм. Алгоритм определяет наиболее оптимальное состояние корректирующих битов ЦАП векторного фазовращателя.

Ключевые слова: генетический алгоритм, дискретная оптимизация, СВЧ, 6-битный фазовращатель, ЦАП.

Одними из основных функциональных узлов приемопередающих модулей АФАР являются электрически управляемые фазовращатели. При выборе типа фазовращателя руководствуются структурой приемопередающего модуля (ППМ), а также несколькими основными параметрами (входная мощность, потребляемая мощность, массогабаритные параметры, стоимость и т.д.).

В настоящее время в ППМ с АФАР используются пассивные и векторные ФВ. Достоинствами пассивных ФВ являются широкий динамический диапазон и малая потребляемая мощность. К недостаткам относятся большая площадь кристалла, высокие потери, а также невозможность компенсации разброса технологических параметров, что приводит к снижению точности установки фазы и уменьшению выхода годных ИС. В отличие от пассивных векторные ФВ позволяют производить калибровку фазовых состояний для компенсации разброса параметров техпроцесса. Кроме того, они имеют более высокий коэффициент передачи и меньшую площадь кристалла, что приводит к меньшей стоимости чипа. Недостатками векторных ФВ являются большее значение потребляемой мощности и более узкий динамический диапазон.

Разработанный векторный ФВ X-диапазона на основе технологии 0,25 мкм SiGe-BiCMOS имеет в своей конструкции дополнительные корректирую-

щие ЦАП, управляемые внешними цифровыми сигналами, которые могут в ограниченном диапазоне осуществлять коррекцию как амплитуды, так и фазы сигнала в каждом состоянии ФВ. При этом для каждой конкретной частоты или диапазона частот будет свой оптимум – такие состояния корректирующих ЦАП, при которых СКО по фазе и амплитуде будет минимальным.

Очевидно, что выбор оптимальных состояний вспомогательных ЦАП будет являться классической задачей дискретной оптимизации. Для решения этой задачи в статье используется генетический алгоритм. Помимо того, что это широко известный и хорошо себя зарекомендовавший алгоритм, позволяющий решать обширный класс задач синтеза и оптимизации, его выбор обоснован прежде всего простотой реализации. Основные и вспомогательные состояния ФВ можно описать и закодировать в качестве ген и хромосом генетического алгоритма. В качестве целевой функции будет использоваться значение СКО по фазе/амплитуде ФВ, и в результате работы алгоритма оптимально подобранные биты вспомогательных ЦАП позволят снизить значения СКО фазы/амплитуды для выбранной центральной частоты.

Векторный 6-битный ФВ

Принцип работы векторного ФВ основывается на суммировании ортогональных сигналов с различ-

ными весовыми коэффициентами. Основными элементами векторного ФВ являются входные / выходные симметрирующие трансформаторы (СТ), формирователь квадратурных сигналов (ФКС), усилители с регулируемым коэффициентом усиления (УРУ), цифроаналоговый преобразователь и цифровой драйвер. На рис. 1 представлены структурная схема векторного ФВ, отладочная плата и микрофотография кристалла ФВ.

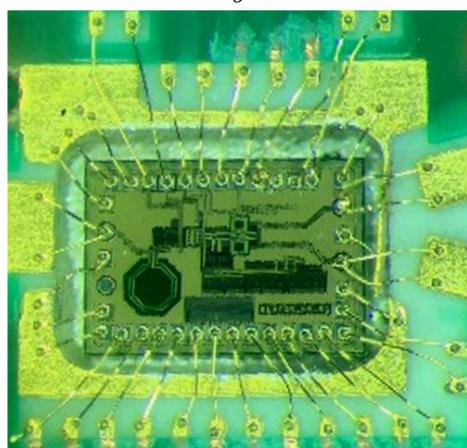
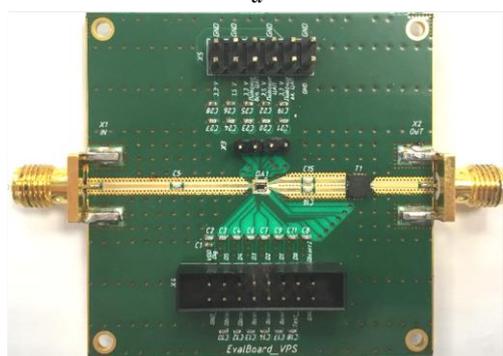
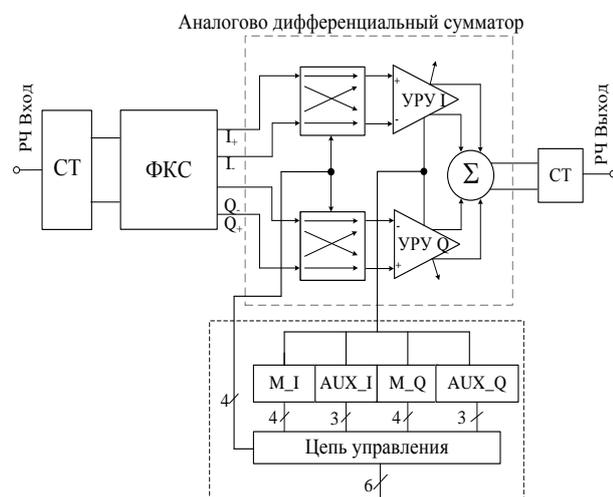


Рис. 1. Векторный ФВ: а – структурная схема; б – отладочная плата; в – микрофотография кристалла

Принципиальная схема 4-битного основного токового ЦАП (M_I и M_Q на рис. 1, а) и корректирующего 3-битного токового ЦАП (AUX_I и

AUX_Q) выполнена по схеме W-2W [3]. Использование корректирующего ЦАП позволяет скорректировать выходной ток для более точного управления амплитуды и фазы выходного сигнала.

В табл. 1 приведены измеренные характеристики устройства, а также неоптимизированные (исходные) значения СКО фазы/амплитуды.

Таблица 1

Параметры разработанного ФВ X-диапазона	
Технология	0,25 мкм BiCMOS
Δf , ГГц	8–12
N, бит	6
D, град	360
LSB, град	5,625
G, дБ	0...4
S_{11}/S_{22} , дБ	-11/-9
P_{1dB} по входу, дБм	-13,3
Неоптимизированное СКО фазовой ошибки, град	~1,75
Неоптимизированное СКО амплитудной ошибки, дБ	~0,3–0,4
P_{dc} , мВт	~150
Размеры, мм ²	1,51×1,05

Постановка задачи. Генетический алгоритм

Рассмотрим поле решений (число возможных комбинаций) в данной задаче. 6-битный фазовращатель имеет 64 основных состояния, осуществляющих перестройку фазы с шагом 5,625°. Также каждое основное состояние имеет 64 корректирующих состояния, которыми осуществляется корректировка усиления УРУ, и фазы проходящего через фазовращатель сигнала. На рис. 2 условно изображена система состояний фазовращателя [1, 2].

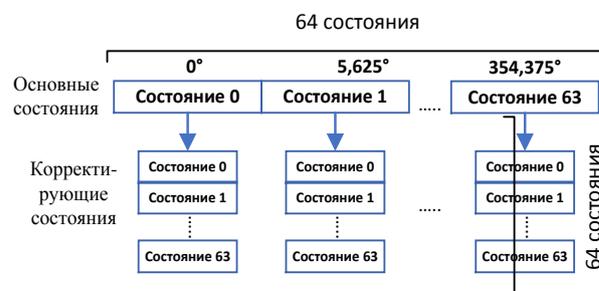


Рис. 2. Система состояний фазовращателя

Согласно основной теореме комбинаторики, общее количество различных наборов при выборе k элементов из n с возвращением и с учётом порядка равняется n^k . Очевидно, что число возможных комбинаций в данной ситуации равно $64^{64} = 3,94 \times 10^{115}$. Чтобы решить данную задачу полным перебором, потребуется большое количество времени. В связи с этим использование генетического алгоритма (ГА) для решения данной задачи является обоснованным [4].

ГА не гарантирует обнаружения глобального оптимума за полиномиальное время, так как только использование метода полного перебора позволяет найти решение глобальной оптимизации. Однако генетический алгоритм позволяет выбрать «достаточно хорошее» решение за гораздо меньшее время, чем другие известные детерминированные или эвристические алгоритмы поисковой оптимизации [1].

Чтобы минимизировать СКО по фазе и по амплитуде одновременно, целевую функцию (ЦФ) можно представить следующим образом:

$$\text{ЦФ} = \text{СКО фазы} \times k_{\Phi} + \text{СКО амплитуды} \times k_{S_{21}}, \quad (1)$$

где k_{Φ} и $k_{S_{21}}$ – весовые коэффициенты.

Среднее квадратическое отклонение по фазе и амплитуде рассчитывается по формулам:

$$\text{СКО}_{\text{фазы}} = \sqrt{\frac{\sum (\Delta\varphi_i - \bar{\varphi})^2}{n-1}}, \quad (2)$$

$$\text{СКО}_{\text{амплитуды}} = \sqrt{\frac{\sum (S_{21}^i - \bar{S}_{21})^2}{n-1}}, \quad (3)$$

где $\Delta\varphi_i$ – отклонение фазы в каждом состоянии ФВ, град; $\bar{\varphi}$ – среднее отклонение фазы для всех состояний ФВ, град; S_{21}^i – значение амплитуды в каждом состоянии ФВ, дБ; \bar{S}_{21} – среднее значение амплитуды ФВ, дБ.

Для написания алгоритма был выбран язык программирования Python 3.7. Также для удобства работы добавлены различные модули Python (scikit-learn – для работы с s2p-файлами, math, statistics, random – для удобства проведения расчетов с данными, matplotlib – для построения графиков, pickle – используется для сериализации и десериализации). Блок-схема используемого генетического алгоритма приведена на рис. 3.

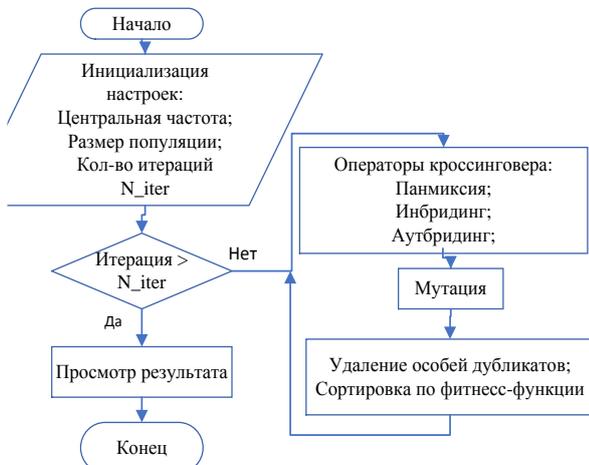


Рис. 3. Блок-схема генетического алгоритма

Созданы следующие основные классы объектов реализации алгоритма:

Состояние ФВ – класс, описывающий одно из основных состояний. Является геном в терминах ГА. Содержит информацию о номере основного состояния, номер вспомогательного состояния (значение бита А и В), значение фазы и амплитуды.

Система состояний ФВ – класс, описывающий все параметры оптимизированного фазовращателя. По своей сути является хромосомой в терминах ГА. Он хранит в себе значение СКО по фазе, амплитуде, фитнес-функции и лист объектов *Состояний ФВ*.

Ключевыми функциями любого генетического алгоритма являются операторы кроссингвера и мутации. В данной модификации алгоритма экспери-

ментальным путём выяснено, что участие одновременно трёх операторов скрещивания, а именно Панмиксия, Инбридинг, и Аутбридинг, приводит к наиболее быстрому нахождению минимума фитнес-функции [2].

На заключительном этапе формирования особей второго поколения срабатывает оператор мутации. Его работа заключается в выборе части особей второго поколения и применении к ним мутации – случайным изменениям подвергаются корректирующие биты ЦАП нескольких состояний. Опять же экспериментальным путём выяснено, что из 64 состояний ФВ подвергать мутации (т.е. изменять) стоит 2–3 состояния.

Использование всех вышеперечисленных операторов выбора родителей и мутации привело к наилучшему результату – как видно из графика (рис. 4), фитнес-функция (1) достигает минимума примерно за 1000 итерации для всех интересующих частот и выходит на плато. В данной конфигурации алгоритма и размере начальной популяции в 96 особей 1 000 итераций занимает время ~ 8–10 мин.

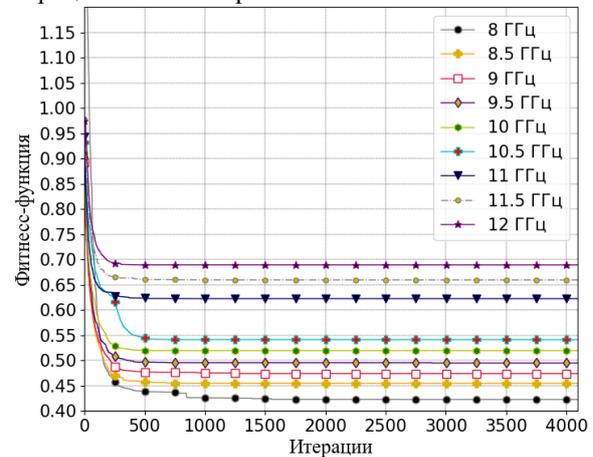


Рис. 4. Значение фитнес-функции в зависимости от итераций для разных частот

Результаты

Исследуем результаты работы алгоритма. На рис. 5 и 6 приведены зависимости среднеквадратического отклонения амплитуды и фазы от частоты.

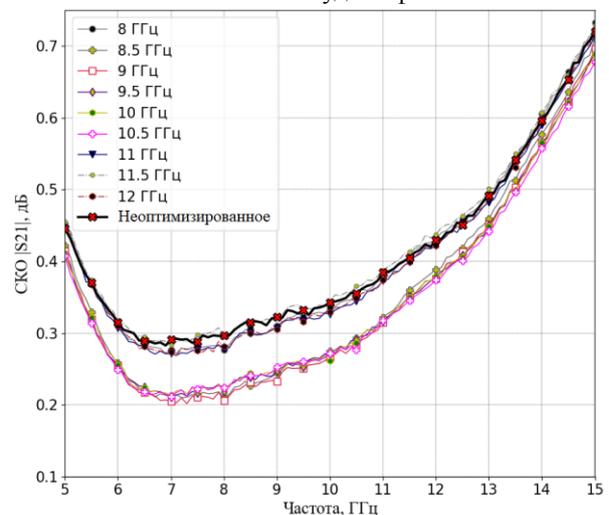


Рис. 5. СКО $|S_{21}|$, оптимизированное для разных частот

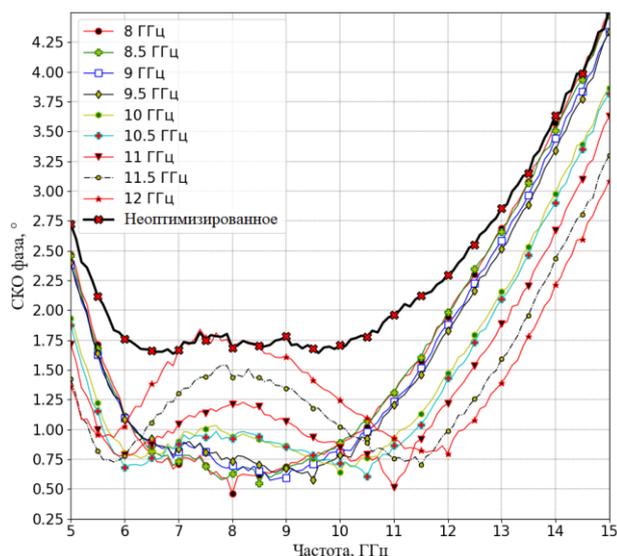


Рис. 6. СКО по фазе, оптимизированное для разных частот

Можно заметить, что если сконфигурировать ФВ на верхние частоты диапазона (11–12 ГГц) либо самые нижние (8 ГГц), то СКО по амплитуде заметно возрастает (частоты 8, 11–12 ГГц на рис. 5) и практически не отличается от неоптимизированной выборки состояний.

Как видно из графиков (см. рис. 5 и 6), изменяя конфигурацию корректирующих бит дополнительного ЦАП, можно добиться существенных улучшений характеристик для разных частотных диапазонов. Точные значения СКО по фазе и амплитуде приведены в табл. 2.

У неоптимизированного ФВ в среднем СКО по фазе и амплитуде составляют 1,75° и 0,34 дБ соответственно на частоте 10 ГГц.

Таблица 2

Значения СКО по фазе и амплитуде для разных центральных частот

Частота, ГГц	СКО по фазе, °	СКО по амплитуде, дБ
10 (неоптимизированное состояние)	1,705	0,342
8	0,42	0,279
8,5	0,54	0,22
9	0,58	0,23
9,5	0,56	0,25
10	0,61	0,26
10,5	0,59	0,27
11	0,515	0,37
11,5	0,67	0,41
12	0,79	0,42

На графиках (рис. 7, 8) приведено сравнение СКО по фазе для неоптимизированного ФВ, при ручном выборе состояний и состоянии, выбранного с помощью ГА. Стоит отметить, что ручной выбор состояний для ФВ – достаточно долгий и трудоемкий процесс (может занимать до 1 дня у опытного инженера). ГА в зависимости от конфигурации решает эту же задачу за несколько минут.

Из графика на рис. 9 видно, что самые большие отклонения по амплитуде отмечены при угле сдвига на 45, 225, 315°, а также на участке 90–130°. Веро-

ятно, это вызвано неточностью моделей библиотечных элементов и возможными ошибками при проектировании и техпроцессе.

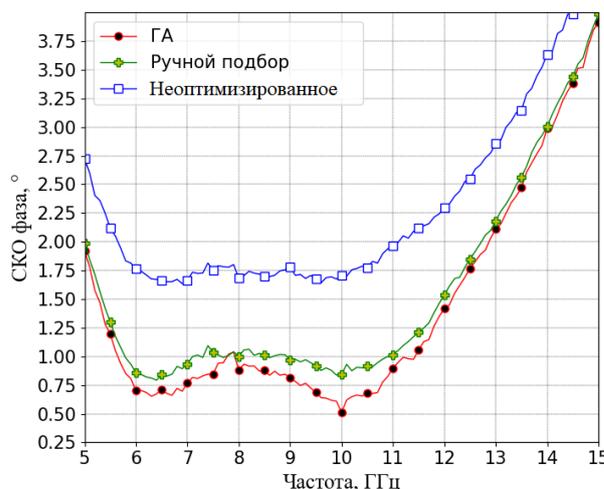


Рис. 7. Сравнение результатов работы ГА

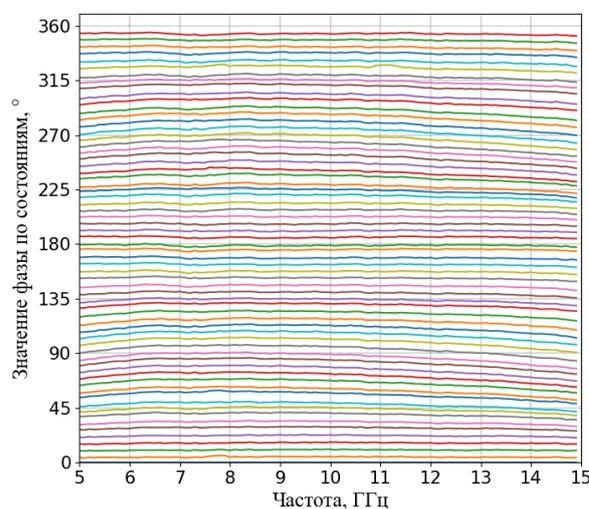


Рис. 8. Фазовые состояния оптимизированного векторного ФВ в диапазоне 5–15 ГГц

● Оптимизация при помощи ГА, 10 ГГц
 ◆ Идеальный шаг 5,625, усиление 1,75 дБ

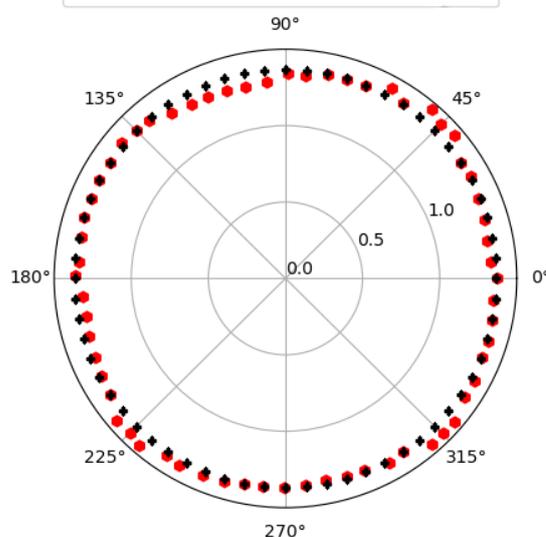


Рис. 9. Фазовые состояния в полярных координатах оптимизированного ФВ на 10 ГГц

Заключение

Для точной калибровки векторного ФВ по фазе и амплитуде был разработан ГА. Использование данного метода оптимизации позволило найти конфигурации ФВ с минимальными значениями СКО по фазе и амплитуде для выбранной центральной частоты. На частоте 10 ГГц неоптимизированные значения СКО фазы и амплитуды $1,75^\circ$ и 0,34 дБ уменьшились до значений $0,61^\circ$ и 0,26 дБ соответственно.

Кроме того, использование данного схемотехнического решения в связке с алгоритмом оптимизации позволяет откалибровать и скомпенсировать разброс по пластине отдельных экземпляров ФВ.

Экспериментальным путем определены настройки ГА для решения задачи выбора состояний корректирующего ЦАП. Среднее время нахождения решения составляло 8–10 мин. Ручная калибровка и выбор состояний могут занимать около одного дня.

Однако стоит напомнить, что ГА является эвристическим алгоритмом и не гарантирует нахождения 100% экстремума функции. Однако он позволяет за приемлемое время найти оптимальное решение.

Изготовление макетов и теоретическое исследование были выполнены при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ, базовая часть государственного задания (уникальный идентификатор FEWM-2020-0046). 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. Батищев Д.И., Применение генетических алгоритмов к решению задач дискретной оптимизации / Д.И. Батищев, Е.А. Неймарк, Н.В. Старостин: учебно-метод. материал по программе повышения квалификации «Информационные технологии и компьютерное моделирование в прикладной математике». – 2007. – С. 4–22.
2. Панченко Т.В. Генетические алгоритмы: учеб.-метод. пособие. – 2007. – С. 6–30.
3. Inder J. Bahl, Control Components Using Si, GaAs, and GaN-Technologies. – Artech House, 2014. – 2004. – С. 123–207.
4. Элементы комбинаторики [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.mathhelp.spb.ru/book2/tv3.htm> (дата обращения: 30.08.2020).

Федоров Евгений Андреевич

Аспирант каф. КСУП ТУСУРа
ORCID: 0000-0003-1302-6026
Эл. почта: evgenii.fedorov@tusur.ru

Шеерман Федор Иванович

Канд. техн. наук, зав. лаб. ЛИКС,
доцент каф. КСУП ТУСУРа
ORCID: 0000-0001-6482-2108
Эл. почта: fish@kcup.tusur.ru

Помазанов Алексей Владимирович

Аспирант каф. КСУП ТУСУРа
ORCID: 0000-0002-9811-9450
Эл. почта: aleksei.v.pomazanov@tusur.ru

Коколов Андрей Александрович

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

УДК 621.37

Е.А. Шутов, А.В. Помазанов, А.А. Кокотов, Л.И. Бабак

Разработка и экспериментальное исследование цифрового аттенюатора на основе отечественной 0,09 мкм технологии КМОП

Приведены результаты моделирования и опытного испытания цифрового перестраиваемого 6-битного аттенюатора 8–12 ГГц на основе отечественной 90 нм КМОП-технологии ПАО «Микрон». Согласно измеренным данным, ЦАТТ обладает уровнем вносимых потерь в опорном состоянии –12,3 дБ на частоте 10 ГГц; согласование по выходу и входу в рабочем диапазоне частот не менее –10 дБ; СКО по амплитуде и фазе 0,5 дБ и 12° соответственно. Реализован параллельный интерфейс управления. Площадь кристалла аттенюатора составляет 1,91 мм².

Ключевые слова: цифровой аттенюатор, КМОП, САПР, интегральная схема, зондовая станция, измерения.

Устройства управления амплитудой и фазой широко используются в приемопередающих трактах современных радиоэлектронных систем гражданского и двойного назначения. Аттенюаторы можно классифицировать на три большие группы: аналоговые, дискретные и управляемые цифровым сигналом. Аналоговые аттенюаторы представляют собой традиционную схему на трёх СВЧ-резисторах. Если заменить резисторы на *p-i-n*-диоды или полевые транзисторы, можно получить аттенюатор с дискретным изменением амплитуды [1]. Цифровые ступенчатые аттенюаторы обладают превосходными характеристиками по потребляемой мощности, изменению фазы и линейностью. Кроме того, они устраняют необходимость в использовании ЦАП для подачи управляющих сигналов. Эти аттенюаторы управляются параллельным *N*-разрядным управляющим напряжением [2]. Цифровые аттенюаторы представляют собой *N*-секций с нужным ослаблением (рис. 1), которые управляются цифровым сигналом. Секции могут быть реализованы в виде Т- или П-звена [3].

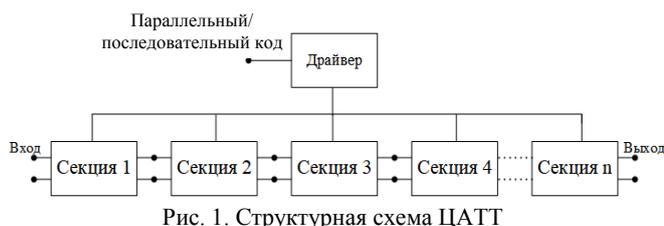


Рис. 1. Структурная схема ЦАТТ

В данной статье представлены результаты разработки и измерения опытного образца ЦАТТ-диапазона частот 8–12 ГГц, выполненного на основе отечественной 90 нм КМОП-технологии предприятия ПАО «Микрон».

Разработка аттенюатора

В данной работе представлен аттенюатор, выполненный с использованием ячеек Т-типа (рис. 2, а), а также вырожденных звеньев (рис. 2, б). Ячейки с малым уровнем ослабления, 0,5 и 1 дБ, выполнены в виде вырожденного звена. Ячейки с более высоким уровнем ослабления, 8, 4, 16, 2 дБ, выполнены в виде Т-звеньев. В качестве управляющих элементов применяются высокочастотные NMOS-транзисторы.

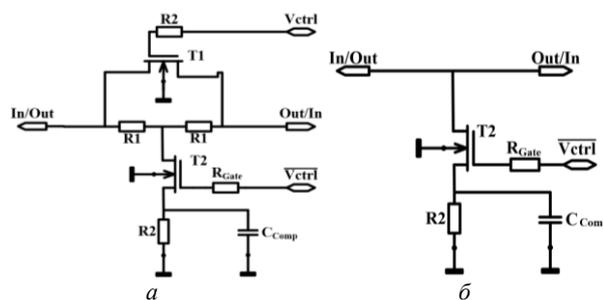
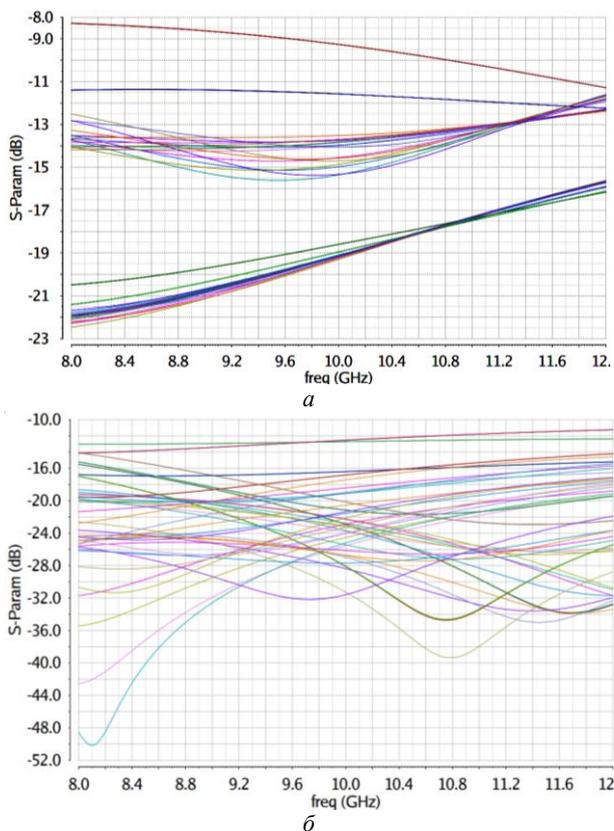


Рис. 2. Управляемые: ячейка Т-типа – а; вырожденное звено – б

Рис. 3. Параметры ЦАТТ: а – S_{11} ; б – S_{22}

В ячейках Т-типа (см. рис. 2, а) управление осуществляется двумя управляющими сигналами \bar{V}_{ctrl} и V_{ctrl} , а в ячейке с одним транзистором (см.

рис. 2, б) – управляющим сигналом \bar{V}_{ctrl} . Для корректировки наклона характеристики ЦАТТ предусмотрены компенсирующие ёмкости C_{comp} . Результаты моделирования представлены на рис. 3, 4.

Экспериментальное исследование

Измерения опытного образца ЦАТТ проводились на ручной полуавтоматической зондовой станции фирмы Cascade Microtech. Параметры рассеяния в диапазоне 0,1–67 ГГц измерялись четырёхпортовым векторным анализатором цепей PNA-X Keysight. Напряжение управляющего сигнала составляет 1,2 В.

Фотография топологии изготовленного кристалла представлена на рис. 5. В разработанной схеме ЦАТТ в качестве устройств управления (УУ) выступают 11 полевых транзисторов. Предусмотрено два вида параллельного управления (см. рис. 5). Первый: 11 управляющих сигналов (0 или 1,2 В) подаются отдельно на каждое УУ, тем самым задавая одно из 64 состояний ослабления. Данный вид управления обладает недостатком: требуется большое количество управляющих сигналов.

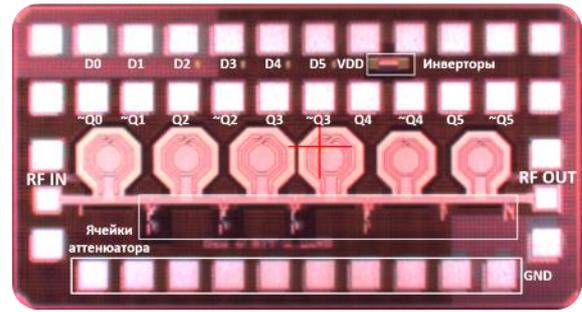


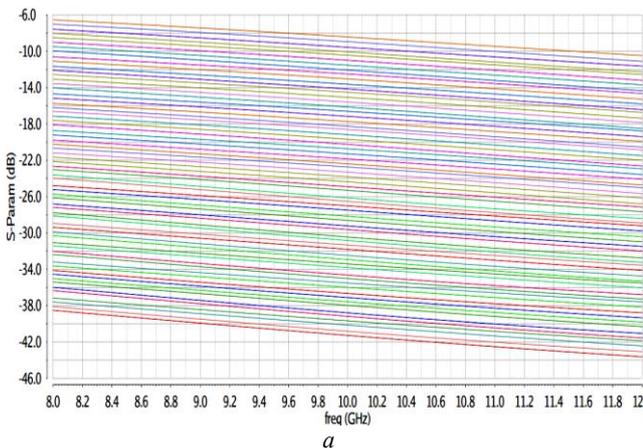
Рис. 5. Фотография ИС ЦАТТ (1,8×1,02)

На рис. 6, а представлено относительное ослабление для всех состояний. На рис. 6, б представлены вносимые потери в опорном состоянии. На рис. 7, а, б представлены результаты измерений согласования по входу и выходу соответственно. На рис. 8 представлены рассчитанные значения СКО по амплитуде и фазе.

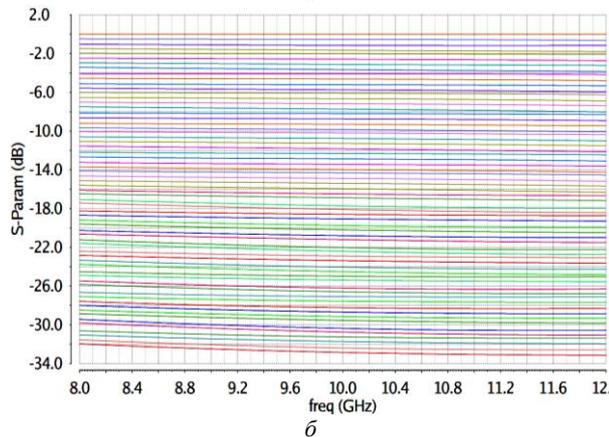
В таблицах сведены все результаты экспериментального исследования и моделирования разработанного ЦАТТ X-диапазона, а также сравнение с аналогами, выполненными на КМОП-технологиях.

Анализируя полученные результаты, можно отметить следующее:

1. Согласование по входу и выходу разработанного ЦАТТ получились лучше, чем при моделировании.



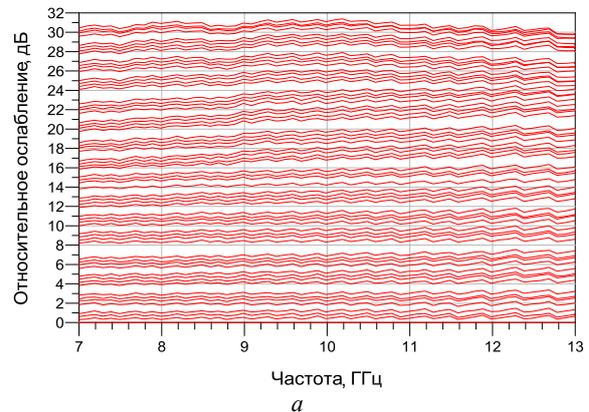
а



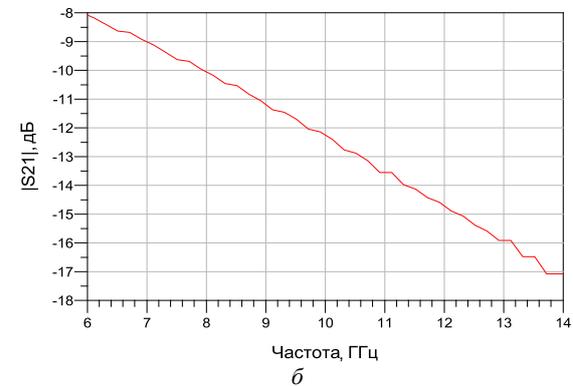
б

Рис. 4. Результаты моделирования ЦАТТ для всех состояний: а – S_{21} ; б – относительное S_{21}

Второй – управление посредством инверторов через 7 контактных площадок (D0–D5 – управление ячейками ЦАТТ, Vdd – питание инверторов). В данном режиме на каждую ячейку подается 1 управляющий сигнал (0 или 1,2 В) и тем самым задаётся одно из 64 состояний ослабления.



а



б

Рис. 6. Результаты измерений ЦАТТ: а – относительное S_{21} для всех состояний; б – вносимые потери в опорном состоянии

2. Потери в опорном состоянии на центральной частоте, 10 ГГц, получились выше, чем при модели-

ровании, и составляют 12,3 дБ. Различие между моделированием и измерениями скорее всего вызваны неточностью моделей транзисторов, а также повышенными потерями в линиях передачи и индуктивностях.

3. Среднеквадратическая ошибка по амплитуде на центральной частоте 10 ГГц не превышает 0,5 дБ. Среднеквадратическая ошибка по фазе не превышает 12°.

4. Анализируя зарубежные аналоги, представленные в [4, 5], можно отметить, что разработанный ЦАТТ практически не уступает по параметрам.

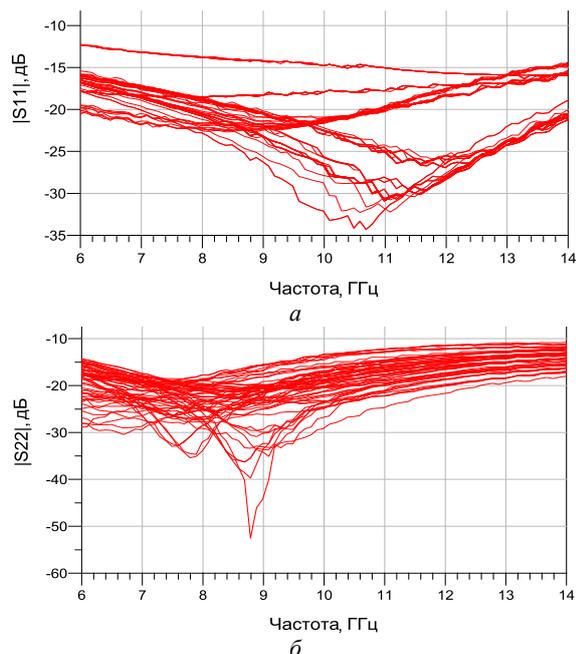


Рис. 7. Результаты измерений для всех состояний ЦАТТ: а – S_{11} ; б – S_{22}

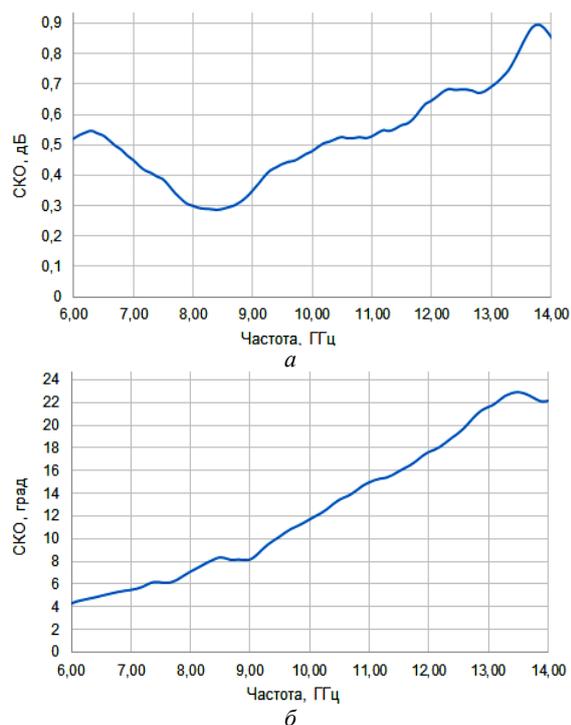


Рис. 8. СКО ЦАТТ: а – по амплитуде; б – по фазе

Таблица 1

Требования к ЦАТТ

Параметр	Значение
Δf , ГГц	8–12
n , бит	6
$ S_{11} / S_{22} $, дБ	≤ -10
ΔA , дБ	$\leq 0,5$
$P_{1дБ}$, дБм	≥ 10

Таблица 2

Параметры разработанного ЦАТТ X-диапазона и сравнение с аналогами, выполненными на КМОП-технологиях

	Мод.	Изм.	[3]	[4]	[1]	[5]
Тех. проц., нм	90	90	130	180	130	250
Δf , ГГц	8–12	8–12	8–12	8–12	8–12	6–12
K_{P0min} , дБ	-8,2	-12,3	-9,8	-8,5	-9,6	-11,7
$ S_{11} $, дБ	-8,5	-13	-13,8	-11	-8,7	-10
$ S_{22} $, дБ	-11,5	-12	-13	-11	-8,4	-10
ΔA , дБ	0,3	0,5*	1,25	0,4	0,35	0,26
$\Delta\phi$, град	-	12*	3,75	2,2	5,8	3,5
n , бит	6	6	5	6	6	6
$P_{1дБ}$, дБм	10,0	10,3	12,7	13	10,6	12,5
S , мм ²	1,91	1,91	0,92	0,33	0,16	0,29

* – Значения на частоте 10 ГГц.

Заключение

В результате разработана СВЧ МИС цифрового перестраиваемого 6-битного аттенуатора на основе отечественной 90 нм КМОП-технологии «Микрон». ЦАТТ соответствует всем требуемым техническим характеристикам. Выполнены экспериментальные исследования изготовленного образца.

По сведениям авторов, разработанная ИС ЦАТТ X-диапазона является первой в России успешной разработкой на основе отечественной 90 нм КМОП-технологии.

Изготовление макетов и теоретическое исследование были выполнены при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ, базовая часть государственного задания (уникальный идентификатор FEWM-2020-0046). 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. Pang D. A 6-bit attenuator of 8–12 GHz with low phase variations in 0.13-um CMOS technology / S. Wu, X. Chen, Y. Gui // International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology. – 2019. – P. 1–3.
2. Askari M. A Wideband 5-bit Switched Step Attenuator in 0.18 um CMOS Technology / M. Askari, H. Kaabi, Y. Kavaian, S. Ajabi // IETE Journal of research. – 2015. – Vol. 62. – P. 295–300.
3. Шутов Е.А. Экспериментальное исследование цифрового перестраиваемого аттенуатора диапазона частот 8–12 ГГц на основе 0,13 мкм КМОП-технологии / А. Помазанов, А. Коряковцев // XIII Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления». – 2019. – № 1. – С. 61–66.
4. Bon-Hyun Ku. 6-bit CMOS Digital Attenuators With Low Phase Variations for X-Band Phased-Array Systems /

Ku Bon-Hyun, S. Hong // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2010. – Vol. 58. – P. 1651–1663.

5. Davulcu M. 7-Bit SiGe-BiCMOS Step Attenuator for X-Band Phased-Array RADAR Applications / M. Davulcu, C. Caliskan, I. Kalyoncu, M. Kaynak, Y. Gurbuz // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2016. – Vol. 26. – P. 598– 600.

Шутов Евгений Александрович

Аспирант каф. СВЧиКР ТУСУРа

Тел.: +7-923-412-63-28

Эл. почта: shutov_ea@bk.ru

Помазанов Алексей Владимирович

Аспирант каф. СВЧиКР ТУСУРа

Эл. почта: pomazanov-95@mail.ru

Коколов Андрей Александрович

Доцент каф. КСУП ТУСУРа

Эл. почта: kokolovaa@gmail.com

Бабак Леонид Иванович

Профессор каф. КСУП ТУСУРа

Эл. почта: leonid.babak@mail.ru

УДК 621.396.41

А.С. Коряковцев, А.В. Помазанов, А.А. Коколов, Е.А. Шутов, Л.И. Бабак

Экспериментальное исследование интегрального кремниевого буферного усилителя X-диапазона, выполненного на основе отечественной 90 нм КМОП-технологии

Представлены результаты экспериментального исследования широкополосного буферного усилителя X-диапазона на основе отечественной 90 нм КМОП-технологии. Согласно полученным экспериментальным данным усилитель в диапазоне частот 8–12 ГГц обладает коэффициентом усиления не менее 10 дБ, коэффициент шума составляет менее 4 дБ, коэффициенты отражения по входу и выходу не превышают –9 дБ, выходная мощность составляет более 12 дБм при напряжении питания 2,4 В и токе потребления 45 мА. Площадь кристалла составляет 0,65 мм².

Ключевые слова: СВЧ-усилитель, монолитная интегральная схема, буферный усилитель, коэффициент шума, коэффициент усиления, выходная мощность, 90 нм КМОП-технология, экспериментальное исследование, векторный анализатор цепей, зондовая станция.

В последнее время государство всё больше вкладывает усилий в развитие такого направления, как микроэлектроника, что объясняется весомым отставанием в развитии отечественных технологий от мировых [1]. В настоящее время, в России СВЧ приемопередающие модули (ППМ) для радиоэлектронных систем (РЭС) изготавливаются на основе интегральных схем (ИС) на базе материалов GaAs либо GaN. Однако за рубежом уже достаточно давно используются технологии на основе кремния Si КМОП и SiGe БКМОП.

При создании СВЧ ИС КМОП-технологии имеет ряд достоинств по сравнению с GaAs-технологиями: позволяет одновременно выполнить функции обработки аналоговых и цифровых сигналов в одном кристалле, т.е. реализовать концепцию СнК; имеет меньшие размеры компонентов; может содержать значительно большее число транзисторов на кристалле; кремниевые МИС потребляют гораздо меньшую мощность и на порядок дешевле МИС на основе GaAs.

В России на сегодняшний день на предприятии ПАО «Микрон» (г. Зеленоград) запущен 90 нм КМОП-технологический процесс на кремниевых подложках диаметром 200 мм. По-видимому, сейчас этот процесс является единственной чисто российской кремниевой технологией, в принципе пригодной для изготовления СВЧ МИС на частотах вплоть до мм-диапазона. Однако существующий процесс ориентирован на изготовление цифровых ИС.

Успех от верификации данной технологии в СВЧ-диапазоне даст возможность разрабатывать высокотехнологичные МИС с последующей интеграцией в системы связи, телекоммуникации, радиолокации и т.д., что, в свою очередь, приведёт к увеличению импортозамещения внутри страны. От того, насколько будут успешными и конкурентоспособными разработанные технологии, зависит и уровень экспорта.

В статье представлены результаты экспериментального исследования однокаскадного буферного

усилителя (БУ), который предназначен для работы в составе диаграммообразующей ИС X-диапазона. Усилитель разработан на основе отечественной 90 нм КМОП-технологии компании ПАО «Микрон». Основная цель данной работы заключается в тестировании, оценке работоспособности, определении оптимального режима работы и рабочих характеристик БУ, а также применимости и использовании 90 нм КМОП-технологии в разработках систем СВЧ-диапазона.

Разработка БУ

К разрабатываемому БУ предъявлялись следующие требования:

- полоса частот Δf : 8–12 ГГц;
- коэффициент усиления G : не менее 10 дБ;
- коэффициенте шума NF: не более 5 дБ;
- согласование по входу/выходу: не более –10 дБ;
- выходная мощность $P_{1дБ}$: не менее 10 дБм.

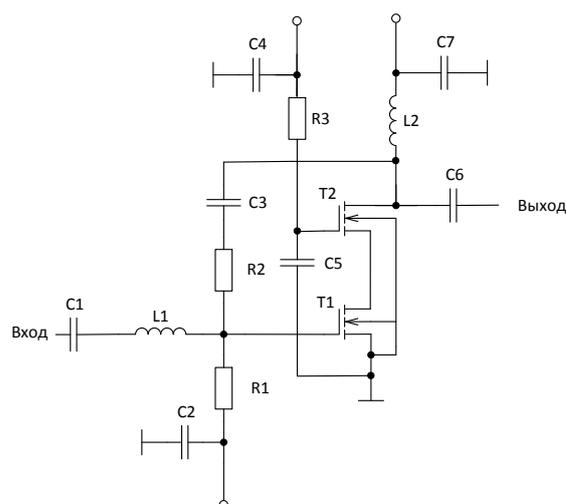


Рис. 1. Электрическая принципиальная схема буферного усилителя

БУ состоит из активного элемента, охваченного обратной связью в виде RC-цепочки, и согласующих цепей (СЦ). Активный элемент выполнен в виде

каскадного включения N -канальных полевых транзисторов [2, 3].

Экспериментальное исследование БУ

Измерения были проведены на полуавтоматической зондовой станции Cascade с использованием векторного анализатора цепей Keysight PNA-X в диапазоне частот от 100 МГц до 50 ГГц. Перед началом измерений была проведена калибровка в плоскости СВЧ-зондов. Фотография кристалла представлена на рис. 2. Общая площадь МИС составляет $0,65 \text{ мм}^2$.

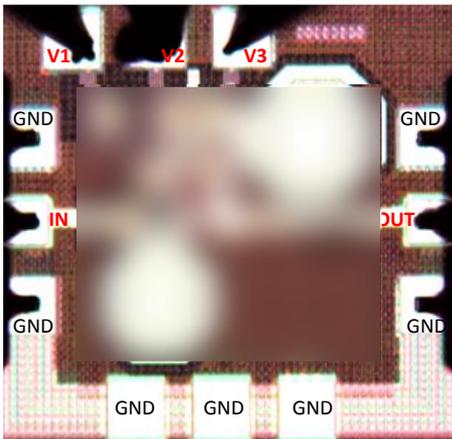


Рис. 2. Фотография кристалла МИС БУ ($0,65 \text{ мм}^2$)

Измерения проводились в двух режимах: 1) при низком токе потребления $I_{ds} = 19 \text{ мА}$ (минимум коэффициента шума NF), 2) при высоком $I_{ds} = 45 \text{ мА}$ (максимум выходной мощности).

На рис. 3 приведены измеренные S -параметры БУ и коэффициент шума NF для режима № 2.

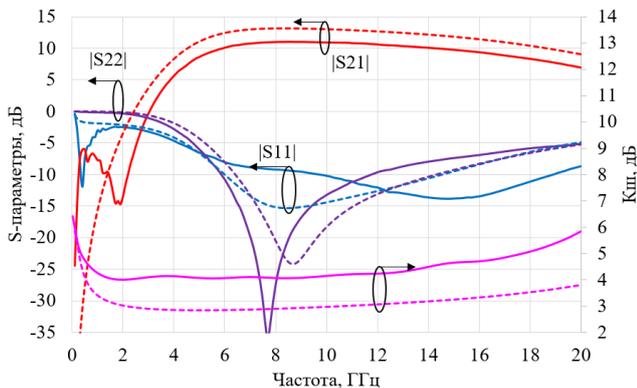


Рис. 3. Измеренные и смоделированные S -параметры и коэффициента шума NF БУ при $V_{ds} = 2,4 \text{ В}$, $I_{ds} = 45 \text{ мА}$

В режиме высокого тока потребления ($I_{ds} = 45 \text{ мА}$, $V_{ds} = 2,4 \text{ В}$) полученные результаты удовлетворяют требованию технического задания в полосе частот 8–12 ГГц: коэффициент усиления $G > 10 \text{ дБ}$; коэффициент отражения по входу/выходу $|S_{11}|, |S_{22}| < -9 \text{ дБ}$; коэффициент шума $NF < 4...4,5 \text{ дБ}$.

Измеренные результаты (сплошная линия) S -параметров и коэффициента шума NF, безусловно, отличаются от результатов моделирования (прерыв-

вистая линия), и это во многом связано с неточностью моделей в библиотеке.

Измеренное значение выходной мощности в точке сжатия на 1 дБ составляет $P_{1дБ} = 12,5 \text{ дБм}$ на частоте 10 ГГц, при PAE = 15% (рис. 4).

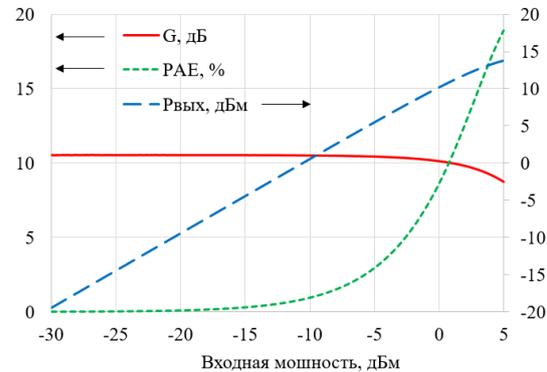


Рис. 4. Зависимость усиления, КПД, выходной мощности от входной при $V_{ds} = 2,4 \text{ В}$, $I_{ds} = 45 \text{ мА}$

В режиме № 1 коэффициент шума NF составляет 3,5–4 дБ, при этом выходная мощность составляет $P_{1дБ} = 8 \text{ дБм}$, а коэффициент усиления $G = 9,5 \text{ дБ}$.

В таблице приведены измеренные параметры разработанного БУ и сравнение с аналогами. Наименьшим коэффициентом шума $NF = 1,4 \text{ дБ}$ обладает МШУ на основе 45 нм КНИ-технологии [6], в то время как разработанный БУ и аналоги по КМОП-технологиям обладают $NF \approx 2,8...3,5 \text{ дБ}$. Достоинством разработанного БУ является больший уровень выходной мощности $P_{1дБ}$ и КПД по добавленной мощности PAE. Отметим, что при повышении напряжения питания до 3,3 В выходная мощность $P_{1дБ}$ составила 15 дБм.

Параметры измеренного БУ в двух режимах и аналоги

Параметры	ТУСУР	[4]	[5]	[6]	
Техпроцесс	90 нм КМОП	180 нм КМОП	180 нм КМОП	45 нм КНИ	
Δf , ГГц	6–14	12–16	2–16	14–31	
G , дБ	9,5	10,5	10,7	11,5	12,8
NF, дБ	3...3,5	4...4,5	3,1	2,8	1,4
$ S_{11} $, дБ	< -9	-10	-8,3	-8	
$ S_{22} $, дБ	< -10	-11	-8	-8	
$P_{1дБ}$, дБм	8	12,5	5,2	-6,1	0
PAE, %	16,5	15,2	11	-	7
I_{ds} , мА	19	45	22	10	10
V_{ds} , В	2	2,4	1,3	1,8	1,5
Размеры, мм^2	0,65	0,68	-	-	0,3

Заключение

В данной статье представлены результаты экспериментального исследования интегрального буферного усилителя X-диапазона на основе отечественной 90 нм КМОП-технологии.

Согласно полученным экспериментальным данным, БУ в диапазоне частот 8–12 ГГц обладает следующими характеристиками: $G = 10,5 \text{ дБ}$; $NF < 4,5 \text{ дБ}$; $|S_{11}|, |S_{22}| < -9 \text{ дБ}$; $P_{1дБ} = 12 \text{ дБм}$ при $V_{ds} = 2,4 \text{ В}$ и $I_{ds} = 45 \text{ мА}$; PAE > 15%; размеры кристалла $0,65 \text{ мм}^2$. При увеличении напряжения пита-

ния до 3,3 В выходная мощность возрастает до 15 дБм. Разработанный БУ по комплексу характеристик не уступает зарубежным ИС-аналогам, выполненным на основе КМОП-технологий.

Различие в измеренных и смоделированных данных обусловлено повышенными потерями в линиях передачи и пассивных компонентах, а также неточностью моделей активных элементов.

Таким образом, в результате проведенных исследований можно сделать вывод о том, что технология 90 нм КМОП-технологии компании ПАО «Микрон» пригодна для изготовления СВЧ МИС и может конкурировать с зарубежными технологиями. Однако для повышения точности проектирования требуется верификация библиотеки моделей элементов в СВЧ-диапазоне.

Изготовление макетов и теоретическое исследование были выполнены при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ, базовая часть государственного задания (уникальный идентификатор FEWM-2020-0046). 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. Tadviser. Микроэлектроника (рынок России) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://clck.ru/QtAq2> (дата обращения: 16.09.2020).
2. Коряковцев А.С., Помазанов А.В., Коколов А.А. Проектирование широкополосного буферного усилителя диапазона 8–12 ГГц на основе отечественной 90 нм Si CMOS-технологии / XIV Междунар. науч.-практ. конф. «Научная сессия ТУСУР»: в 6 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2018.
3. Коряковцев А.С., Помазанов А.В., Шутов Е.А. Проектирование широкополосного буферного усилителя диапазона 8–12 ГГц на основе 0,13 мкм БиКМОП-

технологии // XIV Междунар. науч.-практ. конф. «Научная сессия ТУСУР»: в 6 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2018.

4. Kuo-Liang Deng et al. A Ku-band КМОП low-noise amplifier / 2005 IEEE International Wkshp on Radio-Frequency Integration Technology: Integrated Circuits for Wideband Comm & Wireless Sensor Networks. – 2005. – P. 183–186.

5. Yousef K. et al. A 2–16 GHz КМОП current reuse cascaded ultra-wideband low noise amplifier / 2011 Saudi International Electronics, Communications and Photonics Conference (SIEPCPC). – 2011.

6. Chaojiang Li et al. LNA Design with CMOS SOI Process – 1.4 dB NF K/Ka band LNA / 2018 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium // IMS. – 2018. – P. 1484–1486.

Коряковцев Артём Сергеевич

Аспирант каф. КСУП ТУСУРа
Тел.: +7-913-872-57-87
Эл. почта: tintartyom@mail.ru

Помазанов Алексей Владимирович

Аспирант каф. КСУП ТУСУРа
Тел.: +7-923-424-43-98
Эл. почта: pomazanov-95@mail.ru

Коколов Андрей Александрович

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

Шутов Евгений Александрович

Аспирант каф. КСУП ТУСУРа
Тел.: +7-923-412-63-28
Эл. почта: shutov_ea@bk.ru

Бабак Леонид Иванович

Профессор каф. КСУП ТУСУРа
Тел.: +7-960-969-91-52
Эл. почта: leonid.babak@mail.ru

УДК 004.414.23

А.А. Кулакова, Е.Б. Лукьяненко

Физические модели цифровых мемристорных элементов 2И-НЕ, 2ИЛИ-НЕ

Рассмотрены физические модели цифровых элементов 2И-НЕ и 2ИЛИ-НЕ, построенные на основе гибридной мемристор-КМОП-логики (МеМОП-логике). Показано, что данные модели можно использовать в средствах проектирования сверхбольших интегральных схем (СБИС), таких как система автоматизированного проектирования (САПР) OrCAD. Приведены текстовые описания моделей. Введенные пороги ограничения позволяют описать модели элементов с многократной записью (возможность мемристоров изменять свое состояние). В результате схемотехнического моделирования (вычислительного эксперимента) показаны временные диаграммы работы моделей мемристорных элементов, приведены параметры (время нарастания и спада фронтов сигнала, быстродействие, рассеиваемая мощность). Разработанные модели могут быть использованы для проектирования интегральных схем, использующих мемристоры.

Ключевые слова: мемристор, элемент памяти, 2И-НЕ, 2ИЛИ-НЕ, мемристор-КМОП (МеМОП)-логика, моделирование.

В настоящей работе представлены физические модели цифровых мемристорных элементов 2И-НЕ и 2ИЛИ-НЕ. В моделях используется гибридная мемристор-КМОП-логика (МеМОП-логика), объединяющая в себе КМОП-транзисторы и мемристоры [1, 2]. Для исследуемых моделей приводятся временные диаграммы их работы и следующие параметры: время нарастания и спада фронтов сигнала, быстродействие, рассеиваемая мощность. Цель проводимого исследования – разработать физические модели цифровых мемристорных элементов 2И-НЕ и 2ИЛИ-НЕ, позволяющих эффективно моделировать цифровые схемы на мемристорах.

Применение мемристоров в вычислительных системах делает возможным улучшение показателей их энергоэффективности, а также позволяет создавать надежные и высокоинтегрированные аналоговые компьютеры, многоуровневую логику и нейронные системы [3]. Мемристоры совместимы с КМОП-технологией, имеют малые размеры по сравнению с транзисторами, характеризуются энергонезависимостью и неограниченным временем хранения информации, поэтому создание моделей цифровых элементов на основе гибридной МеМОП-логики является актуальной задачей.

Мемристор представляет собой структуру металл-диэлектрик-металл, в которой в качестве диэлектрика обычно используется тонкая пленка диоксида титана (TiO_2) [4].

Структурная схема цифровых мемристорных моделей элементов 2И-НЕ, 2ИЛИ-НЕ

Схемы элементов И-НЕ и ИЛИ-НЕ на МеМОП-логике приведены в статье [2]. Они представляют последовательно включенные мемристоры, соединенные положительными выводами (элемент «И») или отрицательными (элемент «ИЛИ»).

Для моделирования схем по МеМОП-логике необходимы приближенные к реальности функциональные модели цифровых элементов 2И-НЕ и 2И-

НЕ, которые можно будет использовать в средствах проектирования СБИС, таких как САПР OrCAD.

Логический элемент НЕ не реализуется на одних мемристорах, поэтому используется инвертор на КМОП-транзисторах.

Структурная схема цифровых мемристорных моделей элементов 2И-НЕ, 2ИЛИ-НЕ разработана с учетом описанной в [5] модели одиночного мемристора и показана на рис. 1.

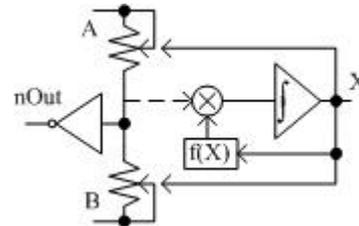


Рис. 1. Структурная схема моделей цифровых мемристорных элементов 2И-НЕ и 2ИЛИ-НЕ

Оба мемристора представлены переменными сопротивлениями, которые изменяются под воздействием напряжения X с выхода интегратора в противоположных направлениях.

Физическая модель цифрового мемристорного элемента 2И-НЕ

Авторами предлагается физическая модель, учитывающая особенности функционирования элемента 2И-НЕ по МеМОП-логике (рис. 2).

Сопротивления мемристоров моделируются с помощью ключей $S1$ и $S2$. Блок $H1$ преобразует значение и направление тока через мемристоры в напряжение. Интегратор образуется источником тока блока $G1$ и конденсатором $C1$. Ввиду особенностей функции $f(X)$ необходимо ограничивать напряжение на конденсаторе $C1$ в пределах меньше 1 и больше 0, что достигается введением отрицательной обратной связи, формируемой блоком 1.

Для получения элемента 2ИЛИ-НЕ достаточно на рис. 2 поменять местами ключи $S1$ и $S2$.

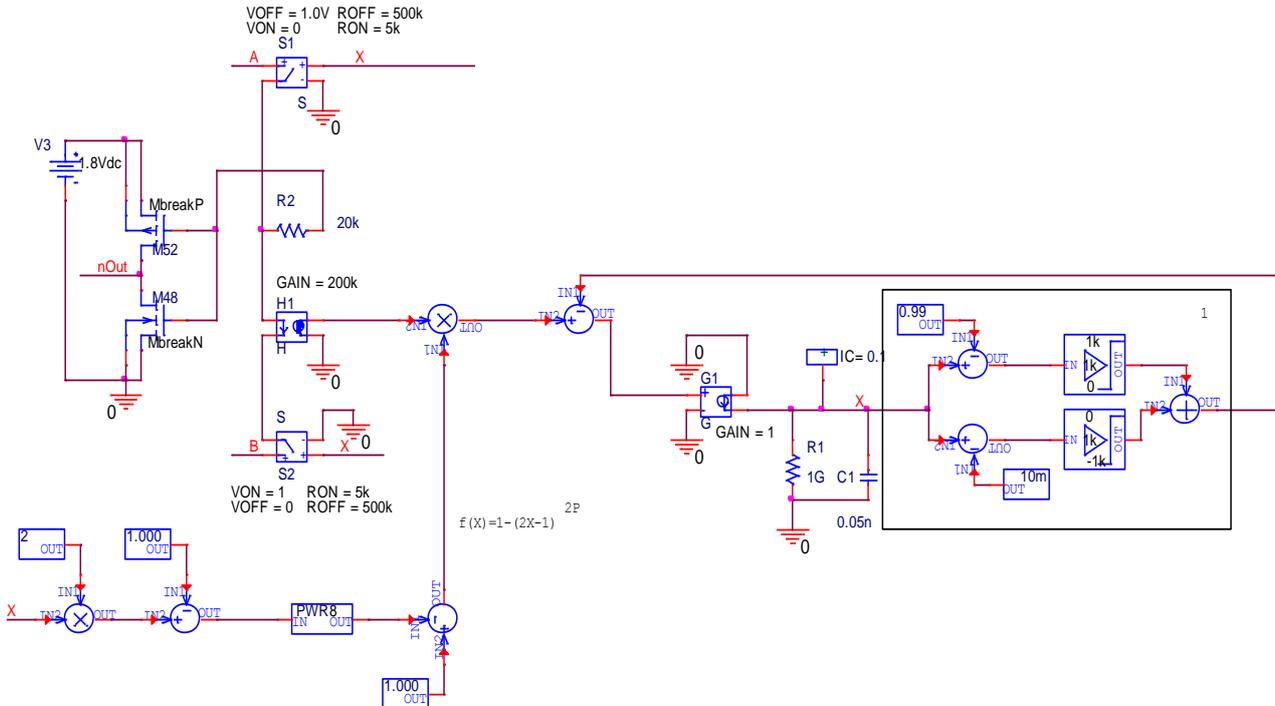


Рис. 2. Физическая модель цифрового мемристорного элемента 2И-НЕ

Текстовая Spice-модель цифрового мемристорного элемента 2И-НЕ:

```

mod
.subckt 2I_KL a b nOut Params: D=10n uv=10f
P=4 K=1k Ron=5k Roff=500k
S1 a y x 0 S1mod
S2 b f x 0 S2mod
. Model S1mod VSWITCH (Von=0 Voff=1
Ron=5k Roff=500k)
. Model S2mod VSWITCH (Von=1 Voff=0
Ron=5k Roff=500k)
V1 y f 0v
G1 0 x value={I(V1)*uv*(Roff/D^2)*f(v(x),p)-
(v(x)-0.99)*K*stp(v(x)-0.99)-(v(x)-10m)*K*stp(10m-
v(x))}
Raux x 0 1 g
C1 x 0 0.05n IC=0.1
.func f(x,p)={1-(2*x-1)^(2*P)}
R1 y d 20k
C2 d 0 1f
E1 nOut 0 value={2-V(d)}
.ends
    
```

Текстовая Spice-модель цифрового мемристорного элемента 2ИЛИ-НЕ:

```

mod
.subckt 2I_KL a b nOut Params: D=10n uv=10f
P=4 K=1k Ron=5k Roff=500k
S1 a y x 0 S1mod
S2 b f x 0 S2mod
. Model S1mod VSWITCH (Von=1 Voff=0
Ron=5k Roff=500k)
. Model S2mod VSWITCH (Von=0 Voff=1
Ron=5k Roff=500k)
V1 y f 0v
    
```

```

G1 0 x value={I(V1)*uv*(Roff/D^2)*f(v(x),p)-
(v(x)-0.99)*K*stp(v(x)-0.99)-(v(x)-10m)*K*stp(10m-
v(x))}
Raux x 0 1 g
C1 x 0 0.05n IC=0.1
.func f(x,p)={1-(2*x-1)^(2*P)}
R1 y d 20k
C2 d 0 1f
E1 nOut 0 value={2-V(d)}
.ends
    
```

Результаты моделирования

Выбраны следующие параметры ключа S1: напряжение замыкания ключа Von=0 В; напряжение размыкания ключа Voff=1,0 В; сопротивление замкнутого ключа Ron=5 кОм; сопротивление разомкнутого ключа Roff=500 кОм. В ключе S2 инвертированы значения Von и Voff. Сопротивления ключей соответствуют сопротивлениям мемристоров в низкоомном или высокоомном состояниях.

Анализ параметров работы моделей цифровых мемристорных элементов приведен в таблице.

Анализ параметров работы моделей цифровых мемристорных элементов 2И-НЕ и 2ИЛИ-НЕ

Элемент	Время нарастания фронта сигнала, пс	Время спада фронта сигнала, пс	Быстродействие, пс	Рассеиваемая мощность, мкВт
2И-НЕ	59	40	42	14
2ИЛИ-НЕ	49	34	35	42

На рис. 3 показаны временные диаграммы, демонстрирующие правильность работы разработанных моделей цифровых мемристорных элементов 2И-НЕ и 2ИЛИ-НЕ.

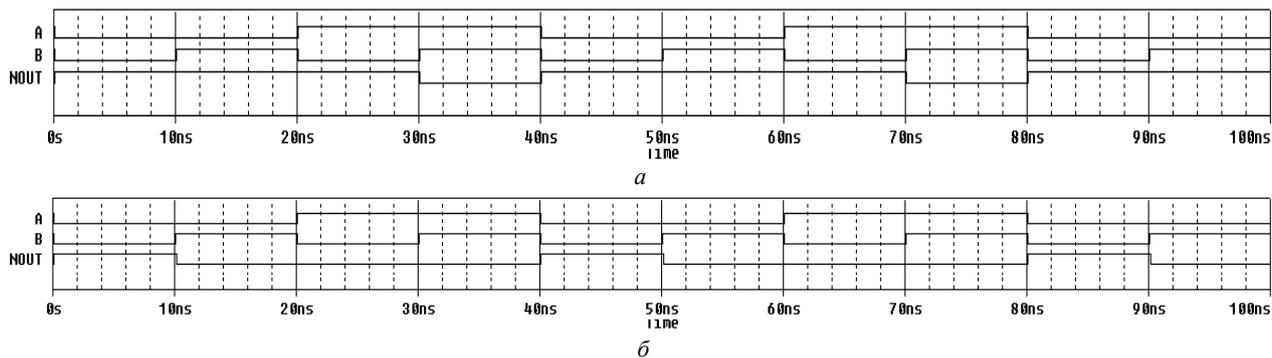


Рис. 3. Результаты моделирования моделей. Временные диаграммы работы моделей цифрового мемристорного элемента: 2ИЛИ-НЕ – а; 2И-НЕ – б

Выводы

Разработаны физические модели мемристорных элементов 2И-НЕ, 2ИЛИ-НЕ, учитывающие особенности их физической работы. Достоинством предложенной схемы является объединение двух мемристоров с одной управляющей схемой, что упрощает цифровую схему и позволяет моделировать ее с меньшими затратами времени.

Литература

1. Cho K., Lee S.-J., Eshraghian K. Memristor-CMOS logic and digital computational components // *Microelectronics Journal*. – 2015. – Vol. 46, No. 3. – P. 214–220.
2. Кулакова А.А., Лукьяненко Е.Б. Мемристорная логика в цифровой схемотехнике // *Изв. вузов. Электроника*. – 2020. – Т. 25, № 4. – С. 330–338. doi: 10.24151/1561-5405-2020-25-4-330-338.
3. Коноплев Б.Г., Ковалев А.В., Кальсков В.В., Лукьяненко Е.Б., Кальсков А.В., Комаров И.А. Схемотехническая модель мемристора в САПР CADENCE // *Фундаментальные исследования*. – 2012. – № 11-2. – С. 412–415.
4. Strukov D.B., Snider G.S., Stewart D.R., Williams R.S. The missing memristor found // *Nature*. – 2008. – Vol. 453. – P. 80–83.
5. Biolek Z., Biolek D., Biolkova V. SPICE model of memristor with nonlinear dopant drift // *Radioengineering*. – 2009. – Vol. 18, No. 2. – P. 210–214.

Кулакова Анастасия Алексеевна

Кандидат техн. наук, м.н.с.

Инжинирингового центра приборостроения,

радио- и микроэлектроники ЮФУ

Шевченко ул., д. 2, г. Таганрог, Россия, 347922

ORCID: 0000-0003-4297-3890

Тел.: +7-928-111-59-66

Эл. почта: anastasya.staryh@mail.ru

Лукьяненко Евгений Борисович

Канд. техн. наук, доцент ЮФУ

Шевченко ул., д. 2, г. Таганрог, Россия, 347922

Тел.: +7-951-841-04-02

Эл. почта: luk101010@mail.ru

УДК 621.37

А.В. Помазанов, А.С. Коряковцев, А.А. Кокотов, Е.А. Шутов, Л.И. Бабак

Разработка и экспериментальное исследование дискретного 6-разрядного фазовращателя X-диапазона на основе отечественной 90 нм КМОП-технологии

Представлены результаты разработки и экспериментального исследования дискретного 6-разрядного фазовращателя X-диапазона на основе отечественной 90 нм КМОП-технологии. Вносимые потери данного ФВ составляют 16 дБ на частоте 10 ГГц, СКО амплитудной ошибки меньше 0,85 дБ, а СКО фазовой ошибки меньше 5,2° в диапазоне 8–12 ГГц. Площадь кристалла составляет 3,98×1,38 мм².

Ключевые слова: КМОП, фазовращатель, X-диапазон, ППМ, фильтр нижних частот, фильтр верхних частот, зондовые измерения.

Современные радиолокационные системы с электронным сканированием луча используют АФАР. Управляемые фазовращатели (ФВ) являются одними из основных устройств, входящих в состав приемо-передающих модулей (ППМ) систем с АФАР. Количество управляемых ФВ в решетке в зависимости от назначения системы может варьировать от десятков до десятков тысяч штук.

ФВ на основе коммутируемого типа представляют наибольший интерес при разработке приемо-передающих модулей. За счет последовательного включения секций фильтров верхних и нижних частот обеспечивается необходимый фазовый сдвиг.

Основным преимуществом данных схем коммутируемых фазовращателей является небольшая неравномерность фазового сдвига для рабочего диапазона частот, основным недостатком являются высокие вносимые потери. Использование кремниевой или кремний-германиевой технологии позволяет совместить аналоговую и цифровую части на одном кристалле, что приводит к снижению стоимости при массовом производстве, увеличению функциональных возможностей ППМ и снижению занимаемой площади.

В статье представлены результаты разработки и экспериментального исследования 6-разрядного дискретного ФВ X-диапазона. Разработанный ФВ выполнен в виде МИС на основе отечественной 90 нм КМОП-технологии компании ПАО «Микрон». Основная цель работы заключается в верификации данной технологии на возможность проектирования различных СВЧ-управляющих устройств [1].

Разработка ФВ

Разрабатываемый ФВ состоит из 6 секций, обеспечивающих фазовый сдвиг в 180, 90, 45, 22,5, 11,25 и 5,625°. Требования, предъявляемые к фазосдвигающим секциям:

- рабочая полоса частот от 8 до 12 ГГц;
- согласование по входу с нагрузкой 50 Ом не хуже –15 дБ;
- согласование по выходу с нагрузкой 50 Ом не хуже –15 дБ;
- обеспечение необходимого фазового сдвига;
- минимальные вносимые потери.

На рис. 1 представлены фильтры нижних и верхних частот с формулами для расчета элементов.

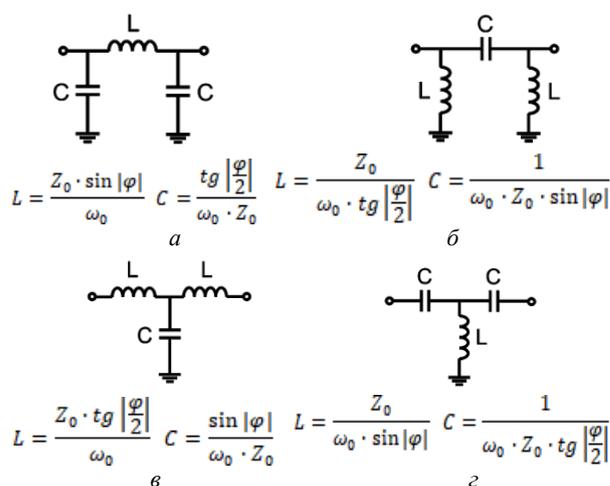


Рис. 1. Фильтры нижних и верхних частот:

а – ФНЧ П-типа; б – ФВЧ П-типа;

в – ФНЧ Т-типа; г – ФВЧ Т-типа

На рис. 2 представлена схема фазосдвигающих ячеек 5,625 и 11,25°.

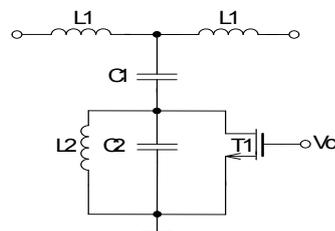


Рис. 2. Схема фазосдвигающей ячейки 5,625 и 11,25°

На рис. 3 представлена схема фазосдвигающих ячеек 22,5 и 45°.

Чтобы получить фазовый сдвиг в 90°, элементы 2C1 и 2L2 (изображены серым цветом) могут не использоваться, таким образом, можно уменьшить размеры интегральной схемы и соответственно уменьшить вносимые потери фазосдвигающей ячейки.

Далее разработанные фазосдвигающие ячейки были каскадно соединены таким образом, чтобы минимизировать ошибку установки фазы, вносимые

потери и коэффициенты отражения. На практике поиск оптимального расположения каскадов ячеек ФВ сводится к перебору всех возможных размещений. Из-за большого количества размещений не всегда удается проработать все возможные варианты каскадирования, так как это занимает много времени. На рис. 5 представлена каскадная структурная схема 6-разрядного дискретного фазовращателя.

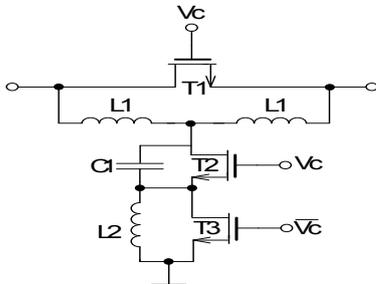


Рис. 3. Схема фазосдвигающей ячейки 22,5 и 45°

На рис. 4 представлена схема фазосдвигающих ячеек 90 и 180°.

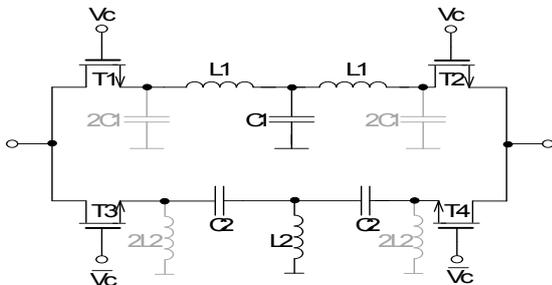


Рис. 4. Схема фазосдвигающей ячейки 90 и 180°

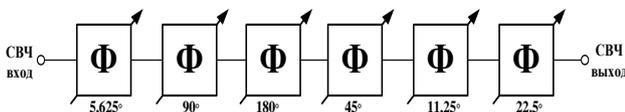


Рис. 5. Каскадная схема 6-разрядного дискретного ФВ

Результаты измерений

Далее ИС дискретного ФВ была изготовлена по 90 нм КМОП-технологии ПАО «Микрон». Фотография кристалла представлена на рис. 6. Общая площадь МИС составляет 3,98×1,38 мм².

Измерения были проведены на зондовой станции Cascade Microtech с использованием векторного анализатора цепей R&S ZVA40 в диапазоне частот от 100 МГц до 20 ГГц. Перед началом измерений была проведена калибровка в плоскости СВЧ-зондов методом LRRM.

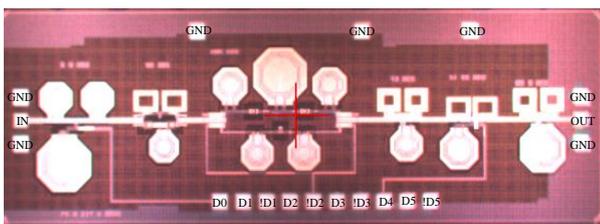


Рис. 6. Фотография кристалла МИС дискретного 6-разрядного ФВ (размеры 3,98×1,38 мм²)

На рис. 7–10 представлены измеренные S -параметры дискретного 6-разрядного ФВ, выполненного по 90 нм отечественной КМОП-технологии.

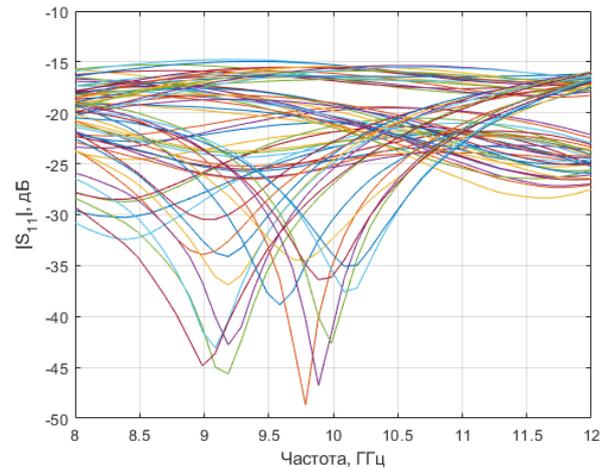


Рис. 7. Измеренный коэффициент согласования S_{11} для 64 состояний дискретного ФВ

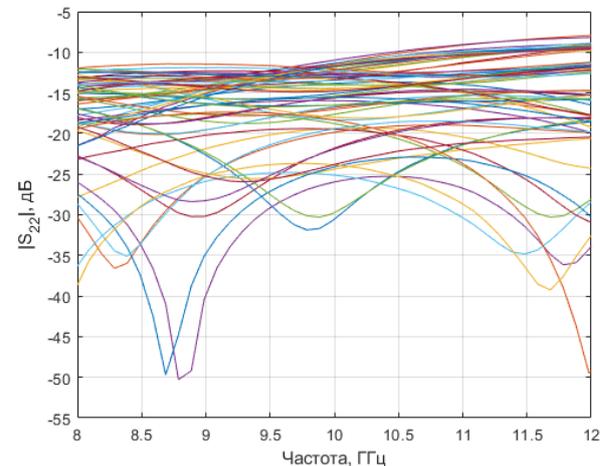


Рис. 8. Измеренный коэффициент согласования S_{22} для всех состояний дискретного ФВ

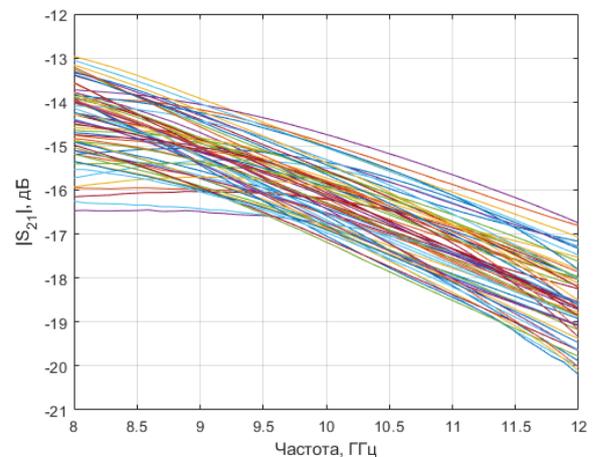


Рис. 9. Измеренные вносимые потери для всех состояний дискретного ФВ

Расчитанные значения амплитудной и фазовой ошибки на основе измеренных S -параметров представлены на рис. 11.

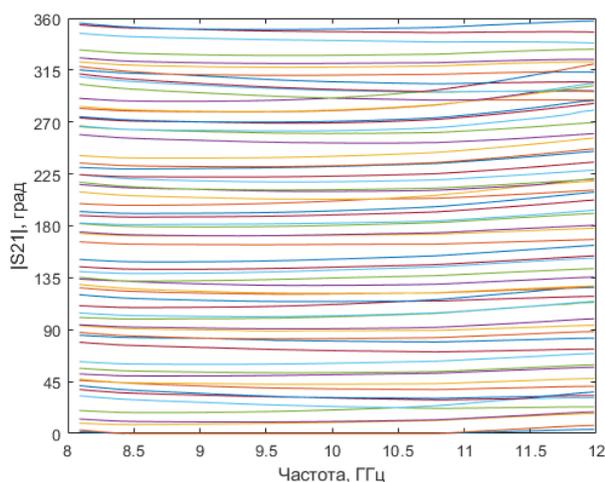


Рис. 10. Измеренный вносимый фазовый сдвиг для всех состояний дискретного ФВ (64 состояний)

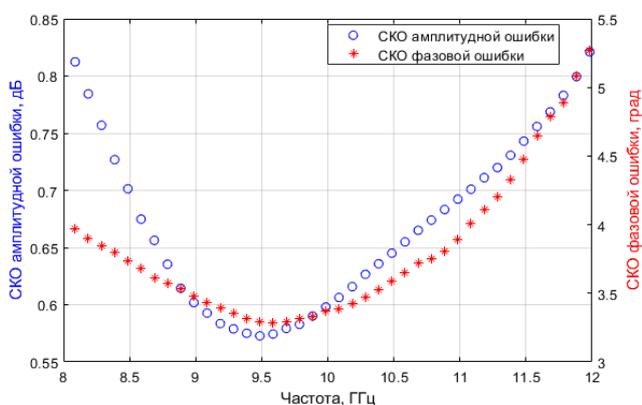


Рис. 11. СКО амплитудной и фазовой ошибки

Как видно из измеренных характеристик, вносимые потери (Π) составляют ~ 16 дБ на частоте 10 ГГц, коэффициент согласования $S_{11} < -15$ дБ в диапазоне частот 8–12 ГГц, коэффициент согласования $S_{22} < -9$ дБ в диапазоне частот 8–12 ГГц, СКО амплитудной ошибки менее 0,85 дБ, а СКО фазовой ошибки менее $5,2^\circ$. Отметим, что в диапазоне 8–11 ГГц СКО фазовой ошибки составляет менее 4° .

В таблице приведено сравнение разработанного дискретного ФВ с аналогами.

Сравнение с аналогами

Параметры	[2]	[3]	[4]	Данная работа
Техпроцесс	180 нм КНИ	130 нм КМОП	130 нм КМОП	90 нм КМОП
Δf , ГГц	7,5–10,5	8,5–10,5	8–12	8–11
n , бит	6	6	6	6
Π , дБ	11	13,2	15	16
$ S_{11} $, дБ	<-10	<-10	<-10	<-15
$ S_{22} $, дБ	<-10	<-10	<-10	<-9
ΔA , дБ	–	0,6	$<0,45$	$<0,85$
$\Delta \varphi$, $^\circ$	$<7,5$	4,1	<6	<4
$IP_{1дБ}$, дБм	20	–	11	10,6
S , мм ²	$2,2 \times 1$	0,6	$1,46 \times 0,83$	$3,98 \times 1,38$

Наименьшими вносимыми потерями и большим значением $IP_{1дБ}$ обладает ФВ на основе технологии

КНИ. В то время как ФВ на основе КМОП-технологий обладают одинаковым уровнем вносимых потерь и входной мощности $IP_{1дБ}$. По измеренным коэффициентам согласования и СКО фазовой ошибки представленная в данной работе ИС ФВ не уступает, а где-то и превосходит аналоги. С точки зрения занимаемой площади разработанный ФВ сильно уступает аналогам, это связано с тем, что были использованы библиотечные модели индуктивностей. В дальнейшем планируются разработка ФВ с меньшими размерами за счет использования меньшего количества пассивных элементов, а также и разработки собственных моделей индуктивностей меньшего размера.

Заключение

В данной статье представлены результаты разработки и экспериментального исследования дискретного 6-разрядного ФВ X-диапазона на основе отечественной 90 нм КМОП-технологии.

В заключение можно сделать следующие выводы:

1. Отечественная 90 нм КМОП-технология компании «Микрон» может конкурировать с зарубежными технологиями по производству МИС СВЧ-диапазона.

2. Требуется уточнение моделей библиотеки, в том числе катушек индуктивностей и переключаемых транзисторов.

3. Необходимо оценить технологический и температурный разброс на параметры разработанного ФВ.

По сведениям авторов, разработанная ИС ФВ X-диапазона является первой в России успешной разработкой на основе отечественной 90 нм КМОП-технологии.

Изготовление макетов и теоретическое исследование были выполнены при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ, базовая часть государственного задания (уникальный идентификатор FEWM-2020-0046). 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. Бабак Л.И., Волосов А.В., Гусев С.С. и др. Разработка микросхем управляющих устройств X-диапазона на основе отечественной 90 нм CMOS-технологии // 4-я Междунар. науч. конф. «Электронная компонентная база и микроэлектронные модули», 1–6 октября 2018 г. Крым, г. Алушта.
2. Liang C., Xinyu C., Youtao Z., Zhiqun L., Lei Y. A high linearity X-band SOI CMOS digitally-controlled phase shifter // J. Semicond. – 2015. – Vol. 36.
3. Sim S., Jeon L., Kim J-G. A Compact X-Band Bi-Directional Phased-Array T/R Chipset in 0.13 um CMOS Technology // IEEE Transactions on Microwave theory and techniques. – 2013. – Vol. 61.
4. Han J-H., Kim J-G., Baek D. X-Band 6-Bit Phase Shifter with Low RMS Phase and Amplitude Errors in 0.13-um CMOS-Technology // Journal of semiconductor technology and science. – August, 2016. – Vol. 16, No. 4.

Помазанов Алексей Владимирович

Аспирант каф. КСУП ТУСУРа,
ORCID: 0000-0002-9811-9450
Эл. почта: pomazanov-95@mail.ru

Коряковцев Артём Сергеевич

Аспирант каф. КСУП ТУСУРа,
Эл. почта: tintartyom@mail.ru

Коколов Андрей Александрович

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

Шутов Евгений Александрович

Аспирант каф. КСУП ТУСУРа,
Эл. почта: shutov_ea@bk.ru

Бабак Леонид Иванович

Профессор каф. КСУП
Тел.: +7 (960) 969-91-52
Эл. почта: leonid.babak@mail.ru

УДК 621.375.4, 004.94

А.А. Метель, А.Е. Горяинов, И.М. Добуш, А.С. Сальников

Разработка алгоритма математического моделирования линейных интегральных СВЧ-усилителей с распределенным усилением

Представлен алгоритм моделирования линейных характеристик СВЧ-усилителей с распределенным усилением (УРУ), создаваемых на основе интегральных технологий изготовления. Этот алгоритм основан на каскадном соединении восьмиполосников и может быть использован при решении многоитерационных задач структурно-параметрического синтеза линейных интегральных СВЧ УРУ.

Ключевые слова: СВЧ, усилитель с распределенным усилением, интегральная схема, алгоритм моделирования, структурно-параметрический синтез.

СВЧ-усилители с распределенным усилением (УРУ) относятся к классу сверхширокополосных. Данный тип схемотехнического решения может использоваться для создания усилителей с различным динамическим диапазоном [1–3], в том числе маломощных усилителей (МШУ), буферных усилителей (БУ) и усилителей мощности (УМ).

Процесс разработки СВЧ УРУ в интегральном исполнении является трудоемким и сопряжен с рядом трудностей, таких как обеспечение заданного уровня электрических характеристик в полосе частот до нескольких октав, а в некоторых случаях до нескольких декад; неоднозначность при выборе конкретного схемного решения и количества используемых транзисторов [4]; необходимость учета особенностей выбранной интегральной технологии изготовления.

Эффективным способом снижения трудоемкости и стоимости проектирования интегральных

СВЧ УРУ является развитие подходов, методик, алгоритмов и программных модулей для автоматизированного синтеза схемных и топологических решений данного класса усилителей [5].

Результатом настоящей работы является создание алгоритма математического моделирования линейных характеристик интегральных СВЧ УРУ с целью последующего его использования в решении задач структурно-параметрического синтеза.

Структура интегрального СВЧ УРУ

На рис. 1 представлена обобщенная структурная схема интегрального СВЧ УРУ, её подробное описание приведено в [5].

Схема включает следующие основные части: согласующие цепи (СЦ), линии передачи (ЛП), активные блоки (АБ) и примыкающие к ним проводимости ($Y_{Вх}$, $Y_{Вых}$), балластные сопротивления ($Z_{Б1}$, $Z_{Б2}$).

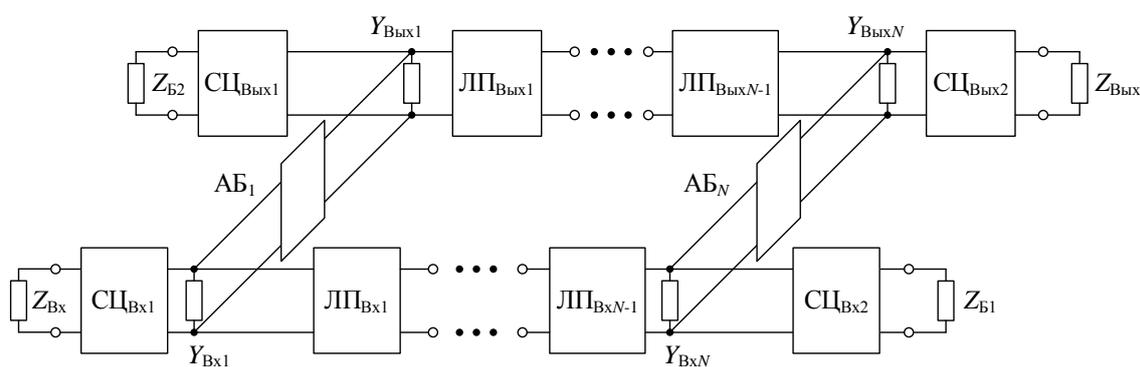


Рис. 1. Обобщенная структурная схема интегрального СВЧ УРУ

Математическая модель СВЧ УРУ

Рассматриваемая на рис. 1 структурная схема СВЧ УРУ математически может быть описана различными методами, в том числе:

А. Наиболее общим, таким как метод узловых потенциалов. Однако для многоитерационных задач синтеза данный метод является медленным.

Б. В виде соединения четырехполосников или восьмиполосников. Из соображений уменьшения размерности выводимых соотношений в настоящей работе было использовано представление СВЧ УРУ

в виде каскадного соединения восьмиполосников в системе A -параметров [6] по итерационной схеме.

В качестве поясняющего примера рассмотрим каскадное соединение двух восьмиполосных частей со стороны входа интегрального СВЧ УРУ (рис. 2):

$$A = A_1 \times A_2, \quad (1)$$

где A_1 – матрица A -параметров СЦ, включающая в себя $СЦ_{Вх1}$ и $СЦ_{Вых1}$ – см. выражение (2); A_2 – матрица A -параметров $АБ_1$ и примыкающих к нему проводимостей $Y_{Вх1}$ и $Y_{Вых1}$ – см. выражение (3).

$$A_1 = \begin{bmatrix} A_{11}^{CC_{Вых1}} & A_{12}^{CC_{Вых1}} & 0 & 0 \\ A_{21}^{CC_{Вых1}} & A_{22}^{CC_{Вых1}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A_{11}^{CC_{Вх1}} & A_{12}^{CC_{Вх1}} \\ 0 & 0 & A_{21}^{CC_{Вх1}} & A_{22}^{CC_{Вх1}} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ Y_{22}^{AB_1} + Y_{Вых1} & 1 & Y_{21}^{AB_1} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ Y_{12}^{AB_1} & 0 & Y_{11}^{AB_1} + Y_{Вх1} & 1 \end{bmatrix}. \quad (3)$$

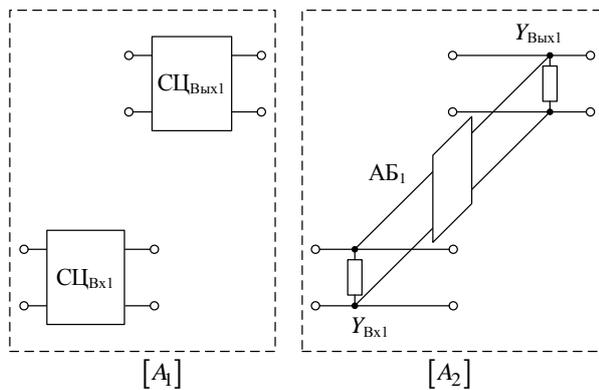


Рис. 2. Пример формирования матрицы A -параметров двух восьмиполусных частей СВЧ УРУ: СЦ и АБ₁

Алгоритм моделирования СВЧ УРУ

На рис. 3 приведена блок-схема разработанного алгоритма моделирования СВЧ УРУ, основанного на математической модели каскадного соединения восьмиполусников.

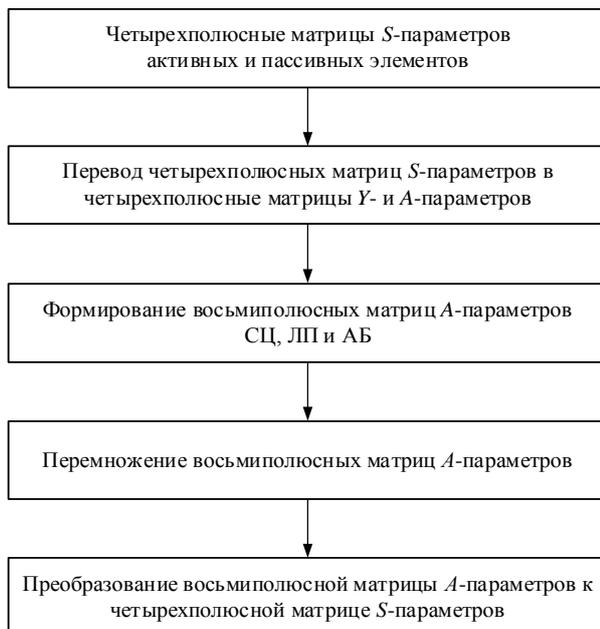


Рис. 3. Блок-схема алгоритма моделирования СВЧ УРУ

Важной особенностью алгоритма является возможность использования в качестве входных данных

четырёхполусных S -параметров активных и пассивных элементов схемы, что позволяет учесть особенности заданной интегральной технологии изготовления в процессе моделирования.

Верификация математической модели

Верификация предложенного алгоритма была выполнена путем сравнения результатов моделирования линейных характеристик СВЧ УРУ (всех комплексных S -параметров усилителя) с результатами моделирования, полученными в САПР электронных устройств при задании идентичных исходных данных. В качестве исходных данных использовались четырехполусные S -параметры основных частей СВЧ УРУ (СЦ, ЛП, АБ), выполняемые по интегральной технологии 0,15 мкм GaAs-pHEMT. Численные эксперименты по верификации алгоритма моделирования проводились для схемных решений СВЧ УРУ с числом секций до десяти как наиболее используемых разработчиками интегральных СВЧ УРУ [5]. Достигнута абсолютная точность для реальной и мнимой частей S -параметров до шестого знака после запятой.

В качестве примера на рис. 4 приведены результаты моделирования основных линейных характеристик СВЧ УРУ с семью секциями, полученные на основе разработанного алгоритма моделирования и общего алгоритма в САПР.

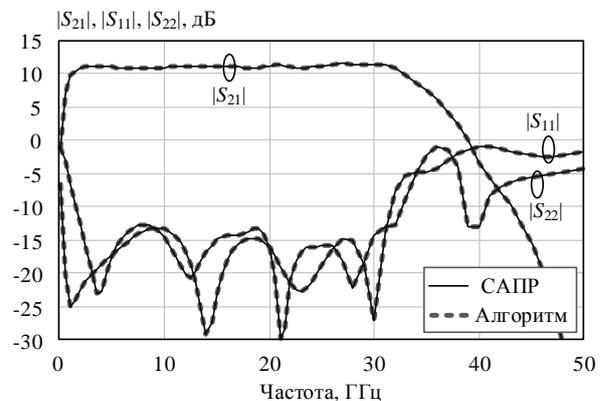


Рис. 4. Сравнение результатов моделирования интегрального СВЧ УРУ

Заключение

Разработан и верифицирован алгоритм моделирования линейных характеристик СВЧ УРУ. Алгоритм основан на каскадном соединении восьмиполусников и позволяет учесть особенности интегральной технологии изготовления СВЧ УРУ в процессе моделирования. Результаты работы могут быть использованы при решении задач структурно-параметрического синтеза линейных интегральных СВЧ УРУ.

Исследование выполнено в рамках Гранта Президента МК-2623.2019.9.

Литература

1. 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.

2. Shireesha C. Broadband 2W Transmit/Receive Module using Indigenous GaAs & GaN MMICs / С. Shireesha, K.Y. Varma, G. Ujwala, С. Jyothi, P. Mohan, N.S. Rufin // IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference (IMARC). – 2019. – P. 1–4.

3. Han C.-H. A 18-40GHz 10W GaN Power Amplifier MMIC Utilizing Combination of the Distributed and Reactive Matching Topology / C.-H Han, H-Q. Tao // 14th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC). – 2019. – P. 228–231.

4. Метель А.А. Анализ схемных решений и разработка СВЧ-интегрального усилителя с распределённым усилением на основе 0,15 мкм GaAs-pHEMT-технологии / А.А. Метель, И.М. Добуш, А.Е. Горяинов, Т. Файль // Сборник докл. XV Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления»: в 2 т. – Т. 1. – Томск: В-Спектр, 2019. – С. 42–45.

5. Добуш И.М. Морфологический анализ интегральных СВЧ-усилителей с распределенным усилением / И.М. Добуш, А.А. Калентьев, А.А. Метель, А.Е. Горяинов // Вопросы радиоэлектроники. – М.: Изд-во АО «ЦНИИ «Электроника», 2020. – № 49 (6). – С. 40–46.

6. Niclas K.B. On Theory and Performance of Solid-State Microwave Distributed Amplifiers / K.B. Niclas, W.T. Wilser, T.R. Kritzer, R.R. Pereira // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1983. – Vol. 31, No. 6. – P. 447–456.

Метель Александр Андреевич

Студент каф. ФЭ ТУСУР,
лаборант лаб. 50ohm Lab ТУСУР 50ohm Technologies
ул. Красноармейская, д. 147, г. Томск, Россия, 634034
ORCID: 0000-0002-2228-357X
Тел.: +7-996-938-4870
Эл. почта: aleksandr.metel@50ohm.tech

Горяинов Александр Евгеньевич

Канд. техн. наук, доцент каф. КСУП ТУСУР,
с.н.с. лаб. 50ohm Lab ТУСУР 50ohm Technologies
ул. Красноармейская, д. 147, г. Томск, Россия, 634034
ORCID: 0000-0003-3363-407X
Тел.: +7-913-841-2429
Эл. почта: aleksandr.goryainov@50ohm.tech

Добуш Игорь Мирославович

Канд. техн. наук, доцент каф. КСУП ТУСУР,
с.н.с. лаб. 50ohm Lab ТУСУР 50ohm Technologies
ул. Красноармейская, д. 147, г. Томск, Россия, 634034
ORCID: 0000-0002-3626-1419
Тел.: +7-923-402-9286
Эл. почта: igor.dobush@50ohm.tech

Сальников Андрей Сергеевич

Канд. техн. наук, доцент каф. ФЭ ТУСУР,
с.н.с. лаб. 50ohm Lab ТУСУР 50ohm Technologies
ул. Красноармейская, д. 147, г. Томск, Россия, 634034
ORCID: 0000-0002-5827-9556
Тел.: +7-913-866-4465
Эл. почта: andrei.salnikov@50ohm.tech

УДК 621.375.4

А.Е. Горяинов, Т.Н. Файль, Ю.А. Новичкова, А.А. Калентьев, А.С. Сальников

Применение генетического алгоритма в задаче синтеза линейных интегральных СВЧ-усилителей с распределенным усилением

Описан синтез структуры СВЧ-усилителя с распределенным усилением (УРУ) при помощи генетического алгоритма. Выполнена верификация работы алгоритма и проведено сравнение качества полученных решений с решением, полученным проектировщиком вручную, на задаче синтеза СВЧ УРУ на основе технологии 0,15 мкм GaAs-pHEMT для диапазона частот 1–20 ГГц.

Ключевые слова: СВЧ-усилитель с распределенным усилением, применение генетического алгоритма, структурно-параметрический синтез, синтез СВЧ-усилителей, GaAs-pHEMT.

СВЧ-усилитель с распределенным усилением (УРУ) относится к классу широкополосных усилителей, необходимых в системах высокоскоростной передачи данных и формирования изображений с высоким разрешением, оптоэлектронных и измерительных системах [1]. На рис. 1 представлена обобщенная структурная схема СВЧ УРУ, ее подробное описание приведено в [2]. Количество секций на практике может варьироваться от 2 до 10.

Задачу проектирования усилителей подобной структуры можно свести к комбинаторной задаче, где каждый элемент структуры выбирается из predetermined дискретного набора компонентов. Под набором компонентов в данном случае подразумевается набор схемных решений с известными электрическими характеристиками, которые могут использоваться в одном из блоков обозначенной базовой структуры усилителя. Электрические характеристики таких решений могут быть получены путем моделирования в САПР на основе библиотеки компонентов выбранного технологического процесса.

При классическом подходе к проектированию СВЧ УРУ инженеру необходимо определить из множества вариантов транзистор, используемый в каждом активном блоке (АБ), подобрать входные и выходные согласующие цепи (СЦ), определить параметры линий передач (ЛП). Так как проектирование предполагает перебор различных структур, задачу нельзя свести к обычной параметрической оптимизации. Количество вариантов делает ручной перебор неэффективным, не позволяя определить оптимальное решение.

Так, для четырехсекционного СВЧ УРУ при варьировании 10 транзисторов и 10 вариантов согласующих входных и выходных цепей комбинаторная сложность составляет 10^8 . При добавлении варьирования длин и ширины ЛП между секциями, которое необходимо для обеспечения требуемых характеристик, комбинаторная сложность возрастает многократно. Такая задача слишком велика для перебора и моделирования всех возможных решений, однако может быть решена с помощью генетического алгоритма (ГА).

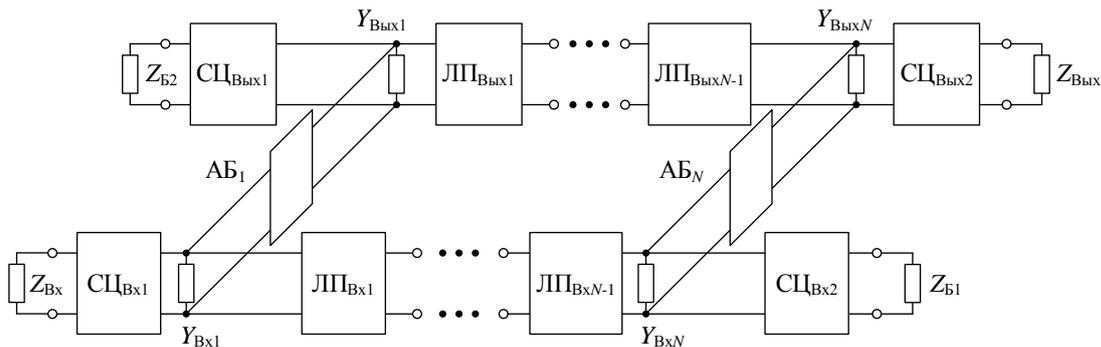


Рис. 1. Обобщенная структурная схема СВЧ УРУ

В [3, 4] описывается применение ГА для синтеза как отдельных СЦ, так и для МШУ. Описанные в работах подходы могут быть применены и к синтезу СВЧ УРУ.

Ключевыми задачами при применении ГА в синтезе устройств являются: представление структуры и параметров цепи для моделирования и кодирования в хромосомах ГА, составление целевой функции для сравнения решений ГА в ходе синтеза, выбор настроек ГА, таких как операции кроссовера, мутации и т.п.

Представление цепи в ГА

Для математического моделирования СВЧ УРУ используется базовая структура, представленная на рис. 1 [5]. Данная структура позволяет представить СВЧ УРУ как каскадное соединение восьмиполусных блоков (рис. 2). Восьмиполусные блоки могут быть нескольких типов: АБ, ЛП, СЦ и балластные нагрузки (Z_B).

Элементы внутри блоков представляются в виде четырехполусников и описываются S -параметрами пассивных и активных компонентов в целевом диа-

пазоне частот. На основе S -параметров четырехполосных элементов составляются A -параметры восьмиполосных блоков. S -параметры всей цепи рассчитываются путем перемножения A -параметров блоков, после чего происходит преобразование восьмиполосных A -параметров цепи в четырехполосные S -параметры.

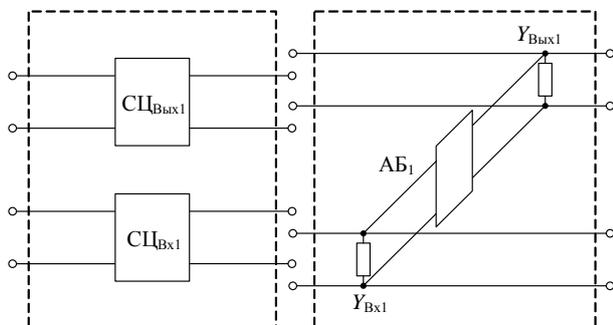


Рис. 2. Представление структуры СВЧ УРУ в виде восьмиполосников

На основе S -параметров рассчитываются целевые характеристики, такие как коэффициент усиления, модули коэффициентов отражения по входу и выходу, коэффициент устойчивости), и осуществляется расчет целевой функции (ЦФ). В качестве исходных S -параметров элементов, используемых внутри блоков цепи, могут быть применены табличные модели в формате файлов Touchstone. Стоит отметить, что в синтезе могут использоваться иные виды моделей, применение табличных моделей обусловлено их быстродействием.

Таким образом, для каждого блока необходимо определить набор табличных моделей, которые допустимы для данного блока. Набор исходных данных полностью определяется пользователем.

Все элементы базовой структуры (см. рис. 1) в ходе синтеза могут варьироваться, также может быть принято решение о том, что компонент, используемый в АБ (транзистор), может быть один и тот же во всех секциях. В зависимости от варьируемых элементов можно по-разному составить хромосому, описывающую структуру и параметры СВЧ УРУ. Длина хромосомы зависит от числа секций. Каждый варьируемый элемент каждой секции записывается в хромосому в виде последовательности генов, которая хранит информацию о номере табличной модели в наборе, используемом для данного блока. Гены представлены в виде двоичной последовательности чисел. Декодирование хромосомы происходит в два этапа: на первом этапе происходит конвертация наборов генов каждого варьируемого элемента в целое число, на втором этапе полученное число преобразуется в порядковый номер загруженных параметров декодируемого компонента цепи. Данную процедуру можно увидеть на рис. 3.

Целевая функция

Все целевые характеристики СВЧ УРУ могут быть рассчитаны на основе S -параметров цепи, это: коэффициент усиления ($|S_{21}|$), модули коэффициентов отражения по входу ($|S_{11}|$) и по выходу ($|S_{22}|$) и

коэффициент устойчивости (k). К каждой характеристике предъявляется требование в виде целевого значения. Расчет значений целевых характеристик происходит в диапазоне частот.

Закодированная хромосома:

$$\{ \underbrace{101010100000111101010010\dots11101011\dots1111}_{\text{СЦ}_{\text{Вх}} \quad \text{СЦ}_{\text{Вых}}} \quad \underbrace{Z_{b1}}_{\text{АБ}} \quad \underbrace{11101010010\dots11101011\dots1111}_{\text{ЛП}_{\text{Вх}1} \quad \text{ЛП}_{\text{Вых}1}} \quad \dots \quad \underbrace{11101011\dots1111}_{\text{ЛП}_{\text{Вх}N} \quad \text{ЛП}_{\text{Вых}N}} \}$$

Этап 1. Преобразование генов в целые десятичные числа:

$$\{ \underbrace{10; 10; 0; 0; 15; 5; 2; \dots 14; 11; \dots 15}_{\text{СЦ}_{\text{Вх}} \quad \text{СЦ}_{\text{Вых}} \quad \text{З}_{b2} \quad \text{ЛП}_{\text{Вх}1} \quad \text{ЛП}_{\text{Вых}1}} \}$$

Этап 2. Преобразование полученных целых чисел в номера, использующихся в схемном решении, компонентов:

$$\{ \underbrace{4; 15; 0; 75; 23; 8; \dots 40; 33; \dots 90}_{\text{СЦ}_{\text{Вх}} \quad \text{СЦ}_{\text{Вых}} \quad \text{З}_{b2} \quad \text{ЛП}_{\text{Вх}1} \quad \text{ЛП}_{\text{Вых}1}} \}$$

Рис. 3. Этапы декодирования бинарной хромосомы

Для каждого значения характеристики на заданном диапазоне частот рассчитываются штрафы. Штраф – это отклонение рассчитанного значения целевой характеристики от её целевого значения на заданной частоте. Таким образом, получаем множества значений штрафов, которые должны быть объединены в единый количественный параметр, значение которого является значением ЦФ текущего схемного решения. Объединение (или свертка) множества штрафов в единое число происходит при помощи так называемых функций свертки, таких как среднее квадратическое отклонение (СКО), минимаксная функция (минимакс), среднее арифметическое значение. Для того чтобы отразить значимость целевой характеристики в целевой функции, вводятся весовые коэффициенты ($W_{|S_{21}|}$, $W_{|S_{11}|}$, $W_{|S_{22}|}$, W_k). С точки зрения проектирования СВЧ УРУ, наибольшую значимость имеют коэффициент усиления и коэффициент устойчивости, в связи с чем их весовые коэффициенты должны быть больше, чем у других характеристик. Выбор весовых коэффициентов влияет на сходимость ГА и остается на усмотрение проектировщика.

Ниже приведена общая формула расчета штрафов с учетом весов.

$$s = |N_{\text{рас}}(f_i) - N_{\text{тр}}(f_i)| \cdot W, \quad (1)$$

s – значение штрафа характеристики на заданной частоте; f_i – частота расчета из целевого диапазона; где $i \in \{1, n\}$; $N_{\text{рас}}$ – рассчитанное значение характеристики; $N_{\text{тр}}$ – требуемое значение характеристики; W – коэффициент веса характеристики.

Целью ГА является поиск схемного решения, обеспечивающего наименьшие штрафы по всем целевым характеристикам во всем целевом диапазоне частот. Другими словами, ГА направлен на поиск решения, ЦФ которого равна нулю.

Проведение синтеза

В реализации данного алгоритма использовались следующие настройки ГА: равновероятная му-

тация с коэффициентом мутации 0,1, односточный кроссовер, элитарная селекция, минимаксная функция свертки, размер популяции 100, условие останки синтеза по достижении 5 000-й итерации.

Для верификации алгоритма была поставлена задача синтеза четырехсекционного СВЧ УРУ со следующими характеристиками: $|S_{21}| = (11 \pm 0,5)$ дБ, $|S_{11}| < (-10)$ дБ, $|S_{22}| < (-10)$ дБ и $k > 1$. Значения усиления и коэффициентов отражения по входу и выходу должны удовлетворять заданным условиям в диапазоне от 1 до 20 ГГц, а коэффициент устойчивости – во всем имеющемся частотном диапазоне. В ходе синтеза выполняется варьирование элементов в схеме (рис. 4), в частности, варьирование 10 рабочих токов транзисторов T_N , варьирование длины и ширины у ЛП TL_N (90 комбинаций) и СЦ C_N и R_N (10 комбинаций). Элементы представлены табличными моделями в виде Touchstone-файлов, по 600 частотных точек (от 0,1 до 60 ГГц), которые были получены путем моделирования в САПР на основе библиотеки компонентов 0,15 мкм GaAs-pHEMT-технологии. В ходе текущей верификации во всех секциях для активного блока использовался один транзистор. Для оценки качества результата синтеза полученные решения будут сравниваться с решением, полученным проектировщиком вручную (используя аналогичные наборы элементов).

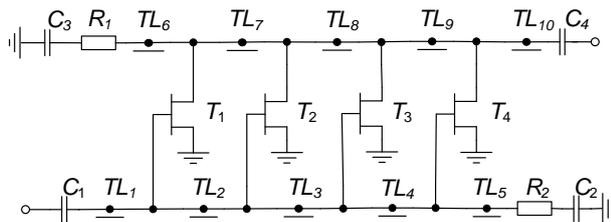


Рис. 4. Принципиальная схема УРУ по СВЧ-сигналу

В ходе верификации работы алгоритма было осуществлено 100 запусков по 5 000 итераций в каждом. Каждый запуск в среднем длился 13 мин. В результате 100 запусков 12 запусков дали положительный результат, все целевые характеристики удовлетворяют заданным требованиям. 34 запуска дали результат, значения целевых характеристик которого близки к требованиям. На 54 запусках ожидаемое решение не было получено. Стоит отметить, что полученные положительные решения не повторяют друг друга – алгоритм находит различные решения, что даёт проектировщику возможность дальнейшего выбора наилучшего решения с точки зрения критериев физической реализуемости. На рис. 5–7 приведены характеристики некоторых из полученных решений, при которых удалось получить требуемый результат, а на рис. 8–10 приведено решение, полученное проектировщиком. Как можно заметить, качество решений, полученных с помощью ГА, не уступает решению проектировщика. Градациями серого на графиках 5–7 отмечены графики характеристик различных схемных решений.

Также был проведен численный эксперимент с синтезом СВЧ УРУ с разным набором весовых ко-

эффициентов. Для каждого набора выполнялось по 15 запусков. Цель эксперимента – определить значения весовых коэффициентов, обеспечивающих наилучшую сходимость. В таблице приведены результаты эксперимента, в котором для пары весовых коэффициентов ($W_{|S_{21}|}$, W_k) подсчитано среднее значение ЦФ.

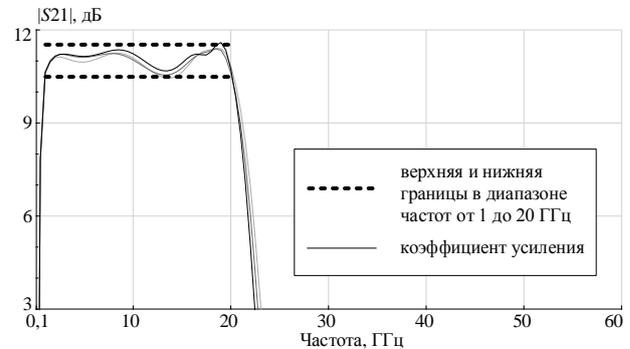


Рис. 5. График коэффициента усиления трёх полученных схемных решений

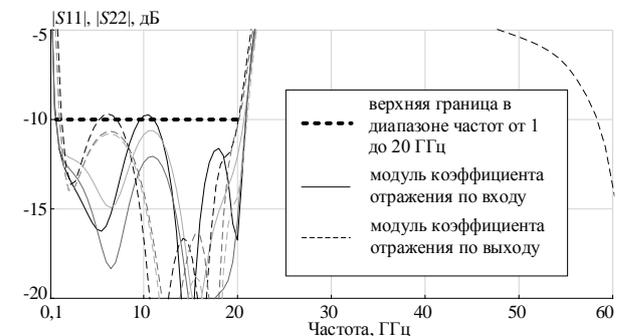


Рис. 6. График модулей коэффициентов отражения по входу и по выходу трёх полученных схемных решений

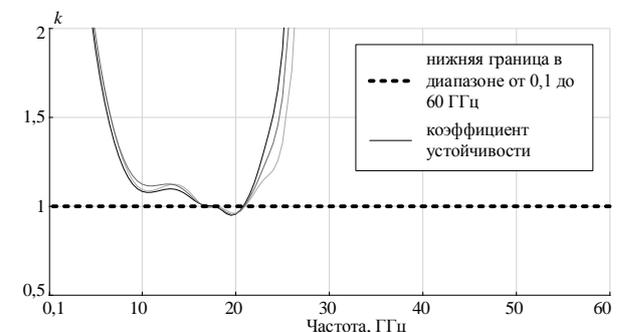


Рис. 7. График коэффициентов устойчивости трёх полученных схемных решений

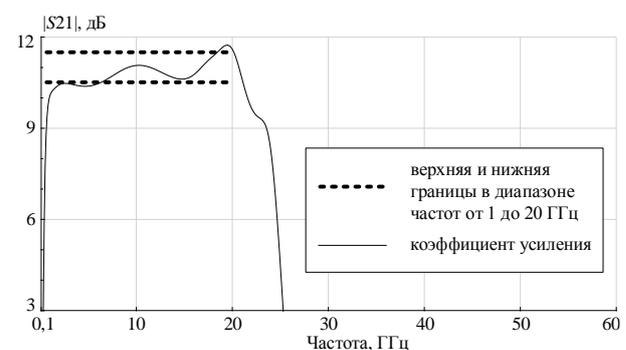


Рис. 8. График коэффициента усиления схемного решения, полученного разработчиком

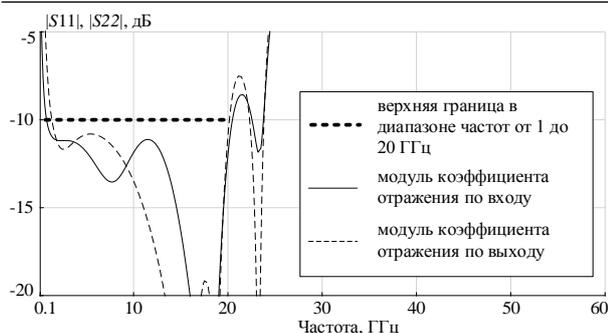


Рис. 9. График модулей коэффициентов отражения по входу и по выходу схемного решения, полученного разработчиком

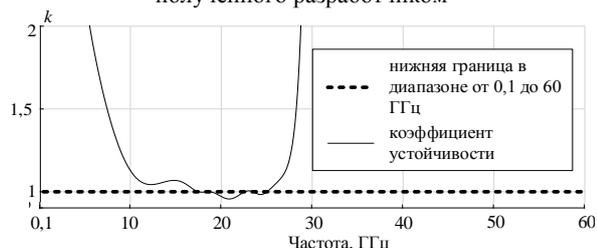


Рис. 10. График коэффициентов устойчивости схемного решения, полученного разработчиком

В результате эксперимента установлено, что наиболее удачными комбинациями весов для синтеза являются те, для которых вес коэффициента устойчивости в разы больше веса коэффициента усиления. Это объясняется наблюдениями за процессом синтеза – наиболее сложной для обеспечения требований характеристик для синтеза является именно коэффициент устойчивости. Повышение веса данной характеристики в ЦФ приводит к поиску решений, в первую очередь обеспечивающих устойчивость во всём частотном диапазоне.

Заключение

Применение генетического алгоритма в задачах структурно-параметрического синтеза линейных СВЧ-усилителей с распределенным усилением позволяет получить схемные решения устройств с заданными требованиями к характеристикам. Описанный подход даёт преимущества в скорости проектирования, количестве полученных решений для дальнейшей доработки проектировщиком.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 19-79-10036).

Значения ЦФ при различных весовых коэффициентах

Весовые коэффициенты		Значение ЦФ							
$W_{ S21 }$	W_k	1	2	3	...	7	14	15	Среднее
20	1	-1,373	-1,896	-0,581	...	-1,826	-0,758	-0,469	-1,516
20	20	-3,563	-3,482	-0,532	...	-3,257	-3,196	-2,804	-2,375
20	10	-0,059	-3,979	-3,016	...	-1,707	-2,817	-0,564	-1,669
20	5	-1,566	-1,589	-2,798	...	-0,534	-3,453	-1,475	-2,061
10	20	-2,163	-3,348	-1,579	...	-0,813	-2,759	-0,946	-1,593
5	10	-0,487	-1,948	-1,110	...	-0,801	-0,405	-1,492	-0,989
10	15	-0,268	-1,666	-0,519	...	-1,757	-3,016	-1,665	-1,254

Литература

- Метель А.А., Добуш И.М., Горяинов А.Е., Файль Т.Н. Анализ схемных решений и разработка СВЧ-интегрального усилителя с распределённым усилением на основе 0,15 мкм GaAs-pHEMT-технологии // XV Междунар. науч.-практ. конференция «ЭССУ». – 2019. – Ч. 1. – С. 42–45.
- Добуш И.М., Калентьев А.А., Метель А.А., Горяинов А.Е. Морфологический анализ интегральных СВЧ-усилителей с распределенным усилением // Вопросы радиоэлектроники. – 2020. – № 6. – С. 40–46.
- Калентьев А.А., Гарайс Д.В., Добуш И.М., Бабак Л.И. Структурно-параметрический синтез СВЧ-транзисторных усилителей на основе генетического алгоритма с использованием моделей монолитных элементов // Доклады ТУСУР. – 2012. – № 2 (26), ч. 2. – С. 104–112.
- Калентьев А.А., Добуш И.М., Бабак Л.И., Гарайс Д.В., Горяинов А.Е. Автоматизированное проектирование монолитного малошумящего усилителя для приемника ГНСС на основе генетического алгоритма // Доклады ТУСУР. – 2013. – № 4(30). – С. 45–53.
- Метель А.А., Горяинов А.Е., Добуш И.М., Сальников А.С. Разработка алгоритма математического моделирования линейных интегральных СВЧ-усилителей с распределенным усилением // Матер. XVI Междунар. науч.-практ. конф. «ЭССУ»: в 2 ч., 2020. – Ч. 1. – С. 61–63.

Горяинов Александр Евгеньевич

Канд. техн. наук, доцент каф. КСУП ТУСУРа
ул. Красноармейская, д. 147, г. Томск, Россия, 634034
ORCID: 0000-0003-3363-407X
Тел.: +7-913-841-24-29
Эл. почта: goryainov.alex@gmail.com

Файль Тимур Николаевич

Магистрант каф. КСУП ТУСУРа
ул. Красноармейская, д. 147, г. Томск, Россия, 634034
ORCID: 0000-0003-2773-5149
Тел.: +7-923-433-19-65
Эл. почта: timafayl@gmail.com

Новичкова Юлия Александровна

Магистрант каф. КСУП ТУСУРа
ул. Красноармейская, д. 147, г. Томск, Россия, 634034
ORCID: 0000-0002-7987-7192
Тел.: +7-952-159-93-50
Эл. почта: yulya.novichkova21@gmail.com

Калентьев Алексей Анатольевич

Канд. техн. наук, доцент каф. КСУП ТУСУРа
ул. Красноармейская, д. 147, г. Томск, Россия, 634034
ORCID: 0000-0001-7829-5345
Тел.: +7-923-408-0408
Эл. почта: Alexey.Kalentyev@gmail.com

Сальников Андрей Сергеевич

Канд. техн. наук, доцент каф. КСУП ТУСУРа
ул. Красноармейская, д. 147, г. Томск, Россия, 634034
ORCID: 0000-0002-5827-9556
Тел.: +7-913-866-44-65
Эл. почта: ansalnikov@gmail.com

УДК 621.37.037

Е.А. Федоров, Ф.И. Шеерман

Полиномиальная аппроксимация коэффициента передачи и амплитудной характеристики нелинейных СВЧ-устройств для автоматизации системных расчетов

Приводится методика аппроксимации амплитудной характеристики полиномом для расчета выходной мощности СВЧ-устройств.

Ключевые слова: СВЧ-система, нелинейные устройства, полиномиальная зависимость.

Всё большую роль в коммерческой и военной области играют беспроводные СВЧ-системы связи. При проектировании СВЧ-систем важную роль играют линейность и динамический диапазон. Фактически динамический диапазон системы, приемника определяется в том числе параметрами СВЧ-компонентов, входящих в состав системы. Современная элементная база СВЧ позволяет реализовать довольно высокие характеристики по полосе рабочих частот, коэффициенту шума, коэффициенту усиления, линейности амплитудной характеристики и другим параметрам [1].

При проектировании системы-на-кристалле (СНК) важным этапом является системотехнический расчет достижимых характеристик. В данном расчете важно, чтобы все элементы системы работали в линейном режиме. Данный аспект является критически важным для сохранения ключевых характеристик сигнала в радарх и качества модуляции в телекоммуникационных системах. Популярная программа для системных расчетов ADSimRF [2] позволяет при построении системы рассчитывать выходную мощность каждого каскада и подбирать параметры элементов таким образом, чтобы они находились в линейном режиме работы. Однако данная программа не позволяет автоматизировать подбор параметров элементов, доступна работа только в ручном режиме. Для автоматизации системных расчетов радиотракта необходим математический аппарат.

Амплитудная характеристика УМ

Когда на усилитель мощности (УМ) подается мультитоновый сигнал, в процессе его усиления на выходе устройства появляются нежелательные интермодуляционные искажения (ИМИ). При работе в линейном режиме ИМИ генерируются на частотах, кратных частоте входного сигнала, и не создают помех. Однако по мере приближения уровня выходной мощности к точке насыщения и входа в нелинейную область ИМИ могут начать создавать помехи основным сигналам, тем самым снижая качество и линейность выходного сигнала (рис. 1).

В системах и устройствах, где необходимо, чтобы усилитель работал только в линейной области, с ним следует работать на уровне мощности ниже уровня насыщения для того, чтобы даже при незначительном увеличении входной мощности усилитель оставался в линейной области и не переходил в насыщение [1, 3].

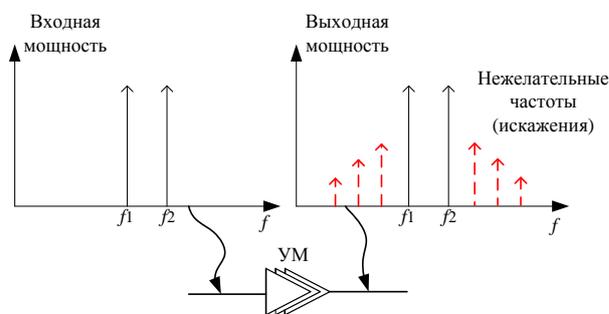


Рис. 1. ИМИ искажения

При каскадировании устройств необходимо рассчитывать выходную мощность каждого каскада и таким образом на этапе проектирования предвидеть возможный переход отдельного каскада в нелинейный режим.

Рассмотрим типичную амплитудную характеристику СВЧ-усилителя (рис. 2). На графике зависимости выходной мощности (P_{out}) и коэффициента передачи (G) от входной мощности (P_{in}) сигнала можно выделить несколько характерных точек и областей графика: точки однодецибелльной компрессии IP1dB (по входу), OP1dB (по выходу), область линейного усиления I, участок существенной нелинейности II и область насыщения III. На практике принято эмпирическое правило – считают, что область нелинейности на амплитудной характеристике начинается ниже точки однодецибелльной компрессии на 6–10 дБ. Для наших расчетов воспользуемся приближением, что начало участка II отстоит от точки IP1dB на 6,3 дБ влево, а конец – на 9,2 дБ вправо [2]. Мощность насыщения (P_{sat}) больше точки однодецибелльной компрессии OP1dB всего на 1–2 дБ. Данное правило справедливо для Si- и GaAs-устройств, но не подходит для GaN-устройств, которые имеют значительно большую разницу между точкой OP1dB и P_{sat} .

Для пересчета точек однодецибелльной компрессии по входу и по выходу можно воспользоваться (1), (2).

$$IP1dB = OP1dB - (G_0 - 1), \quad (1)$$

$$OP1dB = IP1dB + (G_0 - 1), \quad (2)$$

где G_0 – коэффициент передачи устройства в линейном режиме, дБ.

При выполнении системных расчетов желательно иметь выражение, описывающее амплитуд-

ную характеристику на каждом из рассматриваемых участков. Наибольшие трудности возникают с описанием характеристики на участке II. Самый простой вариант – аппроксимация характеристики полиномом.

Аппроксимировав зависимость коэффициента передачи от входной мощности $G(P_{in})$, можно также построить и амплитудную характеристику устройства (3):

$$P_{out}(P_{in}) = P_{in} + G(P_{in}). \quad (3)$$

Вывод соотношений для полиномиальной аппроксимации

Рассмотрим 3 характерные точки на графике коэффициента передачи (см. рис. 2), соответствующие началу и концу участка нелинейности II.

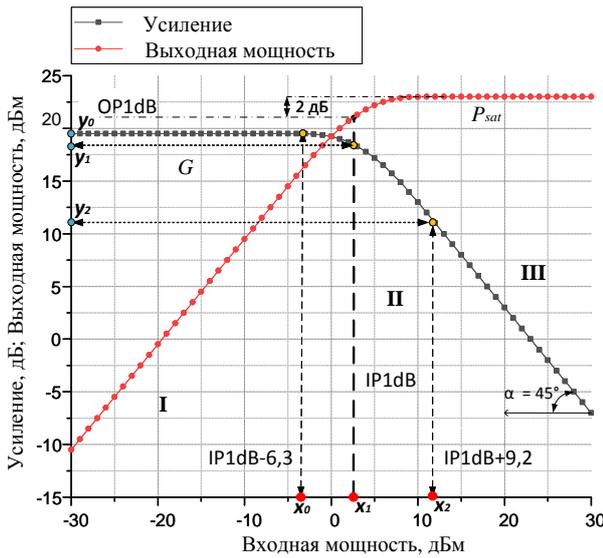


Рис. 2. Амплитудная характеристика СВЧ-усилителя

Точка $(x_0; y_0)$ соответствует началу участка нелинейности II, до которого искомая функция представляет собой прямую линию. Значение y_0 :

$$y_0 = G(x_0) = G_0. \quad (4)$$

$$\left\{ \begin{aligned} & a_0 + a_1(\text{IP1dB} - 6,3) + a_2(\text{IP1dB} - 6,3)^2 + a_3(\text{IP1dB} - 6,3)^3 + a_4(\text{IP1dB} - 6,3)^4 = G_0; \\ & a_0 + a_1 \times \text{IP1dB} + a_2 \times \text{IP1dB}^2 + a_3 \times \text{IP1dB}^3 + a_4 \times \text{IP1dB}^4 = G_0 - 1; \\ & a_0 + a_1(\text{IP1dB} + 9,2) + a_2(\text{IP1dB} + 9,2)^2 + a_3(\text{IP1dB} + 9,2)^3 + a_4(\text{IP1dB} + 9,2)^4 = (\text{OP1dB} + 2) - (\text{IP1dB} + 9,2); \\ & 4 \times a_4(\text{IP1dB} - 6,3)^3 + 3a_3(\text{IP1dB} - 6,3)^2 + 2a_2(\text{IP1dB} - 6,3) + a_1 = 0; \\ & 4a_4(\text{IP1dB} + 9,2)^3 + 3a_3(\text{IP1dB} + 9,2)^2 + 2a_2(\text{IP1dB} + 9,2) + a_1 = -1. \end{aligned} \right. \quad (11)$$

$$\left\{ \begin{aligned} & a_0 = 0,00013184 \times \text{IP1dB}^4 + 0,00052302 \times \text{IP1dB}^3 - 0,047484 \times \text{IP1dB}^2 + 0,40415 \times \text{IP1dB} + G_0 - 1; \\ & a_1 = -0,00052738 \times \text{IP1dB}^3 - 0,001569 \times \text{IP1dB}^2 + 0,094968 \times \text{IP1dB} - 0,40415; \\ & a_2 = 0,00079107 \times \text{IP1dB}^2 + 0,001569 \times \text{IP1dB} - 0,047484; \\ & a_3 = -0,00052738 \times \text{IP1dB} - 0,00052302; \\ & a_4 = 0,00013184. \end{aligned} \right. \quad (12)$$

Точка $(x_1; y_1)$ соответствует участку существенной нелинейности. Абсцисса совпадает с точкой IP1dB, а ординату можно выразить как (5):

$$y_1 = G(x_1) = G_0 - 1. \quad (5)$$

Точка $(x_2; y_2)$ соответствует концу участка II и началу участка III.

$$y_2 = G(x_2) = P_{sat} - x_2 = (\text{OP1dB} + 2) - (\text{IP1dB} + 9,2). \quad (6)$$

Через указанные точки единственным образом можно провести квадратный полином, однако в этом случае в крайних точках возможны изломы функции, что не соответствует реальности.

Для того чтобы не было изломов в крайних точках $(x_0; y_0)$ и $(x_2; y_2)$, необходимо добавить уравнения, связывающие участок II с участками I и III и обеспечивающие непрерывность производной в этих точках.

$$G'(x_0) = 0, \quad (7)$$

$$G'(x_2) = -1. \quad (8)$$

Таким образом, для однозначной полиномиальной аппроксимации функции коэффициента передачи от входной мощности $G = f(P_{in})$ на участке II потребуется полином 4-й степени (9):

$$G(P_{in}) = a_0 + a_1 \times P_{in} + a_2 \times P_{in}^2 + a_3 \times P_{in}^3 + a_4 \times P_{in}^4, \quad (9)$$

где $a_0 - a_4$ – коэффициенты полинома.

Для получения уравнений в крайних точках найдем первую производную полинома (10):

$$G'(P_{in}) = a_1 + 2 \times a_2 \times P_{in} + 3 \times a_3 \times P_{in}^2 + 4 \times a_4 \times P_{in}^3. \quad (10)$$

Тогда для нахождения коэффициентов полинома можно составить систему уравнений (11).

Решив данную систему уравнений в символьном виде, можно получить значения коэффициентов полинома через значения IP1dB (или OP1dB) и коэффициент передачи G_0 . Для решения системы удобно использовать любой математический пакет (MathCad, MatLAB).

Полученные коэффициенты полинома (12) $a_0 - a_4$, выраженные через значения коэффициента передачи и точек компрессии, можно использовать для описания зависимости $G = f(P_{in})$ (13).

$$G(P_{in}) = \begin{cases} G_0, & \text{если } P_{in} \leq (IP1dB - 6, 3); \\ a_0 + a_1 \times P_{in} + a_2 \times P_{in}^2 + a_3 \times P_{in}^3 + a_4 P_{in}^4, & \text{если } (IP1dB - 6, 3) < P_{in} < (IP1dB + 9, 2); \\ (OP1dB + 2) - P_{in}, & \text{если } P_{in} \geq (IP1dB + 9, 2). \end{cases} \quad (13)$$

Результаты

Для сравнения амплитудных характеристик реальных устройств с характеристиками, полученными в результате полиномиальной аппроксимации, выбраны усилители 1324УВ13 и 132412У, изготовленные на GaAs техпроцессе (таблица):

Устройства для сравнения характеристик

Устройство	Характеристики	
	Усиление G_0 , дБ	OP1dB, дБ
1324УВ13У @ 3 ГГц	16,6	11,3
1324УВ12У @ 3 ГГц	15,57	19,7

На рис. 3 и 4 представлены измеренные характеристики устройств и зависимости, полученные с помощью полиномиальной аппроксимации (12) и (3).

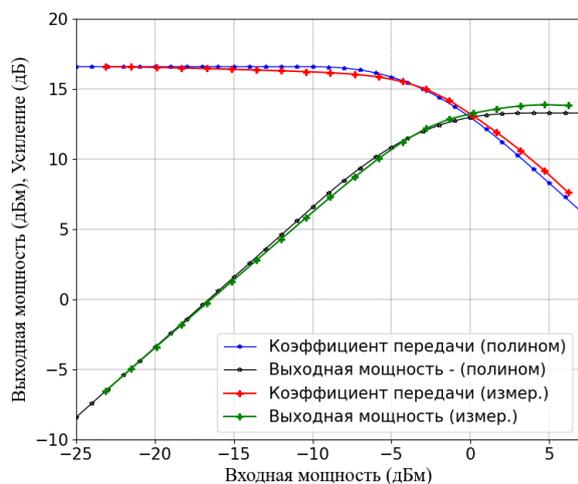


Рис. 3. Измеренная амплитудная характеристика БУ 1324УВ13У на частоте 3 ГГц

и полученная с помощью полиномиальной аппроксимации

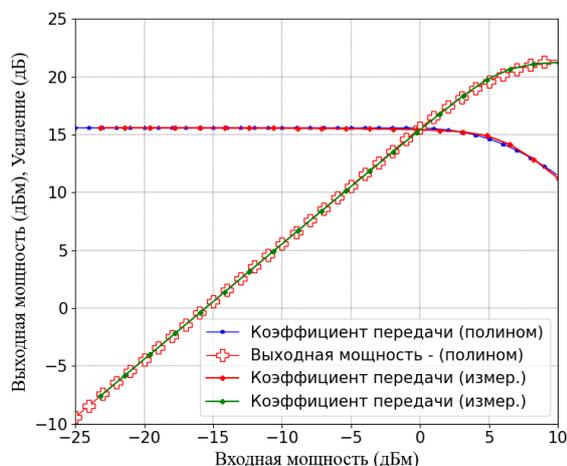


Рис. 4. Измеренная амплитудная характеристика БУ 1324УВ12У на частоте 3 ГГц и полученная с помощью полиномиальной аппроксимации

Из графиков рис. 3 и 4 видно, что полиномиальная аппроксимация достаточно точно может описывать амплитудные характеристики устройств.

Заключение

Используя рассчитанные коэффициенты полинома, можно построить зависимость коэффициента передачи и выходной мощности СВЧ-устройств от входной мощности.

Данный математический аппарат может быть использован в дальнейшем при создании ПО для автоматических расчетов и синтеза СВЧ-систем.

Изготовление макетов и теоретическое исследование были выполнены при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ, базовая часть государственного задания (уникальный идентификатор FEWM-2020-0046). 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. Jack Browne, Underlining the Meaning of Linearity // Microwave&RF. – 2017. – P. 1–3.
2. Калькулятор сигнальной цепи ADIsimRF [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.analog.com/ru/design-center/adisimrf.html> (дата обращения: 25.08.2020).
3. Frenzel Louis E. Principles of Electronic Communications Systems. – McGraw Hill, 2008.
4. Cascaded 1 dB Compression Point (P1dB) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.rfcafe.com/references/electrical/p1db.htm> (дата обращения: 25.08.2020).

Федоров Евгений Андреевич

Аспирант каф. КСУП ТУСУРа
ORCID: 0000-0003-1302-6026
Эл. почта: evgenii.fedorov@tusur.ru

Шеерман Федор Иванович

Канд. техн. наук, зав. лаб. ЛИКС,
доцент каф. КСУП ТУСУРа
ORCID: 0000-0001-6482-2108
Эл. почта: fish@kcup.tusur.ru

Секция 4

НАНОТЕХНОЛОГИИ В ЭЛЕКТРОНИКЕ

Председатель секции – **Троян Павел Ефимович**, директор департамента образования, зав. каф. ФЭ, д-р техн. наук, профессор

УДК 621.382.3

Д.В. Билевич, А.С. Сальников, А.Е. Горяинов

Моделирование ВАХ GaAs-pHEMT-транзистора для цифровых применений

Представлено описание физической модели транзистора MVGS-HV. Описаны внесённые изменения в существующую модель с целью использования данной модели для моделирования ВАХ цифровых pHEMT-транзисторов на основе GaAs. Приведено сравнение результатов моделирования и измерений pHEMT-транзистора на основе GaAs с периферией 1×5 мкм и длиной затвора 0,5 мкм.

Ключевые слова: физическая модель, цифровой транзистор, ВАХ, GaAs-pHEMT.

В мире наблюдается постоянное увеличение производительности отдельных элементов компонентной базы. С усовершенствованием компонентов возрастают требования к процессу проектирования интегральных микросхем. Для обеспечения постоянно растущих требований к проектированию схем, помимо разработки технологии получения приборов с высокой производительностью, также необходимо создавать модели, позволяющие с высокой точностью описывать разработанные приборы, применимые в современных системах автоматизированного проектирования (САПР). Компактные модели относятся к моделям компонентов, используемых для проектирования интегральных схем при моделировании схем. Исходя из принципа, заложенного в моделях, существующие компактные модели можно разделить на две основные категории: эмпирические модели и модели, основанные на физических процессах, протекающих в моделируемом устройстве [1]. К эмпирическим моделям относят такие модели транзисторов, как Angelov, EHEMT и DynaFet. В 2018 г. коалиция компактных моделей (СМК) добавила в промышленный стандарт две модели на основе физики [2]: Advanced Spice Model (ASM) [3] и MIT Virtual Source GaN HEMT (MVSG-HV) [4]. Обе модели воспроизводят характеристики транзисторов, изготовленных по GaN-HEMT-технологии, для усиленных применений. Различие между моделями состоит в том, что в основу модели ASM заложена модель поверхностного потенциала, а в модели MVSG-HV используется зарядовая модель.

Благодаря тому, что уравнения, используемые в модели, основаны на физике работы прибора, имеются два основных преимущества. Во-первых, данные модели обеспечивают более непротиворечи-

вое и иногда более точное моделирование характеристик, чем эмпирические модели. Во-вторых, после экстракции физических параметров модель можно легко масштабировать по геометрии и по приложенному напряжению, что упрощает процесс оптимизации модели устройства в других физических состояниях. Таким образом, нет теоретических ограничений на использование разработанных физических моделей для цифровых HEMT транзисторов, изготовленных на основе GaAs.

На данный момент ведутся исследования по созданию физических моделей для HEMT-транзисторов на основе GaAs [5, 6]. Однако данные модели не утверждены как промышленный стандарт и находятся на стадии разработки. Поэтому вопрос о создании физической модели транзисторов на основе GaAs актуален. В качестве исходной модели была выбрана модель MVSG-HV, так как используемая в ней зарядовая модель требует меньших затрат вычислительных мощностей.

В рамках данной статьи будут показаны изменения, внесённые в существующую модель, с целью получения модели, позволяющей описывать вольт-амперные характеристики (ВАХ) цифрового транзистора, изготовленного по технологии GaAs-pHEMT.

Описание модели MVSG-HV

В модели MVSG-HV ток в транзисторе формируется путём разделения канала транзистора на три области: область под затвором, область от истока до затвора и область от затвора до стока. Область под затвором обозначается как внутренний транзистор, остальные области обозначаются как области с мнимым затвором. Области с мнимым затвором называются областями доступа. Также в данной модели поддерживается моделирование дополнитель-

ных полевых электродов, данные электроды добавляются в транзисторы для увеличения напряжения пробоя, в модели MVSG-HV может учитываться до 4 электродов. Эквивалентная схема модели представлена на рис. 1.

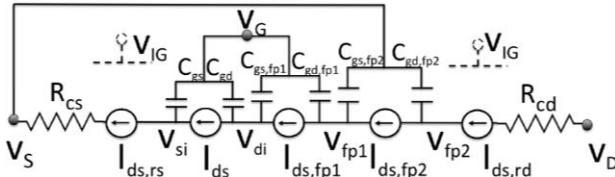


Рис. 1. Эквивалентная схема модели MVSG-HV

Для моделирования тока в транзисторе используется концепция виртуального источника [7]. Основное уравнение данной модели выражает нормализованное значение тока по ширине через произведение плотности заряда (Q_{ix}) на скорость носителей заряда (v_x). Скорость носителей заряда в условиях большой длины канала моделируется на основе дрейфово-диффузионной модели. Данная модель предполагает, что скорость носителей заряда равна произведению эффективной подвижности носителей заряда (μ_{eff}) на значение напряженности поля (E_x). Учитывая это, получаем в общем виде уравнение для нахождения нормализованного значения тока

$$I_D/W = Q_{ix} \mu_{eff} \frac{d\Psi}{dx}.$$

Проинтегрировав данное выражение по всей длине канала от $x = 0$ до $x = L_g$ и обозначив заряд при $x = 0$ как Q_{is} , а заряд при $x = L_g$ как Q_{id} , получим конечное уравнение для расчёта величины тока:

$$I_D/W = v \frac{Q_{is} + Q_{id}}{2} F_{vsat},$$

где F_{vsat} – функция перехода от линейного режима работы транзистора к режиму насыщения. Промежуточные преобразования и детальное описание функций описаны в [8]. Общее число параметров модели, влияющих на моделирование ВАХ, равно 28, 4 из которых зависят от физических свойств материала, из которого изготовлен транзистор. К таким параметрам относятся поверхностное сопротивление слоя мезы (R_{sh}), подвижность носителей заряда в слое 2DEG при малой напряженности электрического поля (μ_0), скорость насыщения носителей в слое 2DEG (v_{x0}) и параметр, отвечающий за моделирование индуцированного стока понижения барьера (δ_1).

Для моделирования тока затвора используются два диода Шоттки, которые позволяют моделировать ток затвор-сток и затвор-исток. Модели для обоих диодов одинаковы, но параметры для каждого из них могут быть заданы независимо друг от друга. Ток в прямом направлении моделируется с помощью уравнения

$$I_{Gsi(di)} = W n_{gf} i_{js(d)} \left(\frac{T}{T_0} \right)^{egate} \exp \frac{-P_{Gparam1} V_{jG}}{\Phi_t} \times \left(\exp \frac{P_{Gs(d)} V_{Gsi(di)}}{\Phi_t} - 1 \right).$$

Данное уравнение позволяет учесть температурную зависимость обратного тока насыщения, зависимость ширины запрещённой зоны (параметр V_{jG}) и фактор идеальности при помощи параметра $P_{Gs(d)}$.

Для использования данной модели для описания ВАХ цифрового транзистора, изготовленного по технологии GaAs-pHEMT, необходимо убрать моделирование полевых электродов, так как в цифровых транзисторах нет необходимости в использовании дополнительных полевых электродов. Также необходимо изменить значения параметров модели, зависящих от физических свойств GaAs. Диапазоны значений этих параметров описаны в таблице.

Диапазоны значений параметров модели

Параметр	Минимальное значение	Максимальное значение
R_{sh} , Ом/квадрат	90	175
μ_0 , $m^2/(Vs)$	0,85	1
v_{x0} , 10^7 , см/с	2,65	3,3
δ_1	0,08	0,16

В таблице представлены значения, которые встречаются в литературе, для более точных значений рекомендуется проводить расчет данных параметров. Расчет поверхностного сопротивления R_{sh} вычисляется на основе данных из Холловских измерений [9]

$$R_{sheet} = \frac{1}{gn_s \mu_n}.$$

Значение скорости можно рассчитать, используя основную формулу расчета тока стока в модели MVSG. Данный подход подробнее описан в [10], он предполагает расчет заряда в канале с последующим вычислением скорости

$$v_{sh} = I_D/Q_{ix0}.$$

Вся сложность данного метода заключается в том, чтобы правильно определить сопротивления стока и истока, которые используются для расчета внутренних напряжений.

Процесс экстракции модели разделён на 3 этапа. На первом этапе происходит экстракция параметров, зависящих от геометрии транзистора. На втором этапе производится настройка всех параметров вручную. На финальном этапе производится оптимизация полученных параметров. После настройки перечисленных параметров запускается процесс оптимизации по всем параметрам.

Результаты построения модели ВАХ цифрового транзистора

Верификация модели проводилась путём построения модели на основе измерений цифрового транзистора изготовленного по технологии GaAs-pHEMT с периферией 1×5 мкм и длиной затвора 0,5 мкм. Измерения ВАХ были проведены в диапазоне напряжений по стоку от 0 до 1 В и по затвору от -2 до 0 В. Сравнение результатов моделирования и измерений ВАХ представлено на рис. 2.

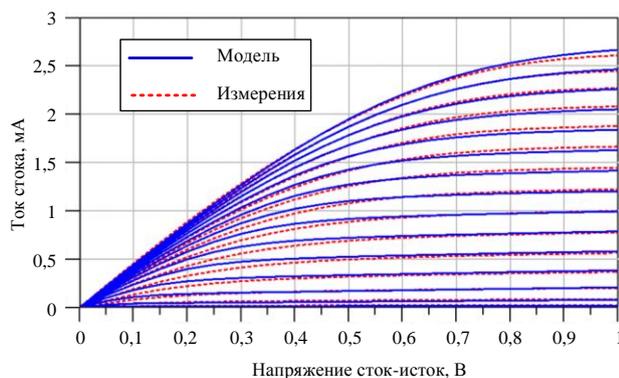


Рис. 2. Результаты измерений и моделирования ВАХ

Из рис. 2 видно, что модель способна описать ВАХ измеряемого транзистора, однако в области низких значений напряжений по стоку видна ошибка моделирования. Предполагается, что в модели необходимо усовершенствовать уравнение, описывающее переход от линейного режима работы транзистора к режиму насыщения.

Заключение

В данной работе рассмотрена модификация существующей физической модели MVSG-HV, предназначенная для моделирования ВАХ цифрового рНЕМТ-транзистора на основе GaAs. Из исходной модели было удалено моделирование полевых электродов и изменены параметры, описывающие физические свойства материала канала в транзисторе. Результаты моделирования показали, что внесённые измерения позволяют моделировать ВАХ цифрового транзистора на основе GaAs, однако в области перехода из линейного режима работы в режим насыщения наблюдается ошибка моделирования. Дальнейшие исследования по данной теме будут направлены на доработку модели с целью устранения описанной ошибки.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 19-79-10036)

Литература

1. Tony G. Compact Transistor Models: The Roadmap to First-Pass Amplifier Design Success // *Microwave journal*. – March 2012. – P. 74–86.
2. Si2 Approves Two IC Design Simulation Standards for Fast-Growing Gallium Nitride Market [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://si2.org/2018/03/14/gallium-nitride-models/> (дата обращения: 15.09.2020).
3. ASM-HEMT: Compact model for GaN-HEMTs / A. Dasgupta, S. Ghosh, Y.S. Chauhan et al. // 2015 IEEE In-

ternational Conference on Electron Devices and Solid-State Circuits (EDSSC). – Singapore 2015. – P. 495–498.

4. GaNFET compact model for linking device physics high voltage circuit design and technology optimization / U. Radhakrishna, S. Lim, P. Choi et al. // *IEDM Tech. Dig.* – 2015. – P. 9.6.1–9.6.4

5. Ryndin E.A. A Quasi-Two-Dimensional Physics-Based Model of HEMTs without Smoothing Functions for Joining Linear and Saturation Regions of I-V Characteristics / E.A. Ryndin, A.A. Al-Saman, B.G. Konoplev // *Active and Passive Electronic Components*. – 2019. – 9 p.

6. Jazaeri F. Charge-Based EPFL HEMT Model / F. Jazaeri, J. Sallese // *IEEE Transactions on Electron Devices*. – Vol. 66, № 3. – P. 1218–1229.

7. Khakifirooz A. A simple semi-empirical short-channel MOSFET current-voltage model continuous across all regions of operation and employing only physical parameters / A. Khakifirooz, O.M. Nayfeh, D. Antoniadis // *IEEE Trans. Electron Devices*. – 2009. – Vol. 56, № 8. – P. 1674–1680.

8. Radhakrishna U. MIT Virtual Source GaN HEMT: MVSG Model Manual / U. Radhakrishna prof Antoniadis group MIT. – 2018. – 33 p.

9. Lenka T.R. Characteristics Study of 2DEG Transport Properties of AlGaIn/GaN and AlGaAs/GaAsbased HEMT / T.R. Lenka, A.K. Panda // *Semiconductors*. – 2011. – Vol. 45, № 5. – P. 650–656.

10. Extraction of Virtual-Source Injection Velocity in sub-100 nm III-V HFETs / D.-H. Kim, J.A. del Alamo, D.A. Antoniadis et al. // *IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM)*. – 2009. – P. 1–4.

Билевич Дмитрий Вячеславович

М.н.с. лаб. «50ohm Lab» ТУСУРа,
аспирант каф. физической электроники (ФЭ) ТУСУРа
Ленина пр-т, д.40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0001-7421-7403
Эл. почта: dmitrii.v.bilevich@tusur.ru

Сальников Андрей Сергеевич

Канд. техн. наук, зав. лаб. «50ohm Lab» ТУСУРа,
доцент каф. ФЭ ТУСУРа
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0002-5827-9556
Эл. почта: andrei.salnikov@main.tusur.ru

Горяинов Александр Евгеньевич

К.т.н., доцент каф. КСУП ТУСУРа
Красноармейская ул., д. 147, г. Томск, Россия, 634034
ORCID: 0000-0003-3363-407X
Тел.: +7-913-841-24-29
Эл. почта: goryainov.alex@gmail.com

УДК 621.3.049.77

И.Е. Лысенко, Н.Ф. Кидяев, О.А. Ежова

Расчет жесткости крестообразного элемента гироскоп-акселерометра

Актуальной темой исследования представляется расчет коэффициента жесткости связующего инерционные массы и электростатические привода элемента гироскоп-акселерометра. В данной работе представлена топология МЭМС гироскопа-акселерометра, приведены расчеты коэффициента жесткости крестообразного элемента конструкции гироскоп-акселерометра, а также определена зависимость смещения пластин жесткости рассматриваемого элемента от отношения толщин его внутренних и внешних балок. Для моделирования поведения крестообразного элемента в нагрузке использовалась система автоматизированного проектирования ANSYS.

Ключевые слова: МЭМС, жесткость, микромеханический гироскоп.

Микроэлектромеханические системы – это технологический процесс, необходимый для реализации сверхмалых интегрированных устройств или систем, объединяющих в себе механические и электрические компоненты. Изготовление производится с помощью технологии пакетной обработки интегральных схем (ИС), а размеры могут принимать порядка от нескольких микрометров до миллиметров. В то время как электронные компоненты изготавливаются с использованием технологии «компьютерных микросхем», микромеханические компоненты изготавливаются путем сложных технологических работ с кремнием и другими подложками с использованием процессов микромеханической обработки. В таких процессах, как объемная и поверхностная микрообработка, выборочно удаляются части кремния или добавляются дополнительные структурные слои для формирования механических и электромеханических компонентов.

Технология МЭМС имеет несколько явных преимуществ как производственная технология. В первых, междисциплинарный характер технологии МЭМС и ее способов микрообработки, а также разнообразность ее приложений привели к широкому диапазону устройств и синергии в не связанных ранее областях (к примеру, в биологии и микроэлектронике). Также МЭМС с ее технологиями серийного производства дает возможность изготавливать устройства с повышенной точностью, производительностью и надежностью в сумме с преимуществами уменьшения физических размеров, массы и стоимости. Перечисленные преимущества делают МЭМС потенциально гораздо более распространенной технологией, чем микрочипы на интегральных схемах.

Обзор видов гироскопов

Каждый вид микромеханических гироскопов характеризуется набором классификационных признаков [4], важнейшими из которых являются следующие [1, 7, 8]:

А. По виду движения инерционной массы в режиме движения и режиме чувствительности:

- 1) LL-тип (Linear-linear);
- 2) RR-тип (rotare-rotare);

3) LR (RL)-тип (linear-rotate).

Б. По количеству осей чувствительности:

- 1) однокомпонентные;
- 2) двухкомпонентные.

В. Количеством инерционных масс:

- 1) одномассовые;
- 2) многомассовые.

Г. Видом подвеса:

- 1) механические;
- 2) неконтактные.

Д. По наличию кинематических связей:

- 1) без кинематической связи;
- 2) с кинематической связью.

Е. По виду перемещения инерционной массы:

1) в режиме движения и режиме чувствительности инерционная масса перемещается в одной плоскости;

2) в режиме чувствительности движение инерционной массы происходит в плоскости, перпендикулярной плоскости режима движения.

Ж. По типу актюатора микромеханического гироскопа.

З. По типу преобразователя перемещений ИМ МГ.

В микромеханических гироскопах применяются электростатические, электромагнитные, пьезоэлектрические и оптические преобразователи. Электростатические преобразователи перемещений ИМ, как и электростатические актюаторы, могут быть выполнены в виде планарных, латеральных или гребенчатых электродов.

И. По технологии изготовления:

- 1) объемная микрообработка;
- 2) поверхностная микрообработка [1].

Разработанная конструкция

микромеханического гироскопа-акселерометра

Разработанный ММГА относится к гироскопам LL-типа, представлен на рис. 1. Устройство является трехосевым интегральным микромеханическим гироскоп-акселерометром [2].

В данной работе стоит задача вывести жесткость элемента, изображенного на рис. 2, определить влияние толщины внутренних упругих балок (I , 4) на перемещение пластины жесткости 14 .

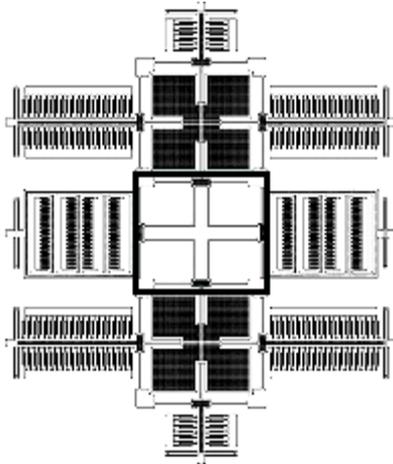


Рис. 1. Топология микромеханического гироскоп-акселерометра с двумя инерционными массами

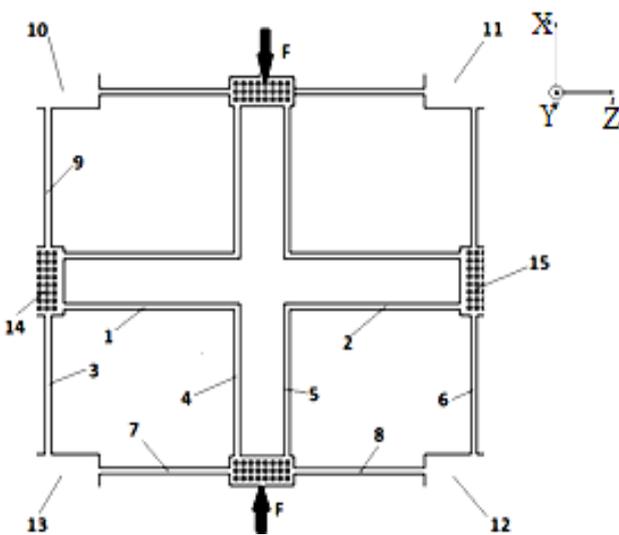


Рис. 2. Крестообразный элемент жесткости, где 1–9 – упругие балки, 10–13 – якорные области, 14, 15 – перфорированные пластины жесткости

Из-за приложенной силы F к крестообразному элементу жесткости его упругие балки начнут деформироваться: 3, 9, 7, 8 – примут S-образный изгиб, так как их концы жестко закреплены в якорных областях 10, 12, 13; 1, 2 – будут изгибаться как консольные балки; 4, 5 – будут защемляться приложенной силой F и силой упругости балок 1 и 2, отклоняясь в сторону пластин 14, 15 соответственно.

Уравнение жесткости консольной балки имеет вид [3, 4]:

$$k_0 = \frac{E \cdot I}{l^3}. \quad (1)$$

Уравнение жесткости балки, принимающей S-образный изгиб, имеет вид [4]:

$$k_s = \frac{F}{2 \cdot y} = 4k_0. \quad (2)$$

Жесткость нижней части связующего элемента вдоль оси X , обусловленная параллельным соединением упругих балок 1, 2, 7, 8, будет определяться следующим выражением:

$$k_x = k_1 + k_2 + k_7 + k_8. \quad (3)$$

Подставив, соответственно, (1) и (2) в (3), а также приняв, что длины 1 и 2 балок и 7, 8 равны соответственно, получим выражение жесткости нижней части элемента по оси X :

$$k_x = \frac{(E(I_{y1} \cdot l_7^3 + I_{y2} \cdot l_7^3 + 4I_{y7} \cdot l_1^3 + 4I_{y8} \cdot l_1^3))}{(l_7^3 \cdot l_1^3)}. \quad (4)$$

Так как верхняя часть связующего элемента по параметрам совпадает с нижней частью, а приложенная к ней сила равна по модулю силе нижней части, то суммарная жесткость связующего элемента по оси X примет вид

$$k_x = 2 \cdot \frac{(E(I_{y1} \cdot l_7^3 + I_{y2} \cdot l_7^3 + 4I_{y7} \cdot l_1^3 + 4I_{y8} \cdot l_1^3))}{(l_7^3 \cdot l_1^3)}. \quad (5)$$

Жесткость левой части связующего элемента вдоль оси Z , обусловленная параллельным соединением упругих балок 3 и 9, будет определяться следующим выражением:

$$k_z = k_3 + k_9. \quad (6)$$

На основе выражений для жесткостей упругих балок, испытывающих S-образный изгиб, с учетом идентичности балок 3, 9 и их параллельного соединения, а также учитывая идентичность правой и левой сторон рассматриваемого элемента, выражение жесткости примет вид

$$k_z = 8 \cdot \frac{E \cdot I_y^3}{l_3^3}. \quad (7)$$

Смещение пластины жесткости 14 определяется дифференциальным уравнением для зажатых стержней [5]

$$\delta_z = B \cdot \cos kz + C \cdot \sin kz, \quad (8)$$

где $k = \sqrt{(F/EI)}$, B и C – произвольные постоянные, определяемые из граничных условий.

Параметр δz для балки 4 зависит от радиуса изгиба этой балки под силой упругости балки 1.

Радиус изгиба балки имеет вид [6]

$$R = \frac{E \cdot I}{M(x)}, \quad (9)$$

где I – момент инерции поперечного сечения относительно нейтральной оси Y , $M(x)$ – изгибающий момент для заданного сечения балки относительно оси Y .

Момент инерции сечения выражается [3]

$$I = \frac{w \cdot h^3}{12}, \quad (10)$$

где w – ширина поперечного сечения балки, h – высота поперечного сечения балки.

Исходя из уравнений выше смещение пластины 14 по Z будет увеличиваться пропорционально отношению толщины балок 4 и 3, что подтверждается моделированием конструкции в программе ANSYS на рис. 3 и 4 [7].

На рис. 5 представлен график зависимости деформации элемента по оси Z (δz) от отношения толщин внутренних балок к внешним (w_4/w_3).

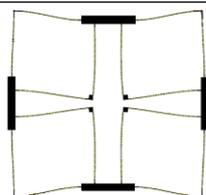


Рис. 3. Моделирование элемента жесткости с отношением толщин балок 1/1

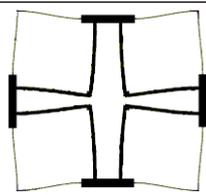


Рис. 4. Моделирование элемента жесткости с отношением толщин балок 5/1

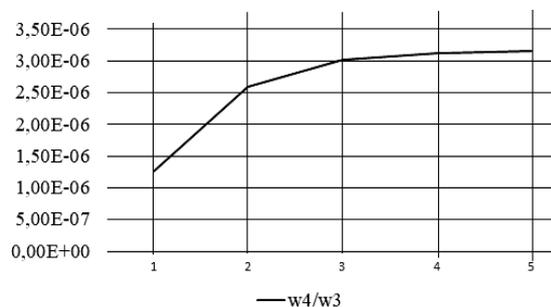


Рис. 5. График зависимости δz от отношения w_4/w_3

График показывает, что при толщине балок 1 и 4 в 5 раз больше, чем балок 3 и 7, δz для пластины 14 приближается к максимальному значению, так как радиус изгиба балки 4 ограничен ее длиной. Для достижения большего δz для пластины 14 в рамках данной конструкции необходимо увеличивать длину упругих балок.

Заключение

В данной работе представлены топология и конструкция интегрального микромеханического гироскопа-акселерометра, а также рассчитана жесткость связующих инерционных масс с электростатическими приводами элемента. Исходя из полученных результатов видно, что для получения больших значений перемещения от воздействия электростатических приводов на инерционные массы необходимо усовершенствовать модель ММГА путем увеличения жесткости крестообразного элемента. Это подтверждает моделирование в программе ANSYS.

Работа выполнена за счет средств задания № FENW-2020-0022 на выполнение научных исследований, осуществляющих научные исследования за счет средств федерального бюджета, в части научной деятельности по теме «Разработка и исследование методов и средств мониторинга, диагностики и

прогнозирования состояния инженерных объектов на основе искусственного интеллекта».

Литература

1. Распопов В.Я. Микромеханические приборы. – Тула: Тульский гос. ун-т, 2007.
2. Пат. на изобретение № 2683810 «Интегральный микромеханический гироскоп-акселерометр» / И.Е. Лысенко, Б.Г. Коноплев, Н.Ф. Кидяев, С.И. Шафростова.
3. Michalíček M.A. Introduction to micromechanical systems. – URL: <http://mems.colorado.edu>
4. Механцев Е.Б., Лысенко И.Е. Физические основы микросистемной техники. – Ч. I: Компоненты МСТ, основные на использовании свойств электрического поля: учеб. пособие. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2004. – 54 с.
5. Александров А.В., Потапов В.Д., Державин Б.П. Сопротивление материалов: учеб. для вузов. – М.: Высш. шк., 1995.
6. <http://www.math24.ru/>
7. Чигарев А.В., Кравчук А.С., Смалюк А.Ф. ANSYS для инженеров: справ. пособие. – М.: Машиностроение-1, 2004.
8. Лысенко И.Е., Науменко Д.В. Расчет амплитудно-частотных характеристик чувствительного элемента микромеханического гироскопа с помощью конечно-элементного моделирования // Изв. ЮФУ. Технические науки. – 2019. – № 3 (205). – С. 143–152.
9. Lysenko I.E. Modeling of the micromachined angular rate and linear acceleration sensors LL-type with redirect of drive and sense axis // World Applied Sciences Journal. – 2013. – Vol. 27 (6). – P. 759–762.

Лысенко Игорь Евгеньевич

Д-р техн. наук, гл. н.с.
Южного федерального университета (ЮФУ)
Шевченко ул., 2, г. Таганрог, Россия, 347922
Эл. почта: ielysenko@sfedu.ru

Кидяев Николай Филиппович

Аспирант, н.с. ЮФУ
Шевченко ул., 2, г. Таганрог, Россия, 347922
Тел.: +7-996-53-28-508
Эл. почта: nkidyev@sfedu.ru

Ежова Ольга Александровна

Канд. техн. наук, с.н.с. ЮФУ
Шевченко ул., 2, г. Таганрог, Россия, 347922
Эл. почта: ezhova.08.05@gmail.com

УДК 65.012.122

Е.С. Полынцев, Е.В. Ерофеев

Разработка технологии изготовления оптических Y-делителей при использовании методов оптической литографии и пристеночного диэлектрика

Рассмотрена возможность изготовления оптических Y-распределителей с помощью методов оптической литографии и метода увеличения разрешающей способности за счет пристеночного диэлектрика. Проведено исследование процесса с помощью моделирования в Silvaco TCAD, выявлены технологические параметры данного процесса и исследовано их влияние на увеличение разрешающей способности. Сформулированы требования к технологической линии, на которой возможно реализовать метод увеличения разрешающей способности фотолитографии с помощью пристеночного диэлектрика.

Ключевые слова: пристеночный диэлектрик, увеличение разрешающей способности литографии, оптический Y-разветвитель, Y-сплиттер, GaAs.

Оптические делители – одни из основных элементов для масштабирования фотонных интегральных схем, которые используются в качестве оптических делителей мощности, аттенуаторов, сумматоров и т.д. Высокоэффективные оптические делители – ключ к изготовлению эффективных фотонных интегральных схем на кристалле. Главные требования к Y-делителям – минимум потерь, компактность и низкая себестоимость производства [1].

В работе [1] представлен Y-делитель с углом расхождения ветвей 57° и минимальным размером в точке расхождения ветвей около 180 нм, топология которого была получена с использованием УФ-степпера с длиной волны экспонирования 248 нм. Для уменьшения потерь в подобном делителе необходимо уменьшать размер топологии в точке расхождения ветвей делителя до значений порядка 100–150 нм. Это можно реализовать, например, используя установку для фотолитографии с меньшей длиной волны экспонирования [2]. Однако по причине высокой стоимости литографического оборудования данного класса этот метод широкого распространения не получил. Другой возможный вариант реализации – использование доступного литографического оборудования и техники увеличения разрешающей способности фотолитографии. Одной из таких техник является техника увеличения разрешающей способности литографии с помощью пристеночного диэлектрика, которая широко известна в кремниевой и арсенид-галлиевой технологиях [3–6]. Мы предлагаем концепцию использования методов оптической литографии и пристеночного диэлектрика для производства оптических Y-делителей.

Целью данной работы является исследование возможностей увеличения разрешающей способности литографического процесса с помощью пристеночного диэлектрика путем моделирования. Основные задачи исследования:

- выявление наиболее важных технологических параметров и их влияние на разрешающую способность;
- выявление требований к технологической линии, на которой возможно реализовать метод уве-

личения разрешающей способности фотолитографии с помощью пристеночного диэлектрика;

- получение исходных данных для изготовления тестовых образцов на производственной линии АО «НПФ «Микран».

Техника и методика эксперимента

Рассмотрим основную концепцию увеличения разрешающей способности с использованием пристеночного диэлектрика. На рис. 1 приведена подложка в поперечном сечении на каждом технологическом этапе. На поверхность подложки осаждается слой диэлектрика, который будет служить маской. В слое этого диэлектрика методом литографии, например фотолитографии, формируется окно (см. рис. 1, *a*). Размер окна определяется пределом разрешающей способности литографического процесса. Далее поверх этого окна осаждается второй слой диэлектрика (см. рис. 1, *b*). Стоит заметить, что осаждение должно быть конформным: диэлектрик должен равномерно покрывать всю поверхность подложки и топологию на поверхности, а толщина слоя диэлектрика на поверхности подложки и на боковых стенках маски должна быть одинакова. Конформное осаждение можно реализовать, например, методом CVD. Таким образом, после осаждения второго диэлектрика ширина исходного окна в идеальном случае уменьшается на величину, равную двум толщинам второй пленки.

Далее необходимо осуществить анизотропное травление диэлектрика (см. рис. 1, *c*). Под анизотропным травлением подразумевается режим травления, при котором скорость травления в направлении перпендикулярном поверхности подложки, больше скорости бокового травления (в направлении, параллельном поверхности подложки). Анизотропное травление может быть реализовано, например, с помощью метода реактивного ионного плазменного травления (RIE). В идеальном случае, когда вертикальная скорость травления много больше боковой, можно получить структуру, в которой ширина исходного окна уменьшится ровно на две толщины слоя второго диэлектрика (см. рис. 1, *d*).

Исследуемый в данной работе технологический процесс включает в себя четыре этапа:

1. Осаждение первого слоя диэлектрика.
2. Формирование окна в первом слое диэлектрика методом фотолитографии (см. рис. 1, *a*).
3. Осаждение второго слоя диэлектрика (см. рис. 1, *b*).
4. Анизотропное травление второго слоя диэлектрика (см. рис. 1, *c*).

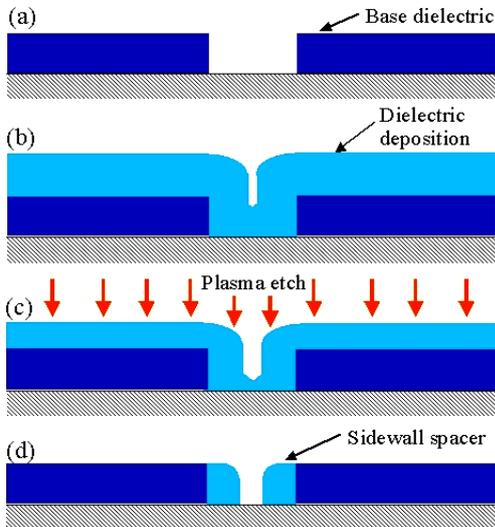


Рис. 1. Поперечное сечение подложки на различных технологических этапах метода увеличения разрешения с использованием пристеночного диэлектрика [6]

Были выделены основные параметры для каждого технологического этапа:

- 1) толщина первой диэлектрической пленки, разброс толщины пленки по подложке, свойства пленки (плотность, стресс, состав и т.д.);
- 2) ширина окна в пленке (определяется исключительно литографическим процессом);
- 3) толщина второй диэлектрической пленки, разброс толщины пленки по подложке, свойства пленки (плотность, стресс, состав и т.д.);
- 4) режим травления (вертикальная скорость травления, боковая скорость травления), время травления, время дотравливания.

После проведения анализа основных технологических этапов был определен набор параметров, которые будут исследованы в процессе моделирования:

- толщина первого слоя диэлектрика;
- толщина второго слоя диэлектрика;
- время травления второго слоя диэлектрика.

Исследовалось влияние параметров процесса с пристеночным диэлектриком на конечную ширину окна. Моделирование производилось с использованием TCAD Silvaco (модули deckbuild, athena, tonuplot). При моделировании использовались параметры, максимально приближенные к реальным параметрам технологического оборудования АО «НПФ «Микран»: режим травления с вертикальной скоростью травления 100 нм/мин, боковой скоростью травления – 50 нм/мин (установка Oxford Instruments PlasmaLab 133 ICP-380); конформное осаждение

диэлектрических пленок с разбросом толщин пленок по поверхности подложки $\pm 4\%$ (PECVD – Oxford Instruments PlasmaLab 133, ICPCVD – Oxford Instruments PlasmaLab 100 ICP-380); исходная ширина окна в диэлектрике – 500 нм при максимальной разрешающей способности литографии на установке Nikon i-line (365 nm) stepper – 350 нм при апертуре 0,5.

С учетом всех заданных начальных и граничных условий были проведены исследования влияния следующих параметров на конечную ширину окна:

- Влияние времени травления и определение эффективного времени дотравливания. Фиксировались толщины первого и второго слоев диэлектрика (150 нм), изменялось время травления второго слоя. Начальное время травления определялось по формуле $t = h_{2\text{-го_слоя}}/v_{\text{вертик}}$. Для получения зависимости ширины окна от времени травления проводились измерения с помощью инструмента «Линейка» с точностью измерений – 1 нм.

- Влияние толщины слоя второго диэлектрика. Фиксировались толщина первого слоя диэлектрика и время его травления, изменялись толщина второго слоя диэлектрика и время травления. Время травления определялось по формуле $t = h_{2\text{-го_слоя}}/v_{\text{вертик}}$. Для получения зависимости ширины окна от толщины слоя второго диэлектрика проводились измерения конечной ширины окна с помощью инструмента «Линейка» с точностью измерений – 1 нм.

- Влияние толщины слоя первого диэлектрика. Фиксировались толщина второго слоя диэлектрика и время его травления, изменялись толщина первого слоя диэлектрика и время его травления. Время травления определялось по формуле $t = h_{1\text{-го_слоя}}/v_{\text{вертик}}$. Для получения зависимости ширины окна от толщины слоя первого диэлектрика проводились измерения конечной ширины окна с помощью инструмента «Линейка» с точностью измерений – 1 нм. Исследование проводилось при толщинах слоя второго диэлектрика 100, 150 и 200 нм. Изменение толщины первого слоя проводилось в диапазоне от $h_{2\text{-го_слоя}}/2$ до $2 \times h_{2\text{-го_слоя}}$.

- Влияние разброса толщин пленок. Эксперимент состоял из двух частей: первая часть – исследование влияния разброса толщины слоя первого диэлектрика; вторая часть – исследование влияния разброса толщины слоя второго диэлектрика. В обоих случаях время травления и толщина одной из пленок фиксировались, тогда как толщина другой изменялась в диапазоне $\pm 10\%$.

Результаты

С использованием модуля athena был составлен командный файл и реализован исследуемый технологический процесс. Визуализация подложки в сечении производилась с использованием модуля tonuplot. Структура подложки в поперечном сечении на каждом моделируемом этапе представлена на рис. 2.

В результате исследования влияния времени травления была получена зависимость ширины окна от времени травления, которая представлена на рис. 3.

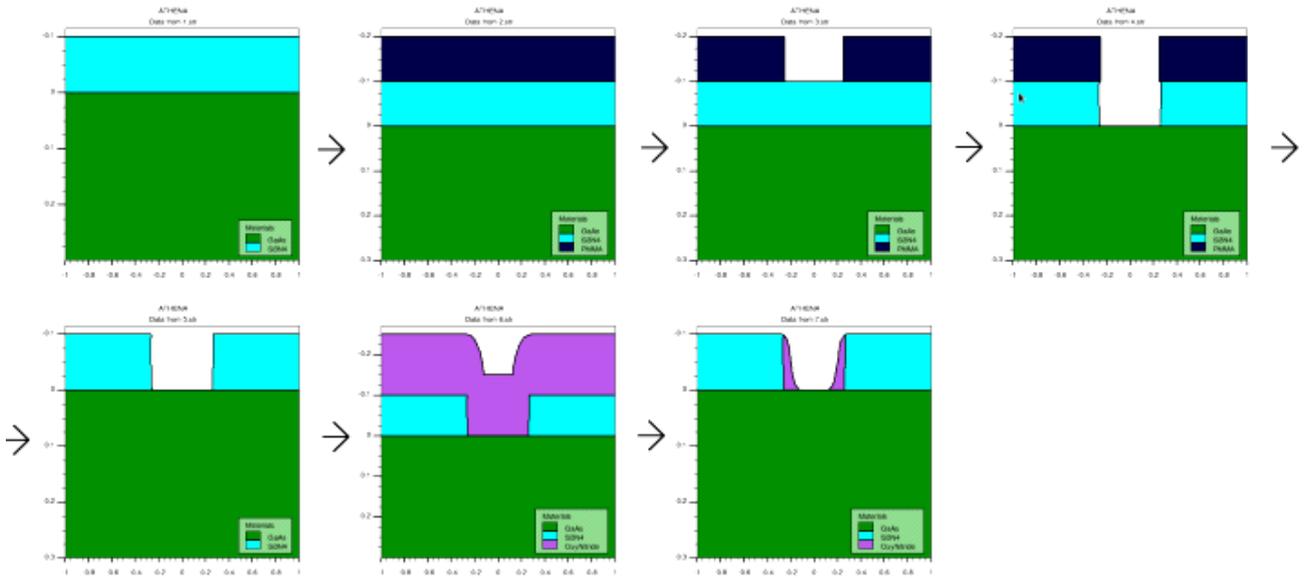


Рис. 2. Моделирование процесса уменьшения ширины окна в диэлектрике за счёт использования пристеночного диэлектрика

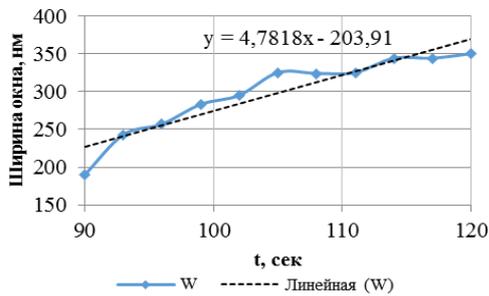


Рис. 3. Зависимость конечной ширины окна от времени травления

Из рис. 3 видно, что зависимости ширины окна и толщины пленки от времени травления имеют линейный характер и оказывают существенное влияние на размеры получаемой структуры. По наклону линии тренда можно оценить скорость увеличения конечной ширины окна: при текущем режиме травления скорость растравливания окна равна 4,78 нм/с, что достаточно велико.

В результате исследования влияния толщины слоя второго диэлектрика была получена зависимость, представленная на рис. 4, из которого видно, что конечная ширина окна прямо пропорциональна толщине слоя второго диэлектрика, что вполне очевидно, так как ширина окна уменьшается как раз за счет толщины слоя второго диэлектрика.

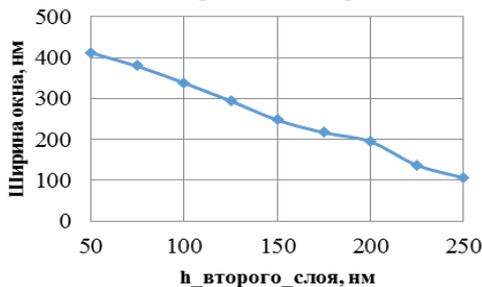


Рис. 4. Зависимость ширины окна от толщины слоя второго диэлектрика

В результате исследования влияния толщины слоя первого диэлектрика была получена зависимость, представленная на рис. 5, из которого можно заметить тенденцию: конечная ширина окна минимальна, когда отношение толщин слоёв первого и второго диэлектриков близко к 1.

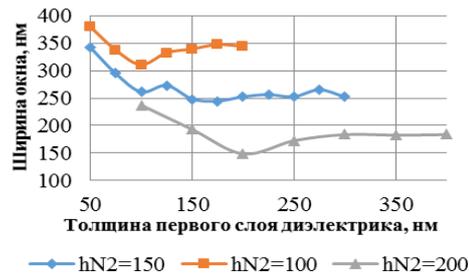


Рис. 5. Зависимость ширины окна от толщины первого слоя диэлектрика при различных толщинах второго слоя диэлектрика

В результате исследования влияния разброса толщин плёнок были получены зависимости, представленные на рис. 6: ■ – первая часть, ● – вторая часть эксперимента. Из рис. 6 видно, что с увеличением толщин обоих слоёв уменьшается ширина окна.

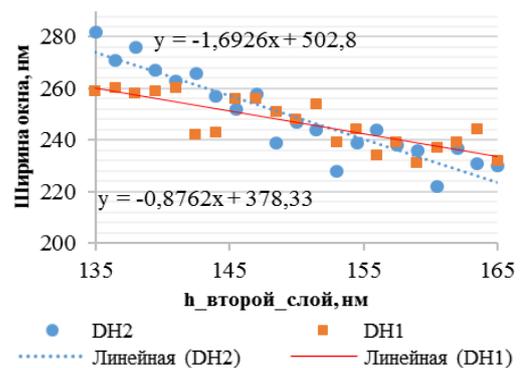


Рис. 6. Зависимость конечной ширины окна от разброса толщин пленок: ряд DH1 – первая пленка; ряд DH2 – вторая пленка

Экспериментальные данные представляют собой разбросанные точки, аппроксимация которых бессмысленна. Для более глубокого анализа были проведены линии тренда и получены их уравнения. Коэффициент наклона линии тренда $DH2$ – это скорость травления ($100/60 = 1,666$ нм/с, что очень близко к найденной скорости из уравнения линии тренда, равной $1,69$ нм/с). Сравнивая между собой коэффициенты наклона линий тренда, можно заметить, что коэффициент наклона линии тренда $DH1$ меньше коэффициента наклона линии тренда $DH2$, а значит, влияние разброса толщины пленки первого диэлектрика меньше, чем влияние разброса толщины пленки второго диэлектрика.

Обсуждение результатов

Проведя более глубокий анализ результатов исследований по каждому из проведенных экспериментов, можно заключить следующее:

- Режим травления оказывает прямое влияние на конечную ширину окна. При заданном режиме травления изменение времени травления на 10% приводило к изменению конечной ширины окна на 17–20%.

- При заданном режиме травления можно рекомендовать выбирать время дотравливания в диапазоне 3–10% от времени сквозного травления второго слоя диэлектрика. Нижний предел диапазона определен из соображений, что при времени травления, равном времени сквозного протравливания, образуются недотравленные области, и на краях пристеночного диэлектрика, ближе к центру окна остается тонкий слой диэлектрика, который уменьшает эффективную ширину окна на достаточно большое значение. Верхний предел диапазона определен из соображений, что дальнейшее увеличение времени травления приводит к тому, что размер окна увеличивается более чем на 17%, что ухудшает работоспособность метода. Рекомендуется выбирать время дотравливания методом подбора, учитывая разброс толщин второй диэлектрической пленки по поверхности подложки.

- Конечная ширина окна прямо пропорциональна толщине слоя второго диэлектрика. Имеет место прямая линейная зависимость с коэффициентом пропорциональности, примерно равном $1,5–1,6$.

- Исследование проводилось при различных толщинах второго слоя диэлектрика – 100, 150 и 200 нм. Набор экспериментальных данных позволяет выделить тенденцию, что конечная ширина окна минимальна, когда отношение толщин слоёв первого и второго диэлектриков близко к 1. С точки зрения технологии увеличение толщины слоя первого диэлектрика более чем в два раза (относительно толщины слоя второго диэлектрика) усложнит процесс конформного нанесения второго слоя диэлектрика, так как высота вертикальных стенок возрастает, вследствие чего гораздо сложнее обеспечить равномерную толщину пленки по поверхности подложки. По результатам данного эксперимента можно рекомендовать в дальнейшем в данном технологическом процессе использовать пленки равной толщины.

- Разброс толщин пленки второго диэлектрика, хоть в пределах малых отклонений, также оказывает прямое влияние на конечную ширину окна. Найденный коэффициент наклона линии тренда напрямую коррелирует со скоростью травления второго слоя диэлектрика. Разброс толщины слоя второго диэлектрика в $\pm 10\%$ приводит к разбросу конечной ширины окна в $\pm 10\%$ – прямо пропорционально с коэффициентом пропорциональности 1. Разброс толщины слоя пленки первого диэлектрика в 10% приводит к уменьшению конечной ширины окна с ростом толщины слоя. Однако это влияние меньше, чем то, что было рассмотрено в предыдущем эксперименте. Разброс толщины слоя первого диэлектрика в $\pm 10\%$ приводит к разбросу конечной ширины окна в $\pm 5\%$ – прямо пропорционально с коэффициентом пропорциональности 0,5.

На основе проведенных исследований можно выдвинуть требования к технологической линии, которую можно использовать для реализации технологии увеличения разрешающей способности фотолитографии за счет пристеночного диэлектрика. Для получения окна шириной W с точностью $\pm 5\%$ необходимо обеспечить:

1. Подбор оптимального времени травления (с учетом дотравливания) и контроль времени травления с точностью не менее 2,5%.

2. Равномерность толщины слоя второго диэлектрика по поверхности подложки с точностью не менее 5%.

3. Равномерность толщины слоя второго диэлектрика по поверхности подложки с точностью не менее 10%.

Заключение

Проведенные исследования позволяют сделать вывод о возможности изготовления оптических Y -делителей с помощью методов оптической литографии с длиной волны экспонирования 365 нм и метода увеличения разрешающей способности с помощью пристеночного диэлектрика. Из проведенного исследования можно заключить, что производственная линия АО «НПФ «Микран» позволяет использовать метод с пристеночным диэлектриком, в том числе и для производства радиодифракционных интегральных схем. Следующим этапом данной работы будет изготовление тестовых образцов на производственной линии АО «НПФ «Микран» с учетом закономерностей и результатов, полученных в результате данной работы.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (Название проекта: «Теоретические и экспериментальные исследования сверхширокополосных устройств волоконно-оптических систем передачи информации и радиодифракционных на основе фотонных интегральных схем собственной разработки, выполняемый коллективом научной лаборатории «Лаборатория интегральной оптики и радиодифракции» по соглашению № 075-03-2020-237/1 от 05.03.2020, идентификатор проекта FEWM-2020-0040). При выполнении работ

было использовано оборудование центра коллективного пользования «Импульс» Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (рег. номер 200568).

Литература

1. Tao S.H. Cascade wide-angle Y-junction 1×16 optical power splitter based on silicon wire waveguides on silicon-on-insulator // Optics express. – 2008. – Vol. 16, No. 26. – P. 21456–21461.
2. Olivero M., Svalgaard M. UV-written integrated optical 1×N splitters // Optics Express. – 2006. – Vol. 14, No. 1. – P. 162–170.
3. Пат. 4 792 534 США, МПК H01L 21/308. Method of manufacturing a semiconductor device involving sidewall spacer formation / Н. Tsuji, Т. Kato, К. Takaoki (Япония). – № 942,076; заявл. 15.12.86; опубл. 20.12.88. – 9 с.
4. Пат. 4 801 350 США, МПК B44C 1/22. Method for obtaining submicron features from optical lithography technology / R.J. Mattox, F.J. Robinson (США). – № 947,069; заявл. 29.12.86; опубл. 31.01.89. – 4 с.
5. Пат. 4 707 218 США, МПК H01L 21/306. Lithographic image size reduction / N.J. Giammarco (США). – № 924,223; заявл. 28.10.1986; опубл. 17.11.1987. – 6 с.

6. Ping A.T. A high-performance 0.13- μm AlGaAs / InGaAs pHEMT-process using sidewall spacer technology // Proc. CS MANTECH. – 2005. – P. 209–212.

Полынец Егор Сергеевич

Магистрант, м.н.с. лаб. интегральной оптики и радиофотоники (ЛИОР),
Томского государственного ун-та
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-913-888-96-74
Эл. почта: e.polyntsev@gmail.com

Ерофеев Евгений Викторович

Канд. техн. наук, гл. конструктор научно-производственного
комплекса «Микроэлектроника» АО «НПФ «Микран»,
зав. лаб. ЛИОР ТУСУРа
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-913-887-60-39
Эл. почта: erofeev@micran.ru

УДК 621.3.049.77

И.Е. Лысенко, Д.Ю. Севостьянов

Разработка математической модели МЭМС-акселерометра

Разработана конструкция микромеханического гироскоп-акселерометра, а также выработана методика получения математической модели микромеханического акселерометра. Выведена передаточная функция для разработанной конструкции в режиме акселерометра.

Ключевые слова: MEMS-акселерометр, гироскоп-акселерометр, математическая модель, передаточная функция.

В настоящее время все более перспективным направлением считаются микроэлектромеханические системы (МЭМС). Микромеханические устройства широко применяются в бытовой и вычислительной технике, медицине, автомобильной и военной промышленности, системах захвата движения и многих других областях [1, 2].

Высокий спрос на новые устройства требует проведения трудоемких научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ, использования новых материалов, усовершенствования геометрии, использования новых физических принципов. Все это делается для удовлетворения непрерывно растущих требований клиентов по увеличению чувствительности и диапазона чувствительности [3].

Как правило, это очень требовательный и прибыльный рынок, поэтому использование вычислительных систем для моделирования и симуляции на этапе разработки МЭМС-устройств даст возможность обнаружить недостатки конструкции разраба-

тываемого устройства задолго до создания первых прототипов, что позволит достичь конкурентного преимущества [4].

Современные средства моделирования и САПР, используемые совместно с быстро развивающимися высокопроизводительными вычислительными системами, представляют собой отличную среду для численных расчетов высокодетализированных моделей устройств. Среди многих подобных комплексов модуль SIMULINK, входящий в среду Matlab, поддерживает различные функциональные наборы инструментов и очень удобен в использовании [5].

Конструкция микромеханического устройства

В рамках данной работы был разработан и запатентован интегральный микромеханический гироскоп-акселерометр (ММГА), топология и конструкция которого изображены на рис. 1 и 2 соответственно [6].

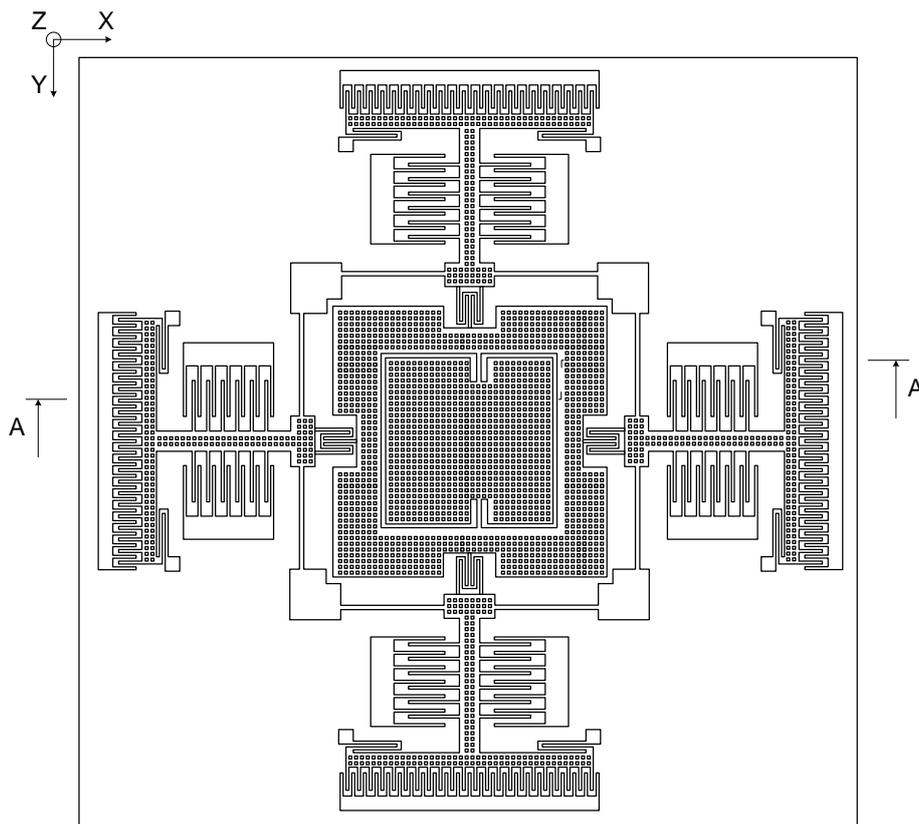


Рис. 1. Топология интегрального микромеханического гироскопа-акселерометра

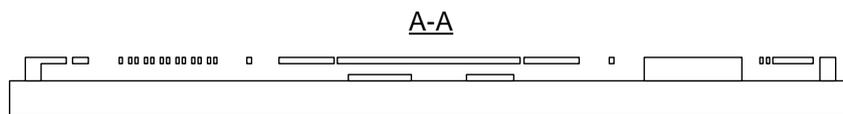


Рис. 2. Структура интегрального микромеханического гироскопа-акселерометра

Разработанный ММГА обладает возможностью измерения величин угловых скоростей и линейного ускорения вдоль осей X и Y , расположенных взаимно перпендикулярно в плоскости подложки, и оси Z , направленной перпендикулярно плоскости подложки [6].

В дальнейшем рассмотрим работу предлагаемого микромеханического устройства в режиме только акселерометра.

Разработка модели МЭМС

Для того чтобы получить достоверную физическую модель МЭМС-акселерометра, необходимо при выведении системы интегрально-дифференциальных уравнений, описывающих акселерометр, учесть электростатическую и колебательную природу устройства. Для решения такой системы целесообразно использование метода конечных элементов [7].

Необходимо учитывать, что при достаточном уровне точности современное технологическое оборудование не обеспечивает идеальной повторяемости технологических параметров. Поведенческая модель с передаточной функцией используется именно для того, чтобы нивелировать разброс параметров готовых устройств и повысить точность моделирования [8].

Передаточная функция – это дифференциальный оператор, определяющийся отношением преобразований Лапласа входного $X_{вх}$ и выходного $X_{вых}$ сигналов динамической системы и полностью определяющий ее свойства.

В общем виде передаточная функция выглядит так [9]:

$$W(p) = \frac{X_{вых}(p)}{X_{вх}(p)}, \quad (1)$$

где p – оператор передаточной функции.

Однако принимая во внимание, что МЭМС-акселерометр – это колебательная система, то переходный процесс такой системы описывается дифференциальным уравнением второго порядка [9]

$$T_1 \cdot T_2 \cdot \frac{d^2 \cdot x_{вых}}{d \cdot t^2} + 2T_1 \xi \cdot \frac{d \cdot x_{вых}}{d \cdot t} + x_{вых} = kx_{вх}, \quad (2)$$

$$T^2 \cdot \frac{d^2 \cdot x_{вых}}{d \cdot t^2} + 2T \xi \cdot \frac{d \cdot x_{вых}}{d \cdot t} + x_{вых} = kx_{вх}, \quad (3)$$

где T_1 и T_2 – постоянные колебательной системы, имеющие размерность времени; k – коэффициент усиления системы; T – эквивалентная постоянная времени; ξ – относительный коэффициент затухания колебательного звена.

Используя преобразование Лапласа, запишем уравнения (2) и (3) в операторной форме [9]

$$(T_1 \cdot T_2 \cdot p^2 + T_1 \cdot p + 1)x_{вых}(p) = k \cdot x_{вх}(p), \quad (4)$$

$$(T^2 \cdot p^2 + 2T \xi + 1)x_{вых}(p) = k \cdot x_{вх}(p). \quad (5)$$

Соответственно передаточная функция колебательной системы в общем виде представляет собой [9]

$$W(p) = \frac{X_{вых}(p)}{X_{вх}(p)} = \frac{k}{T^2 \cdot p^2 + T \cdot 2\xi + 1}. \quad (6)$$

Используя передаточную функцию в качестве математической модели МЭМС-акселерометра, можно рассчитать параметры чувствительности к линейным и виброускорениям, а также частотные характеристики устройства.

Разработка передаточной функции МЭМС-устройства в первом приближении

В данной работе для получения математического выражения, описывающего передаточную функцию акселерометра, воспользуемся уравнениями движения, полученными на основе уравнений Лагранжа второго рода [10]:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial \Gamma}{\partial \dot{q}_j} \right) - \frac{\partial \Gamma}{\partial q_j} = Q_j, \quad (j = 1, 2). \quad (7)$$

Запишем уравнения движения в операторной форме [11, 12]

$$\begin{cases} p^2 \cdot x(p) + 2\delta p x(p) + (\omega_1^2 + \Omega^2)x(p) = a_x(p), \\ p^2 \cdot y(p) + 2\delta p y(p) + (\omega_2^2 + \Omega^2)y(p) = a_y(p), \end{cases} \quad (8)$$

где $x(p)$ – изображение по Лапласу смещения инерционной массы, $a_x(p)$, $a_y(p)$ – изображение по Лапласу ускорения объекта по осям X и Y ; ω_1 , ω_2 – собственные частоты колебаний чувствительного элемента по осям X и Y ; Ω – угловая скорость; δ – коэффициент демпфирования.

Для данной системы входным сигналом является ускорение, а выходным – значение смещения координат.

В соответствии с определением передаточной функции получим

$$W(p) = \frac{x(p)}{a_x} = \frac{1}{p^2 + 2\delta p + \omega_{01}^2 - \Omega^2}, \quad (9)$$

$$W(p) = \frac{y(p)}{a_y} = \frac{1}{p^2 + 2\delta p + \omega_{02}^2 - \Omega^2}. \quad (10)$$

Эти выражения представляют собой передаточные функции по каналу ускорение – смещение инерционной массы по осям X и Y соответственно.

Так как передаточные функции по осям X и Y получились схожими, то для оценки воспользуемся только передаточной функцией по оси X . Построим логарифмическую амплитудно-частотную характеристику (ЛАЧХ), изображенную на рис. 3. Выражение для расчета ЛАЧХ получается путем подстанов-

ки в выражение (9) $p = j\omega$ и логарифмирования полученного выражения:

$$L(\omega) = -20 \log_{10} \left((1 - \omega^2) + 4\delta^2 \omega^2 + \omega_{02}^2 - \Omega^2 \right). \quad (11)$$

Для построения ЛАЧХ применяется модуль Simulink, входящий в систему MatLab. Анализируя полученную ЛАЧХ, можно сделать вывод, что передаточная функция МЭМС-акселерометра верна, но имеет некоторые погрешности и требует усовершенствования.

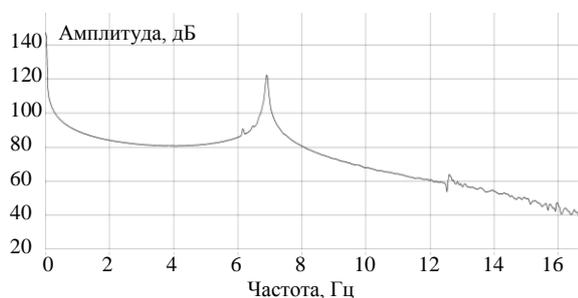


Рис. 3. ЛАЧХ МЭМС-акселерометра

Заключение

В данной работе представлены топология и конструкция интегрального микромеханического гироскопа-акселерометра, а также в первом приближении разработана его математическая модель в виде передаточной функции, для последующего построения поведенческой модели.

Работа выполнена за счет средств задания № FENW-2020-0022 на выполнение научных исследований, осуществляющих научные исследования за счет средств федерального бюджета, в части научной деятельности по теме «Разработка и исследование методов и средств мониторинга, диагностики и прогнозирования состояния инженерных объектов на основе искусственного интеллекта».

Литература

1. Сысоева С. Автомобильные гироскопы // Компоненты и технологии. – 2007. – № 1. – С. 58–66.
2. Иванов П.А. Разработка и исследование методов испытаний микромеханических инерциальных модулей: автореф. дис. ... канд. техн. наук. – СПб., 2011. – 18 с.

3. Nazdrowicz J., Napieralski A. Electrical Equivalent Model of MEMS Accelerometer in Matlab/SIMULINK Environment // MEMSTECH. – 2018. – P. 69–72.

4. Krishnan G., Kshirsagar C.U., Ananthasuresh G.K., Bhat N. Micromachined high-resolution accelerometers // J. Indian Inst. Sci. – 2007. – Vol. 87. – P. 333–361.

5. Тимошенко С.П. Применение МЭМС-сенсоров в системах навигации и ориентации подвижных объектов / С.П. Тимошенко, А.П. Кульчицкий // Изв. вузов. Электроника. – 2012. – № 6. – С. 51–56.

6. Лысенко И.Е., Ежова О.А., Севостьянов Д.Ю., Коноплев Б.Г. Патент на изобретение № 2716869. Интегральный микромеханический гироскоп-акселерометр.

7. Павлов Д.В. Разработка математической модели MEMS-акселерометра / Д.В. Павлов, К.Г. Лукин, М.Н. Петров // Вестник новгород. гос. ун-та. – 2015. – № 8(91). – С. 22–25.

8. Фрайден Дж. Современные датчики: справочник. М.: Техносфера, 2005. – С. 325–329.

9. Магнус К. Колебания. Введение в исследование колебательных систем. – 1982. – 304 с.

10. Распопов В.Я. Микромеханические приборы. – Тула: Тул. гос. ун-т. – 2007. – 399 с.

11. Лысенко И.Е. Расчет амплитудно-частотных характеристик чувствительного элемента микромеханического гироскопа с помощью конечно-элементного моделирования / И.Е. Лысенко, Д.В. Науменко // Изв. ЮФУ. Технические науки. – 2019. – № 3 (205). – С. 143–152.

12. Lysenko I.E. Modeling of the micromachined angular rate and linear acceleration sensors LL-type with redirect of drive and sense axis // World Applied Sciences Journal. – 2013. – Vol. 27 (6). – P. 759–762.

Лысенко Игорь Евгеньевич

Доктор техн. наук, гл. н.с.
Южного федерального университета (ЮФУ)
Шевченко ул., д. 2, г. Таганрог, Россия, 347922
Эл. почта: ielysenko@sfedu.ru

Севостьянов Дмитрий Юрьевич

Аспирант ЮФУ
Шевченко ул., д. 2, г. Таганрог, Россия, 347922
Тел.: +7-903-405-30-51
Эл. почта: dimsevast@gmail.com

УДК 621.382.3

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

Алгоритм экстракции параметров источника тока нелинейной модели GaAs-pHEMT-транзистора

Представлен алгоритм экстракции и оптимизации параметров источника тока стока нелинейной модели EENEMT для GaAs-pHEMT-транзистора, подключенного по схеме с общим истоком. Алгоритм включает в себя последовательность экстракции параметров нелинейной модели и автоматического определения границ для их оптимизации. Тестирование алгоритма проведено с использованием результатов измерений усилительного 0,15 мкм GaAs-pHEMT-транзистора с общей шириной затвора 4×40 мкм, а также 0,5 мкм GaAs-pHEMT-транзистора с общей шириной затвора 1×5 мкм, предназначенного для выполнения логических операций в схемах управления. Ошибка моделирования выходных и передаточных вольт-амперных характеристик не превышает 10%.

Ключевые слова: EENEMT, GaAs pHEMT, нелинейная модель, алгоритм, монолитные интегральные схемы.

Псевдоморфные транзисторы с высокой подвижностью электронов на основе арсенида галлия (GaAs-pHEMT) широко используются в схемах усиления и коммутации СВЧ-сигналов, а также для выполнения логических операций в схемах управления в составе системы на кристалле. Современный процесс разработки СВЧ-монолитной интегральной схемы предполагает использование математических моделей, способных воспроизводить характеристики активных и пассивных интегральных компонентов в САПР электронных устройств. К настоящему времени предложено большое количество моделей СВЧ-транзисторов [1–3], однако процедура определения (экстракции) их параметров всё ещё является трудоёмкой и времязатратной.

Одной из наиболее популярных моделей СВЧ-транзисторов на основе арсенида галлия является эмпирическая нелинейная модель EENEMT, разработанная компанией Agilent. Модель EENEMT включает изотермическую модель тока стока, точную модель тока затвора, учитывающую зависимость тока от напряжений сток-исток и затвор-исток, а также выражения для учета эффекта саморазогрева. Анализ уравнений модели позволяет существенно упростить процедуру экстракции параметров за счет использования параметра напряжения насыщения V_{dso} (рис. 1).

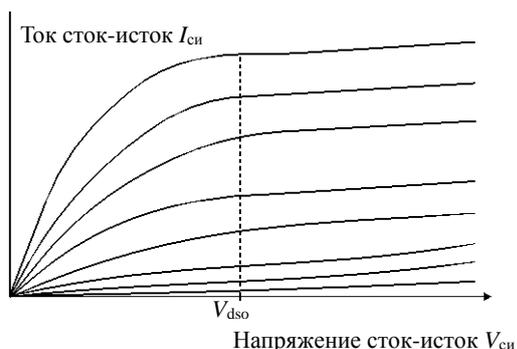


Рис. 1. Семейство выходных характеристик транзистора

При напряжении сток-исток, равном напряжению насыщения V_{dso} , уравнение (1) для тока стока $I_{си}$

сводится к уравнению (2), в результате чего может быть определён параметр G_{mmax} , соответствующий максимуму крутизны G_{mmax} [4].

$$I_{си} = G_{mmax} \left(V_x - \frac{V_{go} + V_{to}}{2} + V_{ch} \right), \quad (1)$$

где $V_x = (V_{зи} - V_{ch}) \cdot (1 + \Gamma) \cdot (V_{dso} - V_{си})$.

$$I_{си} = G_{mmax} \left(V_{зи} - \frac{V_{go} + V_{to}}{2} \right), \quad (2)$$

где V_{go} – напряжение затвор-исток, соответствующее максимуму крутизны; V_{to} – пороговое напряжение затвор-исток, при котором крутизна начинает возрастать; Γ – пороговый параметр, зависящий от напряжения $V_{си}$.

Целью данной работы является разработка универсального алгоритма экстракции параметров источника тока модели EENEMT для GaAs-pHEMT-транзисторов различного назначения.

Алгоритм экстракции параметров источника тока стока

Схема разработанного алгоритма представлена на рис. 2.

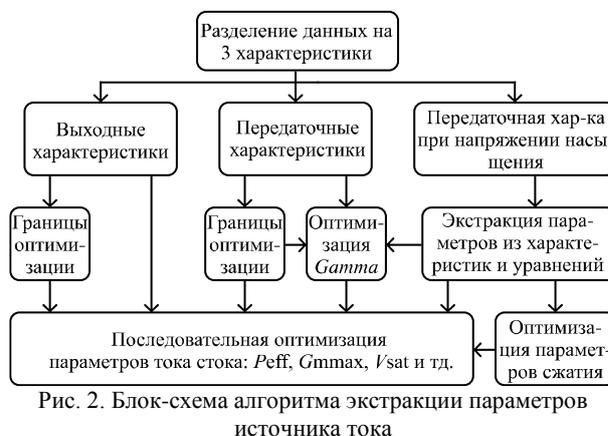


Рис. 2. Блок-схема алгоритма экстракции параметров источника тока

Представленный алгоритм можно условно разделить на 3 этапа:

1. Предварительная обработка результатов измерений ВАХ транзистора: разделение данных,

определение первого приближения для параметров модели.

2. Определение границ для оптимизации.

3. Оптимизация параметров в определенных диапазонах характеристик по напряжениям: оптимизация параметров сжатия, оптимизация параметров тока стока.

Для первого этапа используются результаты измерений передаточной ВАХ при напряжении сток-исток, равном V_{dso} . Параметры источника тока и сжатия крутизны определяются в соответствии с упрощенным выражением (2). На рис. 3 представлен график зависимости крутизны G_m от напряжения затвор-исток $V_{зи}$ с обозначенными областями экстракции параметров модели [5].

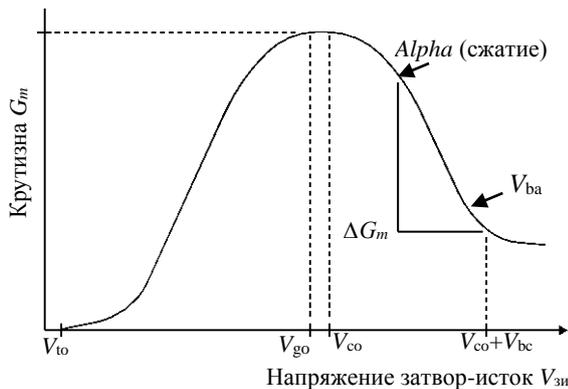


Рис. 3. Сжатие крутизны при повышении напряжения затвор-исток

После определения параметров сжатия осуществляется экстракция параметров источника тока на основе упрощенных уравнений модели при напряжении V_{dso} .

На втором этапе, после экстракции параметров сжатия и источника тока, определяются границы областей характеристик транзистора, в пределах которых необходимо проводить оптимизацию параметров модели. В результате анализа уравнений модели ЕЕНЕМТ были определены области ВАХ, на которые оказывают влияние определенные параметры. Например, согласно уравнению (3) оптимизацию параметра G_{mmax} следует проводить на области передаточной ВАХ и крутизны G_m при напряжении V_{dso} .

$$G_m = G_{mmax} \cdot [1 + Gamma \cdot (V_{dso} - V_{си})]. \quad (3)$$

Аналогичным образом определяются границы данных для оптимизации параметра саморазогрева P_{eff} , влияние которого становится сильно заметно на выходной вольт-амперной характеристике при высоком напряжении сток-исток [4].

На последнем этапе проводится оптимизация экстрагированных ранее параметров источника тока и сжатия крутизны транзистора. Стоит заметить, что различные параметры оптимизируются с использованием результатов измерений определенных характеристик. Для оптимизации параметров сжатия используется зависимость крутизны от напряжения на затворе при напряжении V_{dso} . Оптимизация параметра $Gamma$ проводится с использованием семейства

передаточных характеристик, а для остальных параметров источника тока (P_{eff} , G_{mmax} , V_{sat} и др.) используются выходные ВАХ.

Тестирование алгоритма экстракции

В качестве исходных данных использовались измерения ВАХ 0,15 мкм GaAs-pHEMT-транзистора с общей шириной затвора 4×40 мкм, предназначенного для усилительных применений (усилительного транзистора). А также измерения ВАХ 0,5 мкм GaAs-pHEMT-транзистора с общей шириной затвора 1×5 мкм, предназначенного для выполнения логических операций в схемах управления (цифрового транзистора).

Для усилительного транзистора измерения ВАХ были разделены на 3 набора данных: выходные характеристики в диапазонах смещения $V_{зи} = -2,5 \dots 0,35$ В (шаг 0,05 В), $V_{си} = 0 \dots 3,5$ В (шаг 0,25 В), передаточные характеристики при том же смещении и передаточная характеристика при напряжении насыщения $V_{dso} = 1,25$ В.

После первого этапа экстракции параметров модели было проведено моделирование зависимости крутизны от напряжения на затворе при напряжении V_{dso} (рис. 4, а). На последующих этапах были рассчитаны выходные (см. рис. 4, б) и передаточные характеристики модели (см. рис. 4, в), а также крутизна при различных напряжениях на стоке (см. рис. 4, з) и выходная проводимость (см. рис. 4, д).

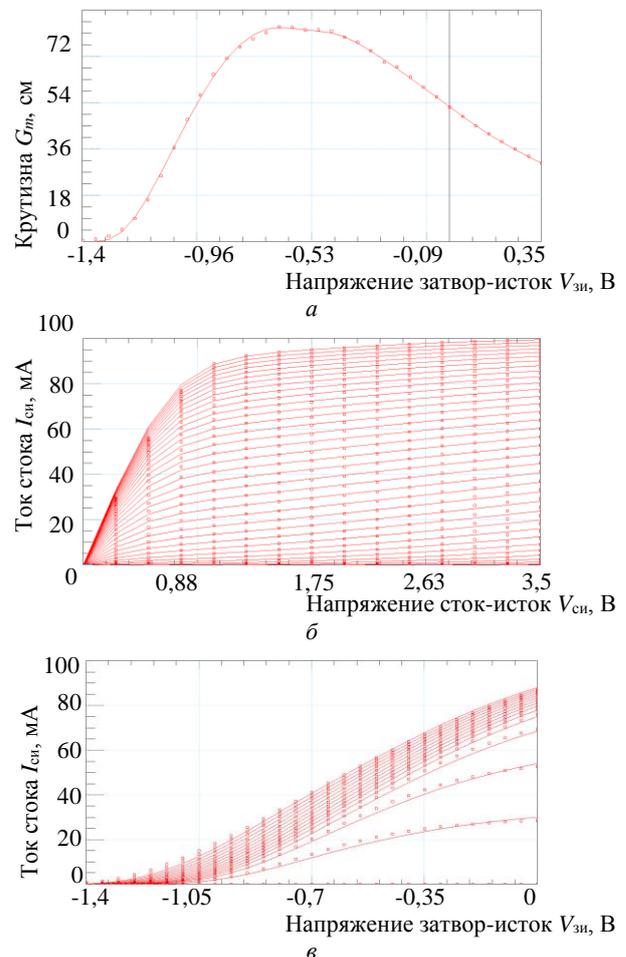


Рис. 4 (начало)

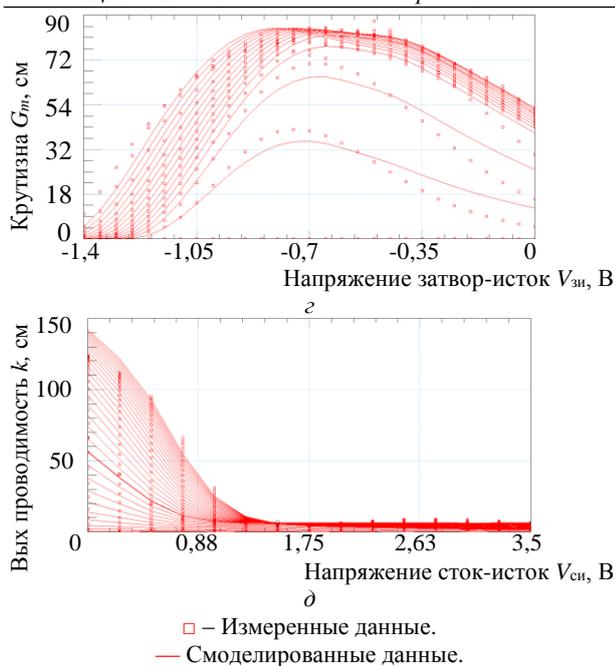


Рис. 4 (окончание). Сравнение рассчитанных и измеренных характеристик усилительного транзистора на постоянном токе: *a* – крутизна при напряжении V_{dso} ; *б* – выходные характеристики; *в* – передаточные характеристики; *г* – крутизна; *д* – выходная проводимость

Для цифрового транзистора измерения ВАХ были разделены на 3 набора данных: выходные характеристики в диапазоне смещения $V_{зи} = -2 \dots 0,5$ В (шаг 0,1 В), $V_{си} = 0 \dots 1$ В (шаг 0,05 В), передаточные характеристики при том же смещении и передаточная характеристика при напряжении насыщения $V_{dso} = 1$ В.

После применения разработанного алгоритма были получены выходные характеристики (рис. 5, *a*), передаточные характеристики (см. рис. 5, *б*), крутизна при различных напряжениях на стоке (см. рис. 5, *в*) и выходная проводимость (см. рис. 5, *г*).

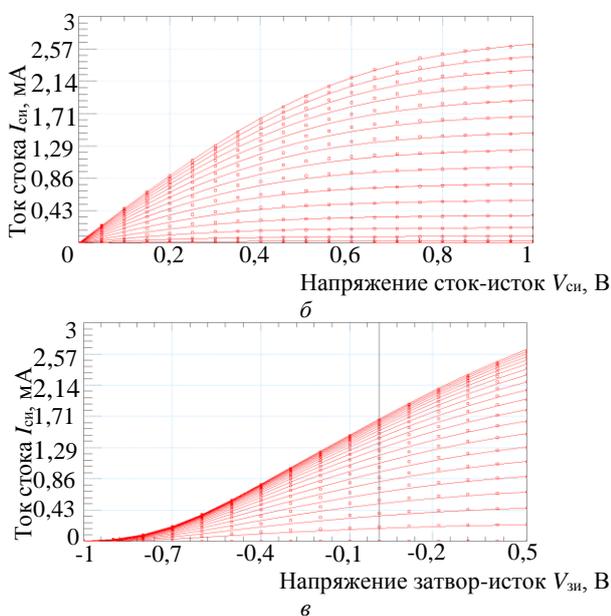


Рис. 5 (начало)

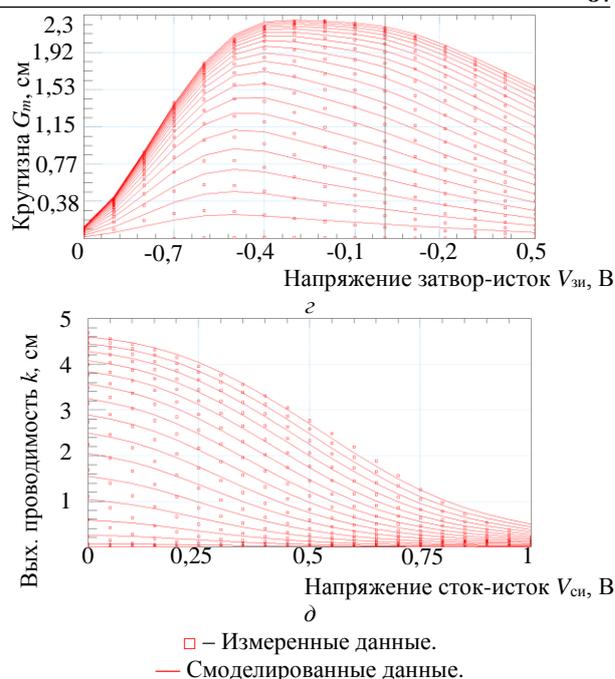


Рис. 5 (окончание). Сравнение рассчитанных и измеренных характеристик цифрового транзистора на постоянном токе: *a* – крутизна при напряжении V_{dso} ; *б* – выходные характеристики; *в* – передаточные характеристики; *г* – крутизна; *д* – выходная проводимость

Заключение

В данной работе предложен алгоритм экстракции и оптимизации параметров источника тока стока нелинейной модели ЕЕНЕМТ для GaAs-pHEMT-транзистора, подключенного по схеме с общим истоком. Алгоритм включает последовательность экстракции и оптимизации параметров источника тока модели ЕЕНЕМТ, а также автоматическое определение границ для оптимизации. С помощью реализованного алгоритма была проведена экстракция параметров источника тока для моделей двух транзисторов: 0,15 GaAs-pHEMT-транзистор с общей шириной затвора 4×40 мкм, предназначенный для усилительных применений и 0,5 мкм GaAs-pHEMT-транзистор с общей шириной затвора 1×5 мкм, предназначенный для выполнения логических операций в схемах управления. Рассчитанное значение средней ошибки моделирования выходных и передаточных ВАХ для полученных моделей составляет менее 10%.

Дальнейшая работа будет посвящена разработке алгоритма экстракции дисперсионных параметров.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 19-79-10036)

Литература

1. Коколов А.А. Обзор математических моделей СВЧ полевых транзисторов с высокой подвижностью электронов / А.А. Коколов, Ф.И. Шеерман, Л.И. Бабак // Доклады ТУСУР. – 2010. – № 2(22). – С. 118–123.
2. An empirical table-based FET model / I. Angelov, N. Rorsman, J. Stenarson, M. Garcia, H. Zirath // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 1999. – Vol. 47, No. 12. – P. 2350–2357.

3. Keysight. Agilent EENEMT1 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/iccap2008/icref/icrefd.html> (дата обращения: 16.09.2020).

4. Chang Y.H. Analysis of an EENEMT model for InP pHEMTs / Y.H. Chang, J.J. Chang // IEEE Conf. Electron Devices Solid-State Circuits. – 2007. – No. 5. – P. 237–240.

5. Agilent Technologies. Nonlinear Device Models. – Santa Clara, CA, 2008. – Vol. 2. – 664 p.

Степанов Владислав Игоревич

Студент каф. физической электроники (ФЭ) ТУСУРа

Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050

ORCID: 0000-0002-1356-0221

Эл. почта: stepanov.v.327@e.tusur.ru

Попов Артем Александрович

М.н.с. лаб. «50ohm Lab» ТУСУРа,

аспирант каф. ФЭ ТУСУРа

Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050

ORCID: 0000-0001-7421-7403

Эл. почта: artem.a.popov@tusur.ru

Сальников Андрей Сергеевич

Канд. техн. наук, зав. лаб. «50ohm Lab» ТУСУРа,

доцент каф. ФЭ ТУСУРа

Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050

ORCID: 0000-0002-5827-9556

Эл. почта: andrei.salnikov@main.tusur.ru

УДК 521.315.82.2

В.Н. Давыдов, О.Ф. Задорожный

Энергетический спектр LED-гетероструктур с квантовыми ямами комбинированного профиля

Описан способ повышения интенсивности LED-гетероструктур за счёт использования в них КЯ комбинированного профиля (КП), получаемого нанесением нескольких слоёв $\text{In}_{x_2}\text{Ga}_{1-x_2}\text{N}$ с различным содержанием индия, образующих прямоугольные ямы различной толщины и глубины и повышающих эффективность захвата носителей заряда на состоянии в яме. Параметры объединяемых КЯ рассчитаны по методике, позволяющей определить их число, толщины и фазовый состав (глубины).

Ключевые слова: квантовые ямы, комбинированный профиль, энергетический спектр.

В настоящее время большие успехи в разработке полупроводниковых приборов достигнуты при использовании в качестве излучающих элементов LED-гетероструктур с множественными квантовыми ямами (КЯ). Квантовые ямы из InGaN выступают в качестве излучающих элементов и определяют эффективность преобразования электрического тока в световое излучение. Пока достичь теоретического предела этого преобразования не удается [1–3]. Большинство таких LED-гетероструктур из нитридов (InGaN/GaN и им подобные) имеют КЯ прямоугольного профиля. Это объясняется технологической простотой изготовления ямы, а значит, и низкой себестоимостью источника освещения при сравнительно высоком значении внутренней квантовой эффективности, превосходящей световой выход ламп накаливания почти на порядок. Однако ямы прямоугольного профиля обладают принципиальным недостатком, который заключается в нерациональном использовании энергетического объёма ямы, особенно ярко проявляющимся при малых ее толщинах: от 4 нм и меньше. Суть этого недостатка заключается в том, что энергетический зазор между соседними уровнями размерного квантования (УРК) с ростом номера состояния увеличивается по квадратичному закону. Это приводит к высокой плотности УРК у дна КЯ и быстрому уменьшению плотности с ростом номера состояния. Тем самым, верхняя часть КЯ, находящаяся вблизи дна зоны проводимости барьерного слоя, оказывается лишенной разрешенных состояний для носителей заряда, что снижает вероятность их захвата из зоны проводимости барьерного слоя на состоянии КЯ. Следствием низкого уровня инжекции носителей на УРК в прямоугольной КЯ является недостаточно высокая интенсивность излучения [1].

Интенсивность излучения LED-гетероструктурой с множественными КЯ прямоугольной формы

В первом приближении максимальное значение интенсивности генерируемого излучения LED-гетероструктурой единичной площади с множественными КЯ прямоугольной формы можно определить как сумму интенсивностей от отдельных ям. Если в гетероструктуре находится m КЯ для электронов и для дырок с плотностью электронных состояний в

них $n_{2D}^{(эл)}$ и в каждой из них находится известное число N и P УРК единичной длины, то интенсивность излучения $I_{ГС}^{(од)}$ будет описываться выражением, использующим классическую модель [2] межзонной рекомбинации:

$$I_{ГС}^{(од)} = \hbar\omega B_l \sum_{k=1}^m np = \hbar\omega B_l \times \times a^2 \sum_{k=1}^m \left\{ \sum_{s=1}^N \left[n_{2D}^{(эл)}(E_s) f_n(E_s) \right] \sum_{l=1}^P \left[n_{2D}^{(дыр)}(E_l) f_p(E_l) \right] \right\}. \quad (1)$$

Здесь B_l – вероятность излучательной рекомбинации электронов из n -КЯ и дырок из p -КЯ толщиной a ; $n_{2D}(E)$ – плотность энергетических состояний в электронной и дырочной КЯ; $f_n(E_s)$, $f_p(E_l)$ – функции Ферми для заполнения УРК электронами в n -КЯ и дырками в p -КЯ соответственно; N – число уровней размерного квантования для электронов; P – число УРК для дырок.

В простейшем случае, когда потенциальный барьер p - n -перехода в гетероструктуре устранён напряжением смещения, функции заполнения всех электронных и дырочных состояний можно считать равными единице. Тогда выражение (1) упростится до вида

$$I_{ГС}^{(од)} = \hbar\omega B_l a^2 m N P \left(\frac{m_n^*}{\pi\hbar^2} \right) \cdot \left(\frac{m_p^*}{\pi\hbar^2} \right). \quad (2)$$

Число уровней квантования определяется глубиной КЯ и при прямоугольном её профиле для барьеров InGaN/GaN с КЯ толщиной 4 нм и менее не превышает 2–3-го уровня [2]. Основная причина этому – параболическое увеличение расстояния между уровнями с ростом номера состояния.

Число объединяемых ям

Количество комбинируемых ям зависит от общей глубины ямы, определяемой как разность энергий дна зоны проводимости барьерного слоя и КЯ (рис. 1): $\Delta E_C = E_C^{(б)} - E_C^{(КЯ)}$. При этом нижняя КЯ имеет толщину a_1 , а общее число m и толщины комбинируемых ям a_k определяются из условия плот-

ного заполнения энергетического объема УРК и ограничения на число уровней в каждой яме. Тогда число ям m может быть найдено из условия

$$\Delta E_C (\text{эВ}) = \frac{4\pi^2 \hbar^2}{2em_n^* a_1^2} \left[1 + \left(\frac{a_1}{a_2}\right)^2 + \left(\frac{a_1}{a_3}\right)^2 + \dots + \left(\frac{a_1}{a_m}\right)^2 \right] + m \cdot \left(\frac{kT}{e}\right). \quad (3)$$

Стоящий впереди первого слагаемого множитель «4» учитывает то, что в каждой яме находится по два уровня энергии: первый и второй [3]. Последнее слагаемое в выражении (3) учитывает необходимость введения энергетического зазора между соседними объединяемыми ямами. Его введение ограничивает взаимное влияние соседних ям через передачу фононов. Поскольку в (3) толщина вышележащей ямы больше толщины нижней (первой) ямы, то стоящие в круглых скобках дроби можно рассматривать как элементы убывающей геометрической прогрессии, в которой каждое последующее слагаемое a_k больше предыдущего a_{k-1} в заданное число раз: $a_k = a_{k-1} \cdot q$. Параметр q может быть любым числом больше единицы. С учётом сказанного выражение (3) можно переписать в виде:

$$\Delta E_C (\text{эВ}) \cong 4 \frac{\pi^2 \hbar^2}{2em_n^* a_1^2} \sum_{k=0}^{m-1} \left(\frac{a_1}{a_k}\right)^2 + m \cdot \left(\frac{kT}{e}\right) = 4 \frac{\pi^2 \hbar^2}{2em_n^* a_1^2} \left(\frac{q^2}{q^2 - 1}\right) + m \cdot \left(\frac{kT}{e}\right). \quad (4)$$

При заданном знаменателе прогрессии КЯ комбинированного профиля можно составить из трех прямоугольных ям ($m = 3$), толщины которых должны соотноситься как $a_1 : a_2 : a_3 = 1,00 : 1,70 : 2,89$.

Излучения, возможно достичь, объединением узких и широких ям путём расположения широких КЯ над узкими симметрично относительно их центров. Число объединяемых ям может быть любым. Таким образом, профиль комбинированной ямы будет иметь вид «воронки». На рис. 1 продемонстрирован принцип комбинирования двух ям прямоугольного профиля в комбинированный профиль.

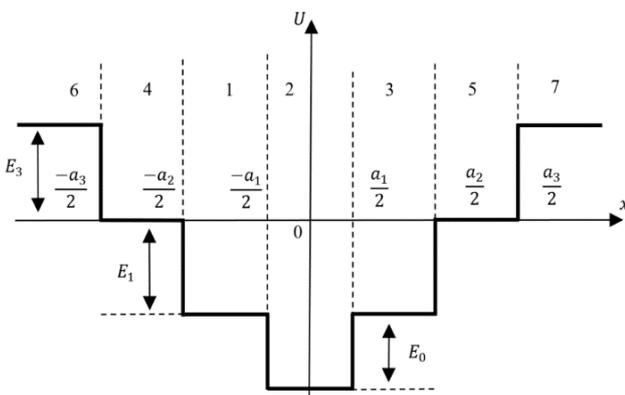


Рис. 1. КЯ комбинированного профиля, составленного из трёх ям

Спектр энергий комбинированной ямы

Длина волны генерируемого излучения определяется содержанием индия и шириной первой КЯ

$$a_1 = \sqrt{6,1 \frac{\pi^2 \hbar^2}{2em_n^* (\Delta E_C - 3kT)}} \approx \sqrt{\frac{6,1 \cdot 10^{-67}}{2 \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 0,2 \cdot 9,1 \cdot 10^{-31} \cdot 0,52}} = \sqrt{\frac{61 \cdot 10^{-18}}{3,2}} = 4,5 \text{ нм}.$$

Толщины второй и третьей ям найдём умножением толщины первой ямы на знаменатель прогрессии в первой и во второй степени соответственно: $a_2 = 1,7 \cdot 4,5 = 7,7$ нм, $a_3 = 1,7 \cdot 7,7 = 13,1$ нм. Энергии УРК в каждой из этих КЯ, получаемых на барьерах $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}/\text{GaN}$ с разной шириной ямы, рассчитываются по выражению (n – номер УРК в k -й яме)

$$E_n^{(k)} (\text{эВ}) = \frac{\hbar^2 \pi^2}{2em_n^* a_k^2} n^2.$$

Первая квантовая яма толщиной $a_1 = 4,5$ нм, $E_1^{(1)} (\text{эВ}) = \hbar^2 \pi^2 / 2em_n^* a_1^2 \approx 0,09$; $E_2^{(1)} (\text{эВ}) \approx 0,350$. Тогда верхняя граница первой КЯ с учетом зазора между уровнями будет равна $\Delta E_1 = 0,376$ эВ.

Вторая квантовая яма толщиной $a_3 = 13,1$ нм. $E_1^{(3)} (\text{эВ}) = \hbar^2 \pi^2 / 2em_n^* a_3^2 \approx 0,010$; $E_2^{(3)} (\text{эВ}) \approx 0,040$. Верхняя граница этой КЯ будет иметь энергию, отсчитанную от ее дна, равную $\Delta E_2 = 0,146$ эВ.

Третья квантовая яма толщиной $a_3 = 13,1$ нм. $E_1^{(3)} (\text{эВ}) = \hbar^2 \pi^2 / 2em_n^* a_3^2 \approx 0,010$; $E_2^{(3)} (\text{эВ}) \approx 0,040$. Тогда верхняя граница третьей КЯ, отсчитанная от верха второй ямы, будет иметь энергию $\Delta E_3 = 0,066$ эВ.

Энергетическая диаграмма КЯ комбинированного профиля для выбранного примера приведена на рис. 2.

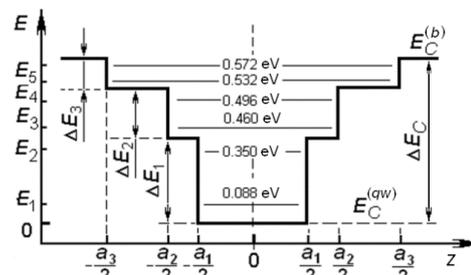


Рис. 2. Энергетический спектр КЯ комбинированного профиля, составленного из трёх ям

В проведенном расчете энергий УРК в ямах разной толщины предполагалось, что суммарный энергетический спектр аддитивно складывается из трех спектров: спектра нижней КЯ, на который накладываются спектры второй и третьей ям. Эти спектры при объединении квантовых ям никак не меняются, не зависят друг от друга. Это предположение является довольно грубым, так как физически взаимодей-

ствие ям существует и может оказаться сильным. Однако оно не изменяет сути предлагаемого способа увеличения интенсивности.

Энергетические возможности комбинированной ямы

Их можно оценить с помощью выражения (2), которое для случая комбинации электронных и дырочных ям примет вид:

$$I_{\Gamma C}^{(комб)} = \hbar\omega \cdot B_l \cdot m \times \left[N_1 \left(\frac{m_n^*}{\pi \cdot \hbar^2} \right) a_1 + N_2 \left(\frac{m_n^*}{\pi \cdot \hbar^2} \right) a_2 + N_3 \left(\frac{m_n^*}{\pi \cdot \hbar^2} \right) a_3 \right] \times \left[P_1 \cdot \left(\frac{m_p^*}{\pi \cdot \hbar^2} \right) a_1 + P_2 \cdot \left(\frac{m_p^*}{\pi \cdot \hbar^2} \right) a_2 + P_3 \cdot \left(\frac{m_p^*}{\pi \cdot \hbar^2} \right) a_3 \right].$$

где обозначено: N_1, N_2, N_3 – количество УРК в трёх ямах для электронов; P_1, P_2, P_3 – количество УРК в нижней и двух верхних ямах для дырок [3]; M – число КЯ с комбинированным профилем в LED-гетероструктуре.

Сравнение интенсивности генерируемого излучения КЯ комбинированного профиля удобно вести путем ее сопоставления с интенсивностью генерируемого излучения $I_{\Gamma C}^{(од)}$ одиночной ямой толщиной $a_1 = 4,5$ нм и глубиной $\Delta E_c = 0,60$ эВ. С учетом сказанного и выражения (2) перепишем (5) в виде:

$$I_{\Gamma C}^{(комб)} = I_{\Gamma C}^{(од)} \left[\frac{(N_1 + qN_2 + q^2N_3) \cdot (P_1 + qP_2 + q^2P_3)}{N_1 \cdot P_1} \right];$$

$$\frac{I_{\Gamma C}^{(комб)}}{I_{\Gamma C}^{(од)}} = 1 + q \left[\left(\frac{N_2}{N_1} \right) + \left(\frac{P_2}{P_1} \right) + q \left(\frac{N_3}{N_1} \right) + q \left(\frac{P_3}{P_1} \right) + q \cdot \left(\frac{P_2N_2 + P_2N_3 + P_3N_2 + qP_3N_3}{N_1P_1} \right) \right], \quad (5)$$

где обозначено: $I_{\Gamma C}^{(од)}$ – интенсивность излучения, генерируемая гетероструктурой с МКЯ из m – множества одиночных прямоугольных ям глубиной ΔE_c и определяемая по выражению (2).

Отношение числа уровней для дырок в узкой и широких p -КЯ в данной работе не подсчитывалось, но с точностью, достаточной для оценки возможностей ям с комбинированным профилем, в первом приближении их число можно взять равными значениям, найденным для n -КЯ: $P_3 = N_3, P_2 = N_2, P_1 = N_1$. Далее необходимо учесть, что переходы между УРК электронной и дырочной ям возможны только между состояниями с одинаковыми номерами. Тогда, обозначив $R_3 = N_3 / N_1 = P_3 / N_1; R_2 = N_2 / N_1 = P_2 / P_1$, из (4) найдем

$$\frac{I_{\Gamma C}^{(комб)}}{I_{\Gamma C}^{(од)}} = 1 + 2qR_2 + q^2(R_2^2 + 2R_3) + 2q^3R_2R_3 + q^4R_3^2. \quad (6)$$

Излучательными переходами будут переходы между уровнями энергии с одинаковыми номерами в электронной и дырочной ямах. Внутризонные же переходы с верхних уровней на нижние в спектре излучения не проявятся ввиду их безызлучательного характера. В случае же излучательных переходов генерируемые фотоны будут принадлежать дальней ИК-области спектра. Следовательно, захват носителей заряда на верхние уровни энергии приведет к росту концентрации носителей, рекомбинирующих с излучением света. Увеличение интенсивности излучения ямой КП можно приближенно оценить, считая концентрации носителей заряда на обоих уровнях во всех ямах одинаковыми и равными $N_1 = P_1, R_2 = N_2 / N_1 = P_2 / P_1 = 1, R_3 = N_3 / N_1 = P_3 / N_1 = 1$. Тогда для комбинирования трёх ям найдём

$$I_{\Gamma C}^{(комб)} / I_{\Gamma C}^{(од)} = 1 + 2q + 3q^2 + 2q^3 + q^4 \cong 32,6.$$

Для комбинации из двух прямоугольных ям выражение преобразуется к виду

$$I_{\Gamma C}^{(комб)} / I_{\Gamma C}^{(од)} = 1 + 2q + 3q^2 \cong 13,4.$$

Полученные оценки следует рассматривать как предельные, так как они получены в предположении максимального заполнения УРК во всех ямах. Учёт взаимного влияния ям может существенно изменить энергетический спектр ямы с КП. Тем не менее, эти оценки указывают на потенциальные возможности повышения интенсивности излучения LED-гетероструктуры за счет использования в ней КЯ комбинированного профиля.

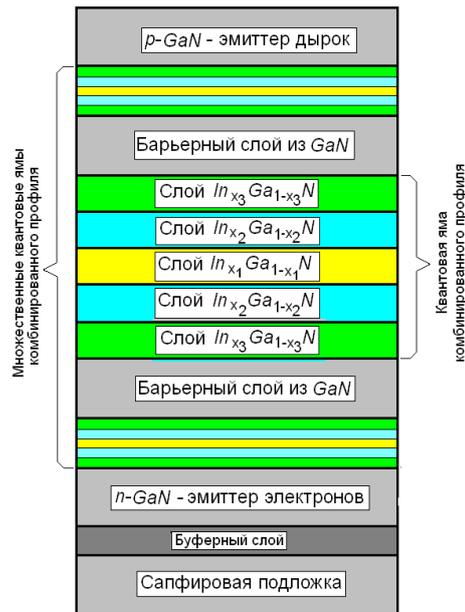


Рис. 3. Конструкция LED-гетероструктуры с КЯ КП

На рис. 3 показана конструкция LED-гетероструктуры с КЯ комбинированного профиля, активная область которой содержит множественные КЯ, полученные объединением трех КЯ разной толщины согласно описанному выше алгоритму. Комбинированный профиль получен нанесением нескольких

слоев $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}/\text{GaN}$ с образованием последовательности комбинируемых КЯ вида

$\text{In}_{x_3}\text{Ga}_{1-x_3}\text{N}/\text{In}_{x_2}\text{Ga}_{1-x_2}\text{N}/\text{In}_{x_1}\text{Ga}_{1-x_1}\text{N}/\text{n}_{x_2}\text{Ga}_{1-x_2}\text{N}/\text{In}_{x_3}\text{Ga}_{1-x_3}\text{N}$, отличающихся содержанием индия в соседних слоях: $x_1 < x_2 < x_3 > x_2 > x_1$. Изготовление квантовой ямы комбинированием нескольких ям разной толщины возможно в едином технологическом цикле молекулярно-лучевой эпитаксии путем ступенчатого изменения содержания индия в газовой среде реактора. Каждая КЯ комбинированного профиля отделена от соседних ям КП барьерным слоем из GaN.

Выводы. Предложен способ увеличения интенсивности генерируемого LED-гетероструктурой излучения за счет увеличения числа УРК в её квантовых ямах, получаемых пространственным объединением нескольких прямоугольных ям разной толщины и глубины. С ростом номера ямы её толщина увеличивается по закону геометрической прогрессии, а глубина уменьшается. Полученная таким способом квантовая яма комбинированного профиля будет обладать более плотным энергетическим спектром, чем одиночные ямы той же глубины и толщины.

Основным результатом введения комбинированного профиля КЯ является увеличение интенсивности излучения LED-гетероструктурой по сравнению со структурой с одиночными ямами прямоугольной формы. Установлено, что в зависимости от числа комбинируемых ям и соотношения их толщин, а также числа УРК это увеличение может достигать десятков раз.

Литература

1. Задорожный О.Ф., Давыдов В.Н. Уровни размерного квантования в квантовых ямах различного профиля // Матер. докл. XIV Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления», Томск, 28–30 ноября 2018 г.: в 2 ч. – Томск: В-Спектр, 2018. – Ч. 1. – С. 160–163.
2. Мартинес-Дуарт Дж.М., Мартин-Палма Р.Дж. и др. Нанотехнологии для микро- и оптоэлектроники. – М.: Техносфера, 2007. – 368 с.
3. Шуберт Ф. Светодиоды. – М.: Физматлит, 2008. – 500 с.
4. Давыдов В.Н., Задорожный О.Ф., Туев В.И., Солдаткин В.С., Виллисов А.А. Светодиодная гетероструктура с квантовыми ямами комбинированного профиля. Пат. на изобр. № 2919123050 (045023). Дата рег. 17.07.2019.
5. Davydov V.N., Zadorozhny O.F. Effect of doping on the luminescent properties of LED heterostructures with quantum wells // Russian Physics Journal. – February, 2020. – Vol. 62, No. 10.
6. Davydov V.N., Zadorozhny O.F., Karankevich O.A. Restriction of a number of levels of dimensional quantization in elements of Nanoelectronics // Russian Physics Journal. – July, 2019. – Vol. 62, № 3.

Давыдов Валерий Николаевич

Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. ЭП ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Эл. почта: dvn@fet.tusur.ru

Задорожный Олег Федорович

Аспирант каф. ЭП ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Эл. почта: Oleg9300@mail.ru

УДК 521.315.82.2

В.Н. Давыдов, О.Ф. Задорожный

Последовательно-параллельная эквивалентная схема гетероструктуры с квантовыми ямами

Составлена эквивалентная схемы гетероструктуры с квантовыми ямами. Эквивалентная схема учитывает степень заполнения УРК участвующих КЯ, емкость и сопротивление барьерного слоя, емкость и сопротивление релаксации заряда в квантовой яме, а также резистивные сопротивления предыдущих КЯ. Два сложных процесса, описывающих захват и поставки носителя, были объединены в один. Получены аналитические выражения для элементов схемы замещения, определяемые из резистивных измерений импеданса с учетом числа квантовых ям.

Ключевые слова: резистивное профилирование, квантовые ямы, гетероструктуры.

В настоящее время гетероструктуры (ГС) с квантовыми ямами (КЯ) широко используются во многих областях электронного приборостроения [1]. Однако существующие методы определения и контроля характеристик создаваемых полупроводниковых приборов на основе таких ГС не удовлетворяют растущим требованиям.

Одним из всевозможных методов анализа ГС с КЯ может выступать метод эквивалентной схемы, который реализуется посредством представления структуры в виде RC -цепи. Введение ЭС позволяет рассматривать физические свойства прибора на основе хорошо разработанной теории RC -цепей. Данный метод широко использовался при разработке приборов на основе объемных полупроводников, а также свойств гетероструктур «металл-диэлектрик-полупроводник» [1, 2]. Преимуществом метода является простота анализа сложных процессов, протекающих в полупроводнике: вместо рассмотрения сложных физических процессов протекания электронов в полупроводнике вводится эквивалентная этим процессам RC -цепь. Параметры эквивалентной цепи подбираются так, чтобы ее активные и реактивные свойства были аналогичны дисперсионным и инерционным свойствам физического объекта.

Впервые ЭС ГС с КЯ, именуемая «параллельной», предложена в работе [3]. Однако эта ЭС является упрощенной, поскольку в ней объединены процесс поставки носителей заряда к КЯ, а также их захват ямой. Более того, в данной ЭС сквозной ток (ток, не участвующий в заполнении КЯ) считался пренебрежимо малым. Также не учитывалась эмиссия носителей заряда из КЯ.

Целью данной работы является составление последовательно-параллельной ЭС гетероструктуры с КЯ, в которой указанные выше недостатки устранены корректным учётом сквозного тока, процесса захвата-эмиссии носителей заряда КЯ, приводящих к снижению КПД ГС.

Составление эквивалентной схемы

Для составления ЭС, корректно описывающей свойства гетероструктуры, используем метод последовательного разбиения ГС на отдельные области: эмиттер, барьерный слой, КЯ, барьер и т.д. Каждую из этих областей будем заменять на RC -цепь со сво-

ими параметрами элементов. Ввиду того, что дисперсионные и кинетические свойства выбранной области ГС проявляются в каждой точке этой области, корректной схемой замещения этой области является схема с параллельно соединёнными R - и C -элементами. На рис. 1 показана методика составления ЭС с множественными КЯ в количестве m штук, где в верхней части рисунка изображена топология ГС с КЯ, а в нижней – соответствующая ЭС для каждой области и для ГС в целом.

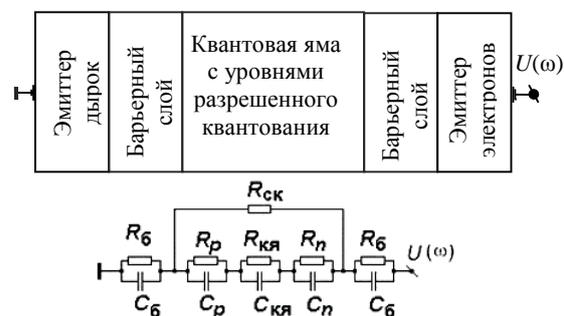


Рис. 1. Методика составления ЭС ГС с квантовой ямой

На данном рисунке в ЭС токопротекание по барьерным слоям (слои для множественных КЯ) отражено параллельной RC -цепью с геометрической ёмкостью барьерного слоя $C_б$ и дифференциальным сопротивлением $R_б$, учитывающим преодоление носителями заряда части потенциального барьера p - n -перехода, заключённого между соседними КЯ.

Процессы захвата-эмиссии носителей заряда КЯ отражены параллельными RC -цепочками с сопротивлениями $R_н$, $R_р$ и емкостями $C_н$, $C_р$ для электронов и дырок соответственно. Протекание сквозного тока через ГС без захвата электронов и дырок этого тока в КЯ в ЭС отражено сопротивлением $R_{ск}$.

На данном рисунке в ЭС ввиду очевидности и простоты не показаны две параллельные цепи (слева и справа), отражающие свойства эмиттера и коллектора. Их можно учесть добавлением в конечную ЭС ГС с КЯ двух параллельных RC -цепей с большой ёмкостью $C_с$ и малым сопротивлением $R_с$.

Распространить описанную методику составления ЭС на ГС с множественными КЯ не составляет труда. Для этого в соответствии с топологией ГС нужно увеличить число квантовых ям и барьерных слоёв.

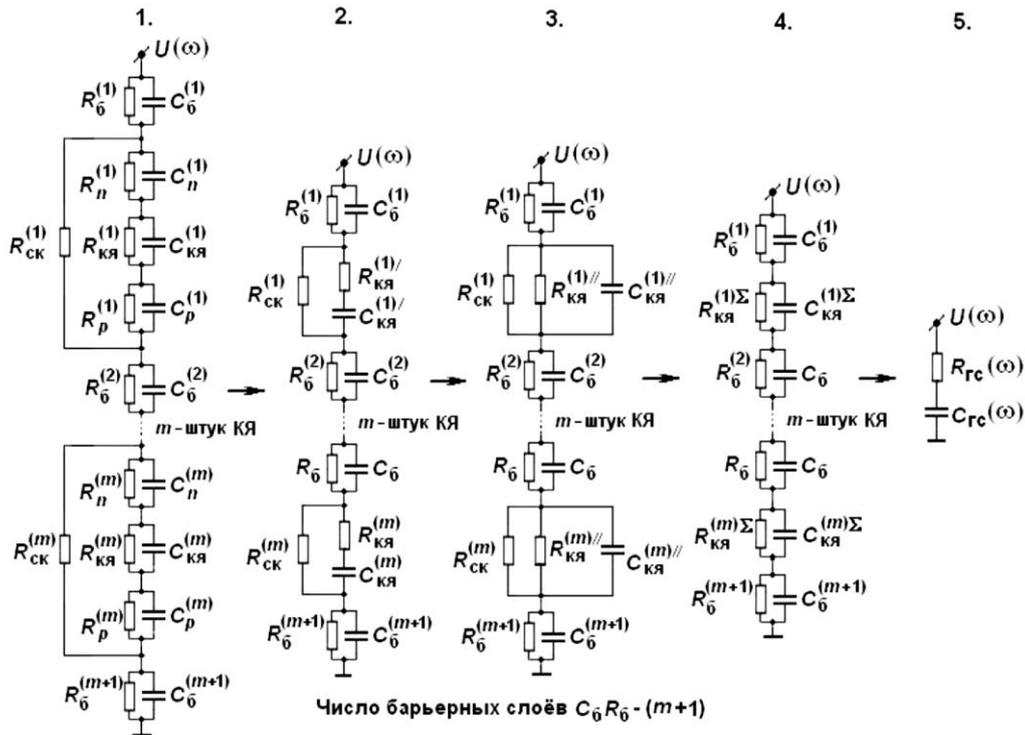


Рис. 2. Схема преобразования последовательно-параллельной ЭС в последовательную RC-цепь

Перевод ЭС в схему замещения

Конечным результатом использования ЭС для исследования свойств полупроводниковых приборов и структур является сопоставление экспериментально измеренных с помощью измерителя импеданса зависимостей элементов схемы замещения $C_{Гс}$ и $R_{Гс}$ от частоты тестового сигнала ω и напряжения смещения V с найденными из ЭС теоретическими зависимостями. Это сравнение позволяет найти времена перезарядки параллельных цепей, что эквивалентно определению кинетических параметров полупроводникового прибора. Возможно также определение резистивных и емкостных свойств прибора отдельно, а именно с параметрами КЯ и барьерного слоя ГС. По экспериментально построенным зависимостям эквивалентной емкости и сопротивления можно также оценить высоту потенциального барьера между эмиттерами носителей заряда в ГС и даже высоту барьера для каждой КЯ.

Для связи элементов, входящих в схему, с измеряемыми параметрами необходимо упростить схему до схемы замещения в виде последовательной RC-цепи, заложенной в алгоритм измерения импеданса промышленных измерителей. На рис. 2 показана последовательность действий по сведению полной ЭС для ГС с КЯ к последовательной цепочке.

В качестве первого шага по преобразованию исходной ЭС, представленной на рис. 1, производится замена всех параллельных соединений $C_{кя}$ и $R_{кя}$ для каждой из m квантовых ям в последовательные соединения $C'_{кя}$ и $R'_{кя}$. Этот переход представлен на рис. 2 как преобразование «1-2». Математически эта операция будет выглядеть следующим образом:

$$C'_{кя} = C_{кя} \frac{1 + \omega^2 \tau_{кя}^2}{\omega^2 \tau_{кя}^2}, \quad R'_{кя} = R_{кя} \frac{1}{1 + \omega^2 \tau_{кя}^2}, \quad (1)$$

где $\tau_{кя} = C_{кя} \cdot R_{кя}$. Далее заменим полученные таким способом элементы сопротивления $R'_{кя}$, R_n и R_p на одно сопротивление $R''_{кя}$ (это и последующие действия производятся для каждой из m КЯ):

$$R''_{кя} = R'_{кя} + (R_n + R_p). \quad (2)$$

Следующим действием по преобразованию ЭС (обозначено на рис. 2 как шаг «2-3») является разделение последовательно соединённых элементов $R''_{кя}$ и $C'_{кя}$ с последующей заменой их на элементы с параллельным соединением $R'''_{кя}$ и $C''_{кя}$

$$C''_{кя} = C'_{кя} \frac{1}{1 + \omega^2 \tau_{кя}^2}, \quad R'''_{кя} = R''_{кя} (1 + \omega^2 \tau_{кя}^2) / \omega^2 \tau_{кя}^2. \quad (3)$$

Заметим, что ввиду использованных замещений возникает необходимость перерасчета времени жизни $\tau'_{кя} = C'_{кя} \cdot R''_{кя}$.

Таким образом, после всех преобразований мы получаем два параллельно соединенных сопротивления $R'''_{кя}$ и $R_{ск}$, которые можно легко объединить в виде одного элемента сопротивления $R^{\Sigma}_{кя}$ (на рис. 2 этот переход обозначен как шаг «3-4»):

$$R^{\Sigma}_{кя} = \frac{R_{кя} \cdot R'''_{кя}}{R_{ск} + R'''_{кя}}. \quad (4)$$

Преобразуя участок цепи, соответствующий барьерному слою, из параллельного соединения в последовательное, получим емкость C'_0 и сопротивление R'_0 (на рис. 2 этот переход обозначен как шаг «5»).

$$C'_6 = C_6 \left(1 + \omega^2 \tau_6^2\right) / \omega^2 \tau_6^2, R'_6 = R_6 / \left(1 + \omega^2 \tau_6^2\right). \quad (5)$$

Произведя аналогичные преобразования для $R_{кя}^\Sigma$ и $C_{кя}^\Sigma$, получим

$$C_{кя}^\Sigma = C_{кя}^\Sigma \left(1 + \omega^2 \tau_{кя}^{\Sigma 2}\right) / \omega^2 \tau_{кя}^{\Sigma 2}, \quad (6)$$

$$R_{кя}^{\Sigma'} = R_{кя}^\Sigma / \left(1 + \omega^2 \tau_{кя}^{\Sigma 2}\right).$$

В результате проведенных преобразований получим ЭС, составленную из последовательно соединенных сопротивлений и емкостей, выражения для которых известны и которые могут быть заменены одним эквивалентным сопротивлением и одной эквивалентной емкостью. Учитывая то, что гетероструктура с числом КЯ, равным m , будет иметь $m + 1$ барьерных слоев, полученные выше выражения можно обобщить для случая с m штук КЯ (см. переход «4-5» на рис. 2).

Обсуждение результатов составления ЭС

Полученная эквивалентная схема позволяет оценить эквивалентные емкость и дифференциальное сопротивление, отбросив все сопротивления и ёмкости из полной ЭС с рис. 2. Так, для нахождения дифференциального сопротивления ГС с КЯ в эксперименте необходимо использовать низкие частоты тестового сигнала, где в каждой параллельной цепи реактивное сопротивление емкостей ЭС оказывается много больше дифференциального сопротивления. Тогда на низкой частоте тестового сигнала при измерении полного импеданса ГС во всех параллельных цепочках емкостью можно пренебречь, оставив только сопротивления. Следовательно, резистивные свойства ГС с КЯ можно экспериментально исследовать, проводя измерения на низких частотах. Экспериментально измеренное дифференциальное сопротивление будет описываться выражением (7):

$$R_{ГС} = (m+1)R'_6 + \sum_{j=1}^m R_{кяj}^{\Sigma'} \quad (7)$$

На высоких частотах, когда реактивное сопротивление любой емкости оказывается меньше параллельно присоединенного дифференциального сопротивления, последним можно пренебречь. Тогда ЭС будет состоять только из емкостей, соединённых между собой последовательно. Это означает, что на высокой частоте в эксперименте изменяется емкость ГС с КЯ, которая описывается выражением

$$C_{ГС}^{-1} = \sum_{j=1}^m \frac{1}{C_{кяj}^\Sigma} + \frac{m+1}{C_6}. \quad (8)$$

На промежуточных частотах измеренные частотные зависимости эквивалентной ёмкости и сопротивления ГС с КЯ будут иметь вид нескольких полочек, спад которых позволяет найти кинетические параметры электронно-дырочных процессов в ГС,

например, время захвата электронов и дырок в квантовые ямы

$$\tau_{зах} = \frac{1}{f_{ср}},$$

где частота среза $f_{ср}$ находится из условия: на частоте среза экспериментальная зависимость дифференциального сопротивления от частоты на её склоне уменьшается в два раза. Поскольку в ЭС имеется четыре различных параллельных цепей, то и полочек будет четыре. По частотам их срезов можно найти четыре времени их перезарядки. Это будут времена инерционности электронных процессов в соответствующих областях ГС с КЯ.

Выводы

Исходя из топологии ГС с КЯ и физических представлений о процессах в различных областях гетероструктуры, предложена ее последовательно-параллельная эквивалентная схема, учитывающая наличие нескольких квантовых ям, их заполнение электронами, токопротекание через барьерные слои, протекание сквозного тока через структуру.

Получены аналитические выражения для определения эквивалентной емкости и эквивалентного сопротивления схемы замещения исследуемой гетероструктуры, а также зависимость эквивалентных параметров от частоты тестового сигнала.

Показано, что измерения на низкой частоте позволяют корректно определить дисперсионные свойства исследуемого объекта, а измерения на высокой – его емкостные свойства. На промежуточных частотах измерение резистивных свойств несет информацию о кинетических свойствах ГС с КЯ, рассмотрение которой позволяет определить четыре времени релаксации в барьерном слое, инерционности захвата носителей ямой, времени излучательной рекомбинации.

Литература

1. Бонч-Бруевич В.Л., Калашников С.Г. Физика полупроводников. – М.: Наука, ГРФМЛ, 1990. – 688 с.
2. Секен К., Томпсон М. Приборы с переносом заряда. – М.: Мир. – 1978. – 327 с.
3. Давыдов В.Н., Новиков Д.А. Эквивалентная схема гетероструктуры с множественными квантовыми ямами // Изв. вузов. Физика. – 2015. – Т. 58, № 7. – С. 102–109.

Давыдов Валерий Николаевич

Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. ЭП ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Эл. почта: dvn@fet.tusur.ru

Задорожный Олег Федорович

Аспирант каф. ЭП ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Эл. почта: Oleg9300@mail.ru

УДК 521.315.82.2

В.Н. Давыдов, О.Ф. Задорожный

Резистивное профилирование как метод исследования гетероструктур с КЯ

Приводятся результаты экспериментальных исследований профилирования гетероструктур с множественными квантовыми ямами, выполненных по методу емкостного и резистивного профилирования. Показано, что профили, полученные резистивным профилированием, не уступают в информативности профилям емкостного профилирования.

Ключевые слова: резистивное профилирование, емкостное профилирование, квантовые ямы, гетероструктура.

На сегодняшний день наиболее популярными методами исследования гетероструктур являются электрофизические, из которых в свою очередь чаще всего используются методы, основанные на измерении емкостных характеристик. Это обусловлено простотой их технической реализации.

В основе таких методов лежит дифференцирование вольт-фарадной характеристики исследуемой структуры, однако объем информации, получаемый данным методом и его модификациями, ограничен ввиду того, что емкостное профилирование основано на высокочастотных измерениях, и в них не фиксируются медленные процессы, связанные со структурной перестройкой межфазных границ, перезарядкой медленных состояний, электрической активностью кластеров, полных и частичных дислокаций. По этой причине данный метод не позволяет фиксировать изменения в объекте исследования, возникающие вследствие медленно протекающих процессов [1, 2].

Для устранения данных недостатков, предлагается новая методика профилирования исследуемой гетероструктуры (ГС) через ее эквивалентное дифференциальное сопротивление, учитывающее число квантовых ям [2], – метод резистивного профилирования. Его отличительная черта – измерение эквивалентного сопротивления полупроводниковой гетероструктуры на низкой частоте (1–1000 Гц). Показано, что при этом профиль концентрации, определяемый из вольт-сименсных измерений, пропорционален дифференциалу от ВСХ [2].

Данный метод потенциально более информативен, чем метод емкостного профилирования, поскольку позволяет фиксировать медленные процессы, что позволяет выявлять медленно протекающие процессы структурного преобразования в полупроводнике и границе раздела, зарядки медленных состояний [3, 4]. Более того, метод резистивного профилирования может быть применен без измерения дифференциальной проводимости ГС, т.е. не требует дорогой измерительной техники, поскольку дифференцирование, например графическое, вольт-амперной характеристики позволяет получить экспериментально обоснованную зависимость дифференциальной проводимости от напряжения на исследуемой ГС.

Измерение вольт-сименсной характеристики

Измерение вольт-сименсной характеристики (ВСХ) ГС производилось посредством прибора «Адмиттанса Е7-20». Характеристики данной установки приведены в [5]. Частота тестового сигнала составляла 1 кГц. Установка передает данные с измерителя на персональный компьютер, который интерпретирует их посредством специальной программы. Программа дает возможность изменять параметры исследования структур и фиксировать полученные значения в автоматизированном режиме.

Экспериментальные результаты и их обработка

Измерения ВСХ светодиодных ГС InGaN/GaN фирмы «SemiLED», содержащих КЯ, проводились измерителем иммитанса Е7-20 с погрешностью $\pm 0,1\%$, на частоте тестового сигнала 1 КГц. Напряжение смещений на ГС изменялось от 0 до 3 В с шагом в 10 мВ.

Переключение цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) измерителя при определенных напряжениях смещения приводило к скачкам сопротивления на получаемой ВСХ. Поэтому для исключения случайных выбросов выходного сигнала измерителя, а также устранения случайных ошибок график полученных характеристик впоследствии был обработан в пакете Mathcad 14.

На первом этапе обработки удалены точки, соответствующие моменту переключения ЦАП измерителя: на рис. 1 представлено сравнение графиков вольт-сименсной характеристики до и после удаления точек, соответствующих моментам переключения ЦАП. Как видно из рис. 1, при удалении точек, соответствующих переключению ЦАП, график сильно искажается, значения сопротивления ГС и прикладываемого напряжения перестают совпадать.

Для нахождения недостающих значений сопротивления была использована встроенная функция интерполирования *interp*. Далее была применена встроенная функция *ksmooth* для сглаживания неровностей, возникших после интерполирования графика. Результат сглаживания приведен на рис. 2.

Полученный профиль концентрации содержит информацию о количестве квантовых ям в гетероструктуре. Полученный в результате работы профиль концентрации соответствует 5 квантовым

ямам, что хорошо согласуется с другими работами по исследованию гетероструктур [3, 4].

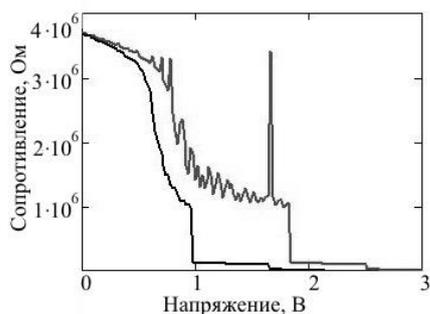


Рис. 1. ВСХ до и после удаления точек, соответствующих переключению ЦАП

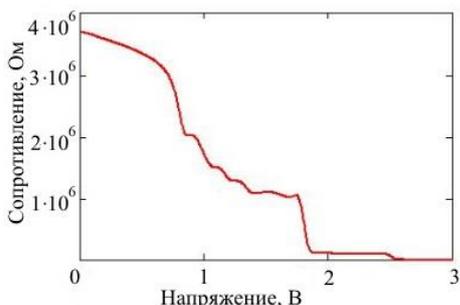


Рис. 2. ВСХ после сглаживания гауссовой функцией

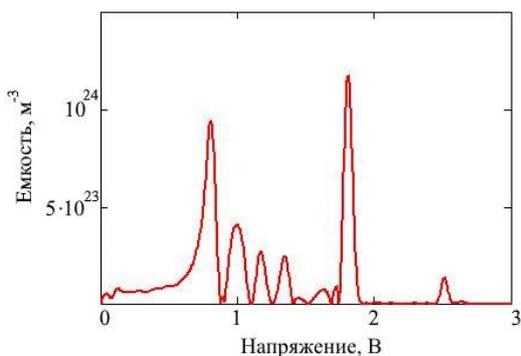


Рис. 3. Профиль концентрации исследуемой гетероструктуры, найденный из ВСХ ГС

Сравнение ВФХ и ВРХ. ВФХ и ВРХ снимались на измерителе импеданса E7-20 в области прямых смещений с шагом 10 мВ на частотах тестового сигнала 100 кГц амплитудой 40 мВ и 1 кГц соответственно. На рис. 4 представлена ВРХ образца, а на рис. 5 – графический дифференциал ВРХ, который пропорционален профилю концентрации электронов в активной области ГС. Соответственно на рис. 4 и 5 приведены ВРХ образца и графический дифференциал зависимости $1/C^2(U)$, который пропорционален профилю концентрации электронов в области $p-n$ -перехода ГС.

Смещение области падения сопротивления относительно области роста, вероятно, связано с различием тестовых частот для ВРХ и ВФХ (1 кГц и 1 МГц);

Из представленных графиков следует:

- область резкого падения сопротивления смещена относительно области резкого роста емкости, это связано, вероятно, с различием тестовых частот для ВРХ и ВФХ (1 и 100 кГц);

- на ВФХ и ВОХ образца имеются области изменения угла наклона зависимости, которые отображаются пиками на зависимостях $d(1/C^2)/dU$ и dR/dU ;

- последний пик на зависимости графического дифференциала $1/C^2(U)$ образца связан со скачкообразным изменением напряжения с ЦАП.

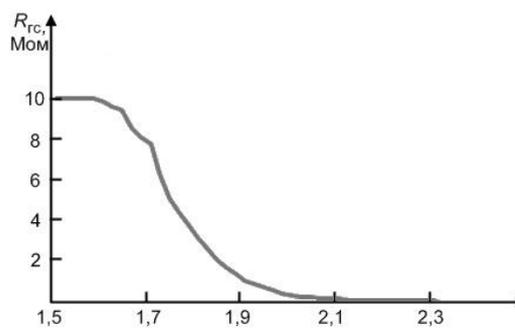


Рис. 4. ВРХ образца

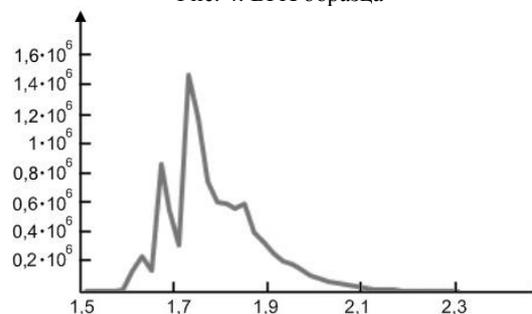


Рис. 5. Графический дифференциал ВРХ с рис. 4

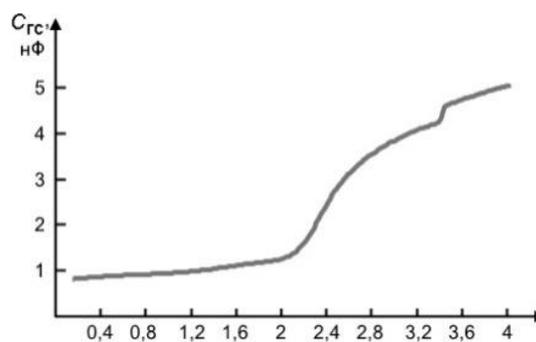


Рис. 6. ВФХ образца

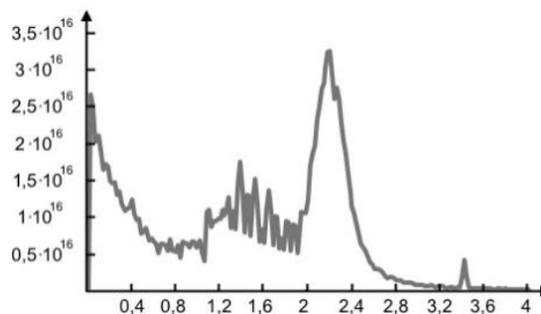


Рис. 7. Дифференциал зависимости $1/C^2(U)$

Выводы

Проведен анализ по полученным экспериментальным путем ВАХ, ВФХ и ВРХ (ВСХ) образцов гетероструктур InGaN/GaN.

Несмотря на то, что представленный профиль концентрации хорошо согласуется с результатами других исследований, следует отметить, что форма кривой ВСХ может являться следствием особенностей самого прибора (например, автоматического переключения предела измерений). Об этом также свидетельствует ВСХ, полученная из ВАХ путем дифференцирования последней в статье, изломы на которой наблюдаются лишь на очень узком диапазоне измерений (0,28–0,45 В).

С другой стороны, полученные в работе зависимости свидетельствуют о том, что метод резистивного профилирования обладает не меньшей информативностью по сравнению с емкостным методом, а также, согласно теории, обладает большим потенциалом в связи с большей чувствительностью к медленно протекающим процессам из-за проведения измерений на низкой частоте.

В заключение отметим, что в настоящее время исследования резистивных свойств (проводимости) полупроводниковых гетероструктур и приборов на их основе в литературе практически не встречаются. Причина этого видится в сложности экспериментального исследования резистивных свойств полупроводниковых объектов, а также недостаточной методологической проработкой выбора параметров измерений и обработки результатов. Ещё одной причиной слабой изученности резистивных свойств ГС является их экспоненциальная зависимость от смещения, что сужает диапазон прикладываемых напряжений и измеряемых сигналов, тогда как емкостные свойства имеют более плавную полевую зависимость.

Сопоставляя емкостные и резистивные методы исследования полупроводниковых гетероструктур,

представляется целесообразным использовать их совместно, что, с одной стороны, позволит получить большой объем информации из емкостных измерений и дополнить её информацией, получаемой из резистивных измерений. Так, при исследовании деградационных свойств, которые в значительной части связаны со структурными изменениями в активной области прибора, такое взаимодополнение видится особенно перспективным

Литература

1. Зубков В.И. Диагностика полупроводниковых наногетероструктур методами спектроскопии адмитанса ООО «Техномедиа». – СПб.: Элмор, 2007. – 220 с.
2. Давыдов В.Н., Солдаткин В.С., Каранкевич О.А. Резистивное профилирование как метод исследования гетероструктур с множественными квантовыми ямами // Междунар. конф. по фотонике и информационной оптике: сб. науч. трудов. – М.: НИЯУ МИФИ, 2018. – С. 398–399.
3. Давыдов В.Н., Новиков Д.А. Эквивалентная схема гетероструктуры с множественными квантовыми ямами // Изв. вузов. Физика. – 2015. – Т. 58, № 7. – С. 102–109.
4. Давыдов В.Н. Определение элементов эквивалентной схемы гетероструктур с множественными квантовыми ямами // Изв. вузов. Физика. – 2015. – Т. 58, № 11. – С. 127–133.
5. E7-20 измеритель иммитанса [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.priborelektro.ru/product/price/izmeriteliimmitansa-rlc-12/522.html>, свободный (дата обращения: 25.05.2020).

Давыдов Валерий Николаевич

Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. ЭП ТУСУРа
40, Ленина пр-т, г. Томск, Россия, 634050
Эл. почта: dvn@fet.tusur.ru

Задорожный Олег Федорович

Аспирант каф. ЭП ТУСУРа
40, Ленина пр-т, г. Томск, Россия, 634050
Эл. почта: Oleg9300@mail.ru

УДК 621.396.69

И.В. Лаптев, В.В. Шадрин, Ю.С. Приходько, Ю.С. Жидик

Устройство для измерения параметров балочных СВЧ-компонентов

Предложено контактирующее устройство для измерения СВЧ-параметров корпусных компонентов, показаны его достоинства и недостатки, представлены результаты измерения тестового арсенид-галлиевого СВЧ-полевого транзистора. Предложенное устройство значительно повышает скорость проведения измерений при высокой повторяемости результатов. Устройство является универсальным и подходит для любых выводных компонентов.

Ключевые слова: СВЧ, балочные СВЧ-компоненты, контактирующее устройство, вносимые потери, измерительный тракт, транзистор, метод измерения.

Измерение малосигнальных параметров приборов, работающих в СВЧ-диапазоне, является непростой задачей и требует высокоточного и совершенного измерительного оборудования. Кроме того, необходимо наличие измерительного устройства, в котором будет размещаться образец, чтобы можно было предсказуемым образом приложить электромагнитные поля и обеспечить подключение к измерительному прибору. Тип необходимого устройства будет зависеть от выбранного способа измерений. Множество факторов, таких как точность, удобство, а также вид и геометрия контактирующего устройства, являются важными при выборе наиболее подходящего метода измерения.

В данной статье предлагается оригинальное контактирующее устройство для измерений параметров выводных СВЧ-компонентов [1]. Предложенное контактирующее устройство обеспечивает удобство, высокую скорость и воспроизводимость результатов измерений. Основой работы устройства является прижим балочных выводов корпусных СВЧ-компонентов к копланарной линии передачи, выполненной на высокочастотном ламинате.

Контактирующее устройство

Основными требованиями к контактирующему устройству являются: минимальные вносимые прямые и обратные потери, а также удобство и скорость фиксации исследуемого прибора в измерительном тракте [2]. Внешний вид разработанного контактирующего устройства приведен на рис. 1.

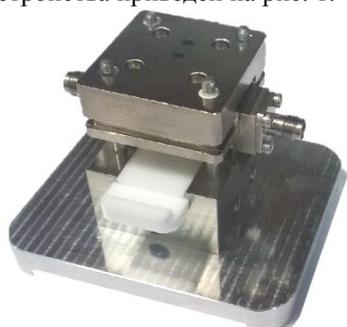


Рис. 1. Внешний вид контактирующего устройства

Устройство состоит из сменной кассеты, обеспечивающей быструю загрузку измеряемого устрой-

ства, и подвижной каретки, фиксация которой осуществляется за счет шарового упора. Прижим выводов измеряемого устройства (ИУ) к печатной плате осуществляется за счет четырех пружин сжатия, обеспечивающих постоянный по силе прижим. Проводящая линия выполнена на высокочастотном ламинате марки RO4003С, номинальное значение характеристического импеданса подводящих линий передачи (ЛП) – 50 Ом. Контакт платы с измерительным оборудованием осуществляется посредством двух коаксиально-микрополосковых переходов (рис. 2).



Рис. 2. Внешний вид разработанной платы и коаксиальных переходов

Таким образом, разработанное контактирующее устройство подходит для любых корпусов выводных СВЧ-компонентов при замене платы.

Тестовые измерения

В качестве объекта для проведения тестовых измерений балочных СВЧ-компонентов с использованием предложенного устройства был выбран арсенид-галлиевый СВЧ-полевой транзистор ЗП 398А-2 (рис. 3).

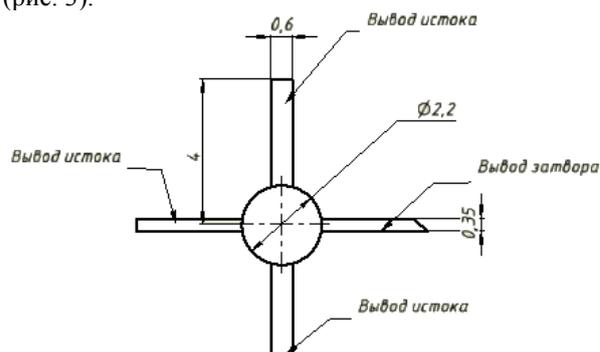


Рис. 3. Габаритный чертеж тестового транзистора ЗП 398А-2

Для удобства расположения образца была дополнительно разработана сменная кассета с пазом, повторяющим геометрию корпуса транзистора. Рабочая точка транзистора выбрана в соответствии с рекомендациями производителя (таблица) [3].

Рабочая точка тестового транзистора 3П 398А-2

$U_{си}, В$	$U_{зи}, В$	$I_c, мА$
3	-0,5	20

Для проверки повторяемости измерений с использованием разработанного контактирующего

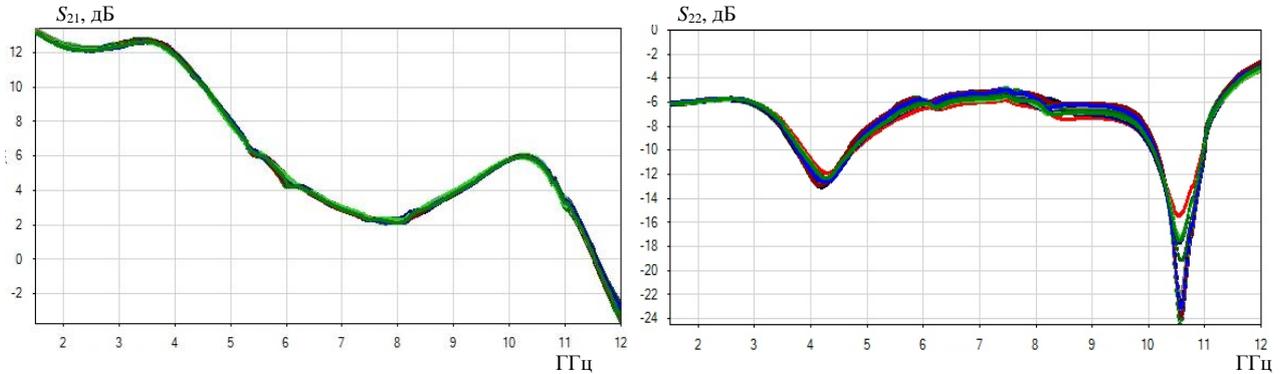


Рис. 4. Частотные зависимости S -параметров, измеренных с использованием контактирующего устройства

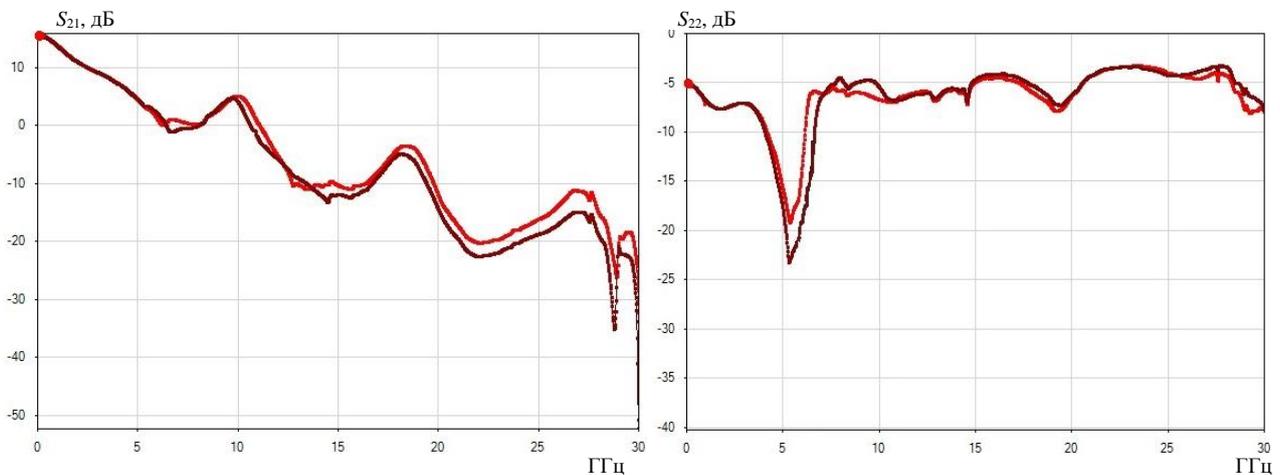


Рис. 5. Сравнение частотных зависимостей S -параметров транзистора

Как видно из рис. 5, частотные зависимости тестового транзистора, измеренные с использованием прижимного устройства и при непосредственной пайке тестового транзистора на печатной плате, не совпадают, что указывает на присутствующую погрешность измерений при использовании контактирующего устройства (см. рис. 5).

Следует учитывать, что при проводимых измерениях не принималось в расчет наличие потерь и отражений в подводящих линиях и соединительных коаксиальных переходах измерительной системы [6]. Для обеспечения начала отсчета параметров в месте подключения компонента выполняется автоматическое исключение подводящих линий, т.е. осуществляется перенос плоскости калибровки с плоскости коаксиальных разъемов (А) к плоскости контактных площадок компонента (В) (рис. 6) [7].

устройства было проведено несколько циклов измерений S -параметров одного транзистора (рис. 4).

Как видно из рис. 4 все измеренные зависимости укладываются на одну кривую, среднее отклонение составило: для S_{21} – 0,1 дБ, для S_{22} – 0,25 дБ. Рабочая частота разработанного контактирующего устройства не менее 12 ГГц [4].

С целью выявления ошибки, вносимой прижимным устройством, были проведены контрольные измерения S -параметров тестового транзистора, припаянного к печатной плате.

Сравнение полученных характеристик приведено на рис. 5 [5].

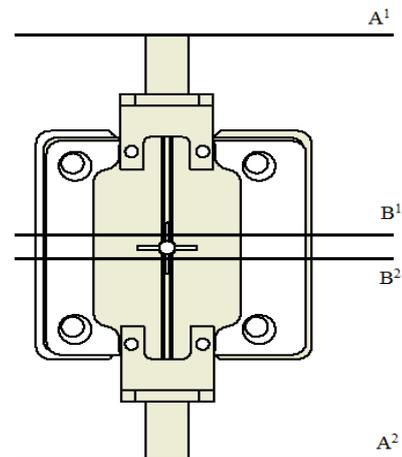


Рис. 6. Расположение подводящих линий и коаксиальных переходов измерительной системы

Работа описываемого алгоритма основана на методе TRL. В настоящем алгоритме оснастка принимается одинаковой при измерении параметров всех мер и измеряемых устройств и соответственно описывается одинаковыми искажающими четырехполосниками. Минимальный набор мер импеданса

для неё – это перемычка (Thru), отражение (Reflect: короткое замыкание или холостой ход) и линия передачи (Line) [8].

На рис. 7 для сравнения представлены измеренные зависимости S -параметров от частоты с проведенной калибровкой и без нее.

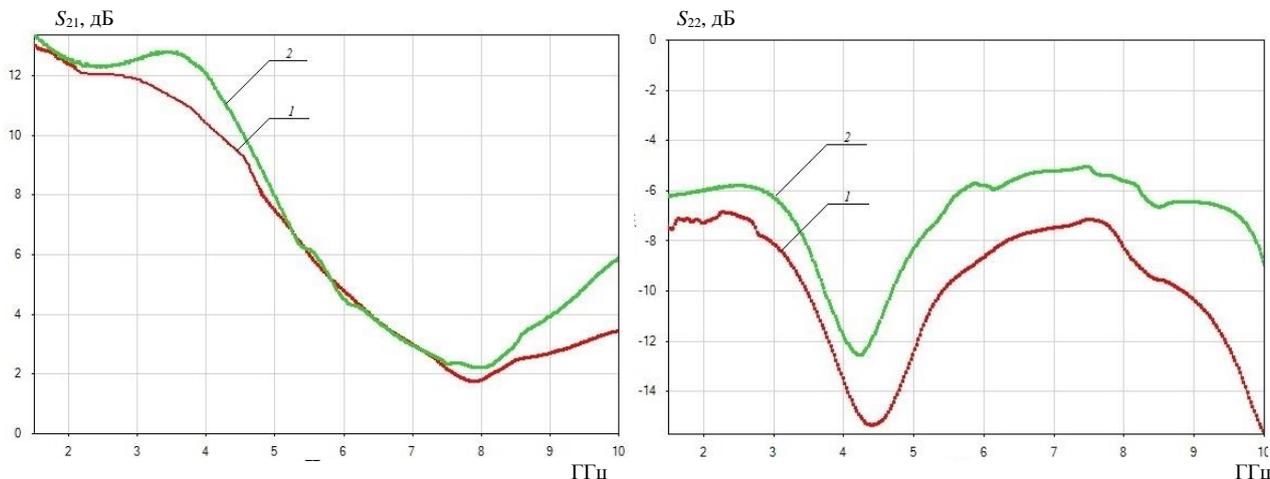


Рис. 7. Частотные зависимости S -параметров: 1 – без коррекции плоскости измерения, 2 – калибровка методом TRL

Как видно из рис. 7, система калибровки повышает точность измерения обратных потерь, это позволяет учесть отражение, возникающее в измерительной системе, при этом значения модуля коэффициента передачи отличается несущественно.

Заключение

Разработанное контактирующее устройство обеспечивает устойчивый, постоянный контакт с исследуемым устройством и позволяет проводить измерение балочных корпусных СВЧ-устройств до частоты 12 ГГц, что полностью покрывает рабочий диапазон устройств данного типа.

Устройство является универсальным, так как позволяет проводить измерения любых балочных СВЧ-компонентов.

Предложенный метод обеспечивает повторяемость измерений с точностью не менее 0,2 дБ, что позволяет использовать его для входного контроля параметров СВЧ-компонентов на производстве, в том числе и без дополнительной калибровки измерительной системы.

Работа выполнена коллективом научной лаборатории интегральной оптики и радиофотоники при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ в рамках соглашения № 075-03-2020-237/1 от 05 марта 2020 г. (внутренний номер проекта FEWM-2020-0040). Экспериментальные результаты получены с использованием оборудования ЦКП «Импульс» (регистрационный номер 200568).

Литература

1. Иовдальский В.А. Применение выводных рамок балочных выводов полупроводниковых приборов для улучшения характеристик ГИС СВЧ / В.А. Иовдальский, В.Г. Виноградов, Ю.И. Молдованов, В.Г. Моргунов //

Электронная техника. Сер. 1: СВЧ-техника. – 2005. – № 2 (486). – С 27–33.

2. Кудрявцев А.М. Интеллектуальные информационно-измерительные системы ВЧ- и СВЧ-диапазона / А.М. Кудрявцев, С.М. Никулин. – Н. Новгород: Нижегородский гос. техн. ун-т, 2006. – 198 с.

3. Полевые СВЧ-транзисторы [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.argall.ru/priemka_5.html, свободный (дата обращения: 14.09.2020).

4. Дансмор Джозель П. Измерения параметров СВЧ-устройств с использованием передовых методик векторного анализатора цепей: настольная книга инженера – М.: Техносфера, 2019. – 735 с.

5. Программа анализа и обработки СВЧ-измерений DataViewer [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://50ohm.tech/ru/dataviewer>, свободный (дата обращения: 10.09.2020).

6. Kim J.Y. A «Thru-Short-Open» De-embedding Method for Accurate On-Wafer RF Measurements of Nano-Scale MOSFETs / J.Y. Kim, M.K. Choi, S. Lee // Journal of Semiconductor Technology and Science. – 2012. – Vol. 12. – P. 53–58.

7. Cho H. A three-step method for the de-embedding of high-frequency S-parameter measurements / H. Cho, D.E. Burk // IEEE Transactions on Electron Devices. – 1991. – Vol. 38. – P. 1371–1375.

8. Добуш И.М. Исследование методов деэмбеддинга «Open», «Open-Short», «Open-Short-Thru» для зондовых измерений параметров рассеяния элементов СВЧ-монолитных интегральных схем // Доклады ТУСУР. – 2014. – № 4 (34). – С. 138–145.

Лаптев Илья Вадимович

М.н.с. лаб. интегральной оптики и радиофотоники Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Эл. почта: ilya.laptev997@mail.ru

Шадрин Владимир Витальевич

Магистрант каф. физической электроники (ФЭ) ТУСУРа
Вершинина ул., д. 74, г. Томск, Россия, 634034
Эл. почта: shadrin_vv@niipr.ru

Приходько Юлия Сергеевна

Магистрант каф. ФЭ ТУСУРа
Вершинина ул., д. 74, г. Томск, Россия, 634034
Эл. почта: prihodko.js@mail.ru

Жидик Юрий Сергеевич

Н.с. лаб. интегральной оптики и радиофотоники ТУСУРа
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Н.с. лаб. радиофотоники Института оптики атмосферы
им. В.Е. Зуева СО РАН
Академика Зуева пл., 1, г. Томск, Россия, 634055
Тел.: +7-952-160-55-36
Эл. почта: zhidikyur@mail.ru

УДК 771.534.5

С.А. Санько, Д.Д. Каримбаев, Ю.С. Жидик

Исследование спектральной чувствительности гетероструктурного фотодиода на основе GaAs

Приведены результаты разработки авторами гетероструктурного фотодиода на основе GaAs и измерения его рабочих параметров. Особое внимание уделяется специально разработанной методике измерения чувствительности фотодиода. Показано, что максимальная чувствительность разработанного фотодиода наблюдается в диапазоне длин волн 850–865 нм и составляет 1,6–1,7 А/Вт.

Ключевые слова: гетероструктурный фотодиод, спектральная чувствительность, метод измерения чувствительности фотодиода.

Одними из широко востребованных оптоэлектронных приборов являются гетероструктурные фотодиоды, применяемые в различных областях науки и техники. Это обусловлено их высокой чувствительностью в видимой, ультрафиолетовой и инфракрасной областях спектра. Фотодиоды обладают возможностью работы при небольшом напряжении и малом токе, имеют слабые шумы, большой срок службы, а также простую схему применения. В вычислительной технике фотодиоды используют в устройствах ввода и вывода информации. Широкое применение фотодиоды находят в военной технике, в регистрирующих и измерительных приборах фотометрии, в киноаппаратуре и фототелеграфии. В последние годы фотодиоды стали применять для автоматизации производственных процессов. Широкое применение фотодиодов должны найти в быстро развивающейся оптоэлектронике [1].

Фотодиод представляет собой полупроводниковый диод, обратный ток которого зависит от его освещенности. Фотодиод сконструирован таким образом, чтобы его активная структура была способна воспринимать оптическое излучение. Основным элементом фотодиода является $p-n$ -переход. При его освещении происходит генерация электронно-дырочных пар вблизи потенциального барьера на расстоянии меньше, чем диффузионная длина, и разделение этих носителей в области объемного заряда. Таким образом, фотодиод является прибором с нелинейной вольт-амперной характеристикой (ВАХ). Причем в рабочем интервале обратных напряжений значение обратного тока освещенного фотодиода слабо зависит от приложенного напряжения [2, 3].

Для изготовления фотодиодов сегодня используется широкий спектр полупроводниковых материалов, благодаря чему возможно получать фотодиоды с различной чувствительностью во всех участках спектра – от ультрафиолетового до далекого инфракрасного. Спектральный диапазон чувствительности фотодиодов на основе различных полупроводниковых материалов, которые используются для изготовления фотодиодов, приведены на рис. 1.

Из рис. 1 видно, что для разных диапазонов длин волн используются различные материалы, позволяющие обеспечить лучшие характеристики приборов в требуемом спектральном диапазоне.

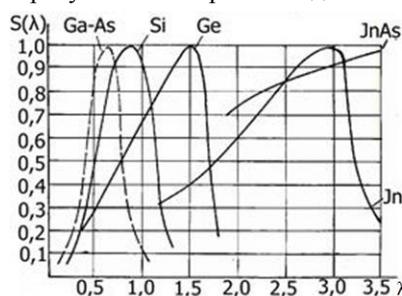


Рис. 1. Спектральный диапазон чувствительности фотодиодов на основе различных полупроводниковых материалов

Большинство основных параметров фотодиода определяется материалом, из которого он изготовлен. Среди параметров фотодиода, определяемых материалом, одним из наиболее важных является *квантовая эффективность*. Она представляет собой число генерированных электронно-дырочных пар, отнесенных к числу падающих фотонов.

Квантовую эффективность определяет *коэффициент поглощения материала*, который зависит от длины волны падающего излучения и материала фотодиода.

Одним из наиболее важных параметров фотодиода является такой параметр, как *чувствительность*, которая напрямую зависит от квантовой эффективности. Под чувствительностью принято понимать отношение изменения электрического сигнала на его выходе к падающему потоку излучения.

Целью данной работы является описание разработанного и изготовленного авторами гетероструктурного фотодиода, а также исследование его спектральной чувствительности.

При выполнении работы перед коллективом была поставлена задача разработать фотодиод на основе материалов A^3B^5 спараметрами, указанными в табл. 1.

Таблица 1

Параметры разрабатываемого фотодиода

Длина волны излучения λ_d , мкм	Макс. темновой ток при $U_{обр}=10$ В, нА	Емкость кристалла при $U_{обр}=10$ В и $f_{изм}=1$ МГц, пФ	Напряжение пробоя, В	Время нарастания, нс	Чувствительность, А/Вт
0,65–0,89	≤ 5	< 20	> 20	≤ 10	$> 0,3$

По совокупности перечисленных параметров наиболее приемлемым материалом для изготовления фотодиода является арсенид галлия. Для достижения необходимых параметров была разработана структура фотодиода, представленная в табл. 2.

Таблица 2

Паспорт разработанной структуры фотодиода

Материал слоя	Концентрация слоя, см ⁻³	Толщина слоя, мкм
Подложка GaAs(<i>n</i> -тип)	1·10 ¹⁸	200
Буферный слой (<i>n</i> ⁺ -тип)	1·10 ¹⁸	3
Обкладочный слой (<i>n</i> ⁺ -тип)	8·10 ¹⁷	2
Обедненный <i>i</i> -слой (<i>v</i> -тип)	2·10 ¹⁴	10
Обкладочный слой (<i>p</i> ⁺ -тип)	1·10 ¹⁸	0,1
Широкозонный слой (<i>p</i> ⁺ -тип)	2·10 ¹⁸	3
Контактный слой <i>p</i> ⁺ -слой	1·10 ¹⁸	0,5

Для разработанной эпитаксиальной структуры был создан технологический маршрут изготовления фотодиодных кристаллов, в результате выполнения которого получен кристалл фотодиода, представленный на рис. 2.

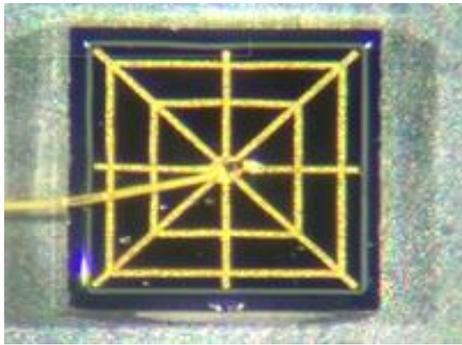


Рис. 2. Изготовленный кристалл фотодиода

При исследовании характеристик изготовленного кристалла фотодиода возникла необходимость в разработке методики измерения его спектральной чувствительности. В основу разрабатываемой методики положен принцип распространения оптического излучения в пространстве.

Согласно законам оптики, мощность излучения (P_e) уменьшается обратно пропорционально квадрату расстояния (r^2) от источника излучения.

Для проведения данного измерения необходимо измерить мощность светодиода, угол распространения его излучения и длину волны этого излучения, все измерения необходимо проводить при неизменном токе светодиода.

Распространение излучения в пространстве показано на рис. 3.

Поскольку мощность оптического излучения, от точечного источника распространяясь в пространстве, образует конус, площадь основания этого конуса определяется углом α и расстоянием r , то энергетическая освещенность основания составит

$$E_e = P_e \cdot \frac{1}{\pi R^2}.$$

При этом радиус R определяется как:

$$R = r \cdot \tan(\alpha).$$

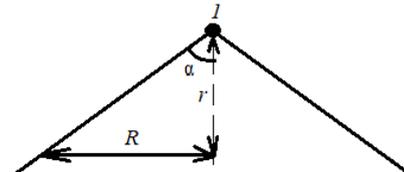


Рис. 3. Схема распространения оптического излучения в пространстве: I – светодиод как точечный источник излучения; α – угол распространения излучения от источника света; R – радиус основания конуса, на который падает оптическая мощность; r – расстояние между фотодиодом и светодиодом

Выразив энергетическую освещенность основания конуса через расстояние r , получим

$$E_e = P_e \cdot \frac{1}{\pi r^2 \tan(\alpha)^2}.$$

В формуле присутствует безразмерная составляющая, которую обозначим k_α

$$k_\alpha = \pi \cdot \tan(\alpha)^2.$$

Тогда энергетическую освещенность определяем как

$$E_e = P_e \cdot \frac{1}{k_\alpha \cdot r^2}.$$

В случае, когда r , величина переменной энергетической освещенности, определяется как

$$E_e(r) = P_e \cdot \frac{1}{k_\alpha \cdot r^2},$$

тогда мощность излучения, которая падает на фотодиод, определяется по формуле

$$P_{e\phi}(r) = P_e \cdot \frac{1}{k_\alpha \cdot r^2} \cdot A_{\phi\text{д}}.$$

Поскольку фототок I_ϕ , возникающий в фотодиоде под воздействием оптического излучения P_e , будет определяться мощностью излучения поглощенной фотодиодом $P_{e\phi}$ и чувствительностью фотодиода S_ϕ как

$$I_\phi = P_e \cdot S_\phi,$$

то зависимость фототока от расстояния между фотодиодом и светодиодом $I_\phi(r)$ можно найти, если подставить вместо $P_{e\phi}$ зависимость $P_{e\phi}(r)$:

$$I_\phi(r) = P_{e\phi}(r) \cdot S_\phi = \frac{P_e}{k_\alpha \cdot r^2} \cdot A_{\phi\text{д}} = \left(\frac{P_e \cdot A_{\phi\text{д}} \cdot S_\phi}{k_\alpha} \right) \cdot \frac{1}{r^2}.$$

Если построить зависимость фототока от обратного квадрата расстояния, то получим прямую, угол наклона которой характеризует

$$\tan(\text{накл}) = \frac{\Delta I_\phi(r)}{\Delta \frac{1}{r^2}} = \frac{P_e \cdot A_{\phi\text{д}} \cdot S_\phi}{k_\alpha}.$$

Тогда чувствительность фотодиода можно определить как:

$$S_\phi = \frac{\tan(\text{накл}) \cdot k_\alpha}{P_e \cdot A_{\phi\text{д}}}.$$

Для измерения зависимости фототока от расстояния между источником и приемником излучения исследования была собрана установка, схема которой приведена на рис. 4.

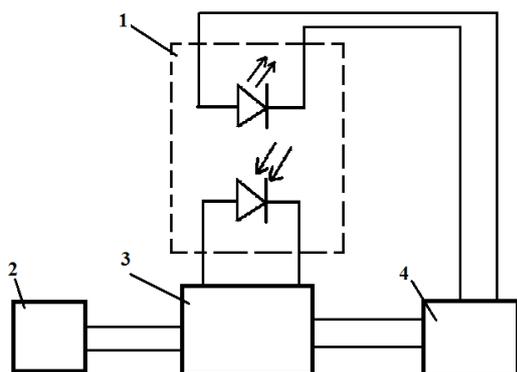


Рис. 4. Схема установки для проведения измерений зависимости чувствительности фотодиода от расстояния до излучателя: 1 – прибор для изменения расстояния между излучателем и фотоприемником; 2 – цифровой мультиметр; 3 – коммутатор; 4 – блок питания

Поскольку известно, что мощность света источника излучения, распространяющаяся в пространстве, обратно пропорциональна квадрату рас-

стояния до него (закон обратных квадратов), следовательно, зная мощность источника излучения и расстояние до источника излучения, можно определить мощность на заданном расстоянии. В нашем распоряжении имеются монохроматические источники излучения (светодиоды), оптические параметры которых возможно измерить [4, 5].

В качестве измеряемых оптических параметров выступали мощность излучения светодиодов при заданном токе и длина волны излучения светодиода, а также угол распространения излучения. Данное измерение было выполнено на калиброванном измерительном оборудовании. Для измерения мощности излучения использовался измерительный комплекс IS-2 (далее – комплекс), предназначенный для измерения светового потока, спектральной плотности потока излучения, координат цветности, коррелированной цветовой температуры различных источников света. Комплекс состоит из спектрометра CAS-120-151, фотометрического шара ISP500-100, персонального компьютера.

Таким образом, были подготовлены 8 светодиодов с различной длиной волны, у которых были измерены их оптические параметры. Измеренные параметры светодиодов представлены в табл. 3.

Таблица 3

Параметры светодиодов для проведения измерений на спектральную чувствительность тестовых фотодиодов

№светодиода	Длина волны, нм	Ток светодиода, мА	Мощность излучения при заданном токе, мВт
1	875	50	18
2	863	50	41
3	750	50	25
4	695	50	39
5	620	50	37
6	592	50	16
7	523	50	38
8	457	50	87

После чего было проведено измерение зависимости фототока от расстояния между фотодиодом и светодиодом (рис. 5) и выполнен расчет чувствительности фотодиодов согласно разработанной методике.

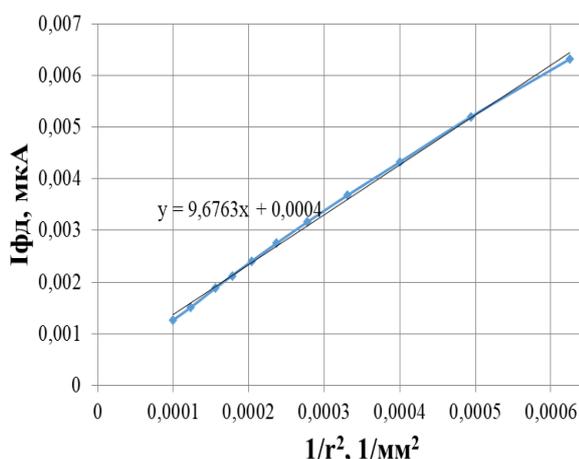


Рис. 5. Зависимость фототока от обратного квадрата расстояния (1/r²) между фотодиодом и светодиодом на длине волны 863 нм

Следовательно, можно определить чувствительность фотодиода к данной длине волны

$$S_{\phi} = \frac{9,47 \text{ А} \cdot \text{мм}^2 \cdot 9,42}{41 \text{ мВт} \cdot 1,254 \text{ мм}^2} = 1,7 \text{ А/Вт}.$$

Аналогичным образом выполнено исследование на всех 8 длинах волн. Результат измерений и расчетов представлен в табл. 4.

Таблица 4

Результаты расчета чувствительности фотодиодов на разных длинах волн

Длина волны, нм	Тангенс угла наклона	Чувствительность ФД, А/Вт
875	2 900	1,2
863	9 670	1,7
750	4 340	1,3
695	4 650	0,9
620	1 270	0,24
592	476	0,22
523	832	0,16
457	1 331	0,10

Для проверки достоверности полученных результатов была измерена относительная спектраль-

ная чувствительность фотодиода на специализированной установке и построена соответствующая зависимость (рис. 6). Рассчитанные значения чувствительности приведены к относительному значению и отмечены на данной зависимости.

Из рис. 6 видно, что точки ложатся на зависимость, следовательно, методика измерения чувствительности фотодиода к оптическому излучению с разной длиной волны путем измерения зависимости чувствительности фотодиода от расстояния между излучателем и фотоприемником позволяет получить достоверные результаты измерения.

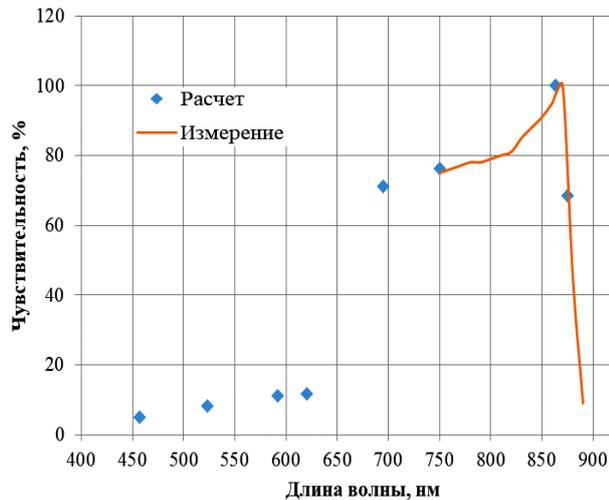


Рис. 6. Спектральная чувствительность ИК-фотодиода в процентах

Однако для большей точности результата измерения необходимо иметь большее число светодиодов с разной длиной волны для более подробного измерения спектральной чувствительности.

Заключение

Таким образом, в ходе выполнения данной работы коллективом авторов, согласно требованиям технического задания, был разработан фотодиод с заданными параметрами. Специально для измерения чувствительности экспериментального фотодиода была разработана методика, основанная на принципе распространения оптического излучения в пространстве, достоверность которой была в последующем проверена на специализированном оборудовании. Из результатов измерений определена максимальная чувствительность фотодиода, находящаяся в диапазоне длин волн 850–865 нм и составляющая 1,6–1,7 А/Вт. Полученный результат значительно

превышает требуемое техническим заданием значение 0,3 А/Вт.

Работа выполнена по проекту фундаментальных исследований РАН № 0293-2019-0006, в частности, исследования параметров фотодиодов при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-29-11037. Экспериментальные результаты получены сотрудниками лаборатории ЛИОР 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. Торшина И.П., Якушенков Ю.Г. Выбор приемника излучения при проектировании оптико-электронного прибора: учеб. пособие. – М.: Изд-во МИИГАиК, 2017. – 58 с.
2. Формозов Б.Н. Аэрокосмические фотоприемные устройства в видимом и инфракрасном диапазонах: учеб. пособие. – СПб.: СПбГУАП, 2002. – 120 с.
3. Зи С. Физика полупроводниковых приборов: в 2 кн. Кн. 1 / пер. с англ. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Мир, 1984. – 456 с.
4. Photodiodes ensitivity measurement methodology using low light intensity for optically reconfigurable gate arrays [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.mnipi.ru/products.php?group=6&device=0> (дата обращения: 28.04.2020).
5. Жидик Ю.С. Расчет теплоотводящего и несущего покрытия при изготовлении светодиодов / Ю.С. Жидик, П.Е. Троян, Д.Д. Каримбаев // Доклады ТУСУР. – 2011. – № 2(24), ч. 2. – С. 73–76.

Санько Сергей Александрович

Аспирант каф. физической электроники
Томского государственного университета
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-906-959-13-77
Эл. почта: sanko1996@yandex.ru

Каримбаев Дамир Джамалетдинович

Нач. лаб. № 2 АО «НИИПП» г. Томск, Россия, 634055
Эл. почта: karimbdd@mail.ru

Жидик Юрий Сергеевич

Н.с. лаб. интегральной оптики и радиофоники ТУСУРа,
н.с. лаб. радиофоники Института оптики атмосферы
им. В.Е. Зуева СО РАН
Академика Зуева пл., 1, г. Томск, Россия, 634055
Тел.: +7-952-160-55-36
Эл. почта: zhidikyur@mail.ru

УДК 621.382.032.21

А.И. Казимиров, И.В. Кулинич, А.А. Согомоянц, П.Е. Троян

Свойства тонких пленок силицида вольфрама, сформированных методом магнетронного распыления композиционной мишени

Исследовалось влияние параметров процесса магнетронного распыления композитной мишени дисилицида вольфрама в среде рабочего инертного газа – аргона на свойства тонких пленок, осаждаемых на подложки из полупроводящего арсенида галлия. Было установлено, что использование импульсного режима распыления позволяет формировать пленки с минимальным значением удельного сопротивления и напряженностью.

Ключевые слова: магнетронное распыление, силицид вольфрама, параметры процесса, удельное сопротивление, напряженность.

Дисилицид вольфрама – неорганическое соединение металла вольфрама и кремния (WSi_2). На сегодняшний день пленки силицида вольфрама широко используются в микроэлектронной промышленности благодаря своим физико-химическим свойствам: высокой проводимости металлического характера, высокой температурной стабильности, высокой устойчивости к электромиграции; высокой стабильности в окислительных средах, хорошей адгезии к другим материалам, возможности травления в плазме [1–4].

В кремниевой микроэлектронике пленки силицида вольфрама заменили используемые ранее вольфрамовые пленки и используются в качестве барьерного слоя между кремнием и другими металлами, а также для защиты от окисления нижележащих слоёв.

Известны пять способов формирования пленок силицида вольфрама [5]:

- 1) напыление вольфрама на кремний с последующим высокотемпературным отжигом;
- 2) одновременное перекрестное термическое напыление кремния и вольфрама;
- 3) магнетронное распыление композитной мишени WSi_2 ;
- 4) одновременное перекрестное магнетронное распыление мишеней W и Si;
- 5) химическое осаждение из газовой фазы.

В данной работе исследовались свойства пленок силицида вольфрама, сформированных магнетронным распылением мишени WSi_2 в атмосфере аргона (Ar).

Методика эксперимента

Осаждение пленок силицида вольфрама (WSi) осуществлялось с использованием круговой системы магнетронного распыления TORUS® фирмы Kurt J. Lesker. Диаметр мишени WSi_2 составлял 10 см, а её чистота – 99,95%. В качестве рабочего газа использовался Ar чистотой 99,999%.

Экспериментальными образцами служили структуры, сформированные посредством осаждения пленок WSi на подложку из полупроводящего арсенида галлия (*i*-GaAs) через окна двухслойной фоторезистивной маски в виде меандра с площадками на обоих концах (рис. 1).

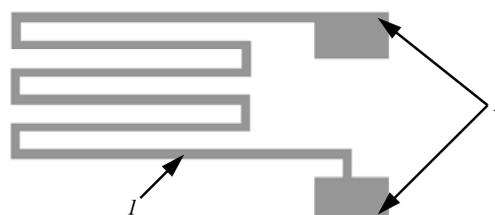


Рис. 1. Тестовая структура на основе пленки WSi :
1 – тело тестовой структуры;
2 – контактные площадки для зондов

Для осаждения пленок подложка закреплялась в статичном держателе строго горизонтально и параллельно плоскости мишени магнетрона на расстоянии 20 см от ее поверхности (рис. 2).

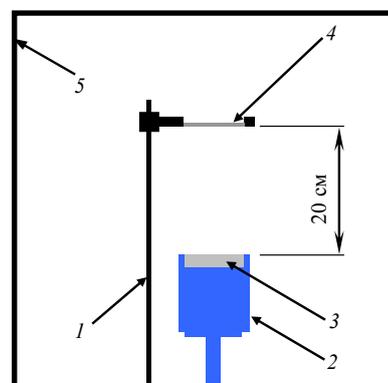


Рис. 2. Схема экспериментальной установки:
1 – статичный держатель; 2 – магнетрон; 3 – мишень WSi_2 ; 4 – подложка; 5 – стенки вакуумной камеры

Откачка воздуха из вакуумной камеры осуществлялась безмасляным спиральным форвакуумным насосом и высоковакуумным криопанельным насосом до остаточного давления $(3-4) \cdot 10^{-7}$ мбар.

В первой серии эксперимента было создано четыре экспериментальных образца. Параметры процессов магнетронного распыления, при которых наносились все образцы, представлены в табл. 1.

Затем для всех образцов одновременно выполнялась операция удаления двухслойной фоторезистивной маски и WSi , напыленного на её поверхность. Пленка WSi , напыленная на поверхность GaAs, оставалась.

Таблица 1

Параметры процессов магнетронного распыления, при которых формировались экспериментальные образцы

№ обр.	Режим нанесения	Ток разряда, А	Поток Ar, см ³ /мин	Давление процесса, мбар
1	ПТ*	1,0	50	$1,8 \cdot 10^{-3}$
2	ПТ	0,3	50	$1,8 \cdot 10^{-3}$
3	ПТ	1,0	10	$4,4 \cdot 10^{-4}$
4	ИР**	1,0	50	$1,8 \cdot 10^{-3}$

* – постоянный ток;

** – импульсный режим: частота следования импульсов $f = 50$ кГц, коэффициент заполнения $T = 50\%$.

После этого измерялось удельное электрическое сопротивление (ρ) части структур на всех образцах. Далее все образцы отжигались в атмосфере воздуха при температуре 250 °С в течение времени 5, 10 и 20 мин. После каждого отжига также измерялось сопротивление структур.

Во второй серии эксперимента качественно оценивались внутренние механические напряжения, формируемые в пленках WSi при их осаждении на GaAs-подложку с двухслойной фоторезистивной маской в виде меандра с площадками. Для этого были созданы два образца, параметры нанесения которых соответствовали тем, при которых наносились образцы № 1 и 4 из первой серии эксперимента. Толщины пленок WSi на каждом образце составляли 100 нм. Далее оба образца одновременно погружались в стакан с диметилформамидом (ДМФА), нагретым до 100 °С, на 1 мин. При этом происходило частичное растворение двухслойной фоторезистивной маски, находящейся под пленками WSi. Затем оба образца извлекались из стакана с ДМФА и их поверхность исследовалась методом оптической микроскопии.

Результаты эксперимента

Значения скоростей нанесения пленок WSi на все образцы и результаты измерений их удельных сопротивлений сразу после напыления (ρ_0) представлены в табл. 2.

Таблица 2

Режимы, скорости осаждений и значения удельных сопротивлений нанесенных пленок WSi

№ обр.	Режим нанесения	Скорость нанесения, А°/с	Удельное сопротивление, мкОм·см
1	ПТ	8,0	624
2	ПТ	2,4	620
3	ПТ	8,8	836
4	ИР	4,8	584

Видно, что минимальное значение удельного сопротивления имеет образец № 4.

Зависимость относительного изменения удельного сопротивления (ρ/ρ_0) образцов от времени их отжига в атмосфере воздуха при температуре $T = 250$ °С в течение времени 5, 10 и 20 мин представлена на рис. 3.

Температурные зависимости удельного сопротивления пленок WSi, представленные на рис. 3, идентичны тем, что были опубликованы в работах [6–9], посвященных исследованию электрических

параметров и внутренних механических напряжений в пленках силицидов, полученных методами газофазного химического осаждения и магнетронного распыления.

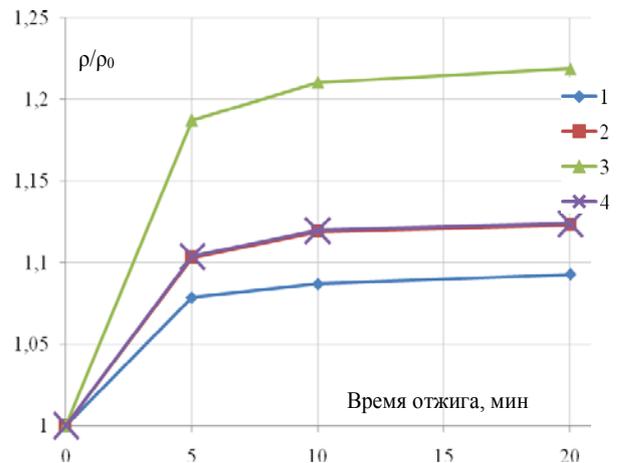


Рис. 3. Зависимость относительного изменения удельного сопротивления образцов от времени отжига при температуре $T = 250$ °С

Данные, представленные на рис. 3, свидетельствуют о том, что изменение удельного сопротивления всех образцов носит одинаковый характер: рост в течение первых 5 мин, а в интервале времени от 5 до 20 мин сопротивление остается практически неизменным. Также видно, что максимальное изменение удельного сопротивления имеет образец № 3, а минимальное – образец № 1.

Так как минимальное значение удельного сопротивления имеет образец № 4 (пленка WSi наносилась в импульсном режиме), а минимальное изменение удельного сопротивления во время отжига продемонстрировал образец № 1 (пленка WSi наносилась в режиме постоянного тока), то во второй серии эксперимента исследовались эти образцы.

На рис. 4 представлено изображение вида сверху двухслойной фоторезистивной маски на поверхности GaAs до нанесения на нее пленки WSi. Изображение было получено с помощью оптического микроскопа при увеличении в 50 раз.

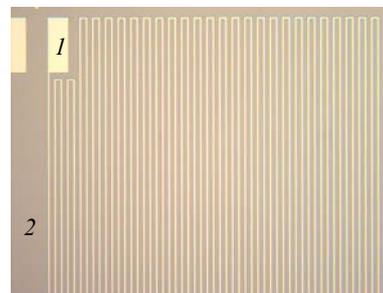


Рис. 4. Фотография двухслойной фоторезистивной маски на поверхности GaAs: 1 – поверхность GaAs; 2 – поверхность двухслойной фоторезистивной маски

На рис. 5 представлены фотографии образцов после нанесения пленок WSi в режиме постоянного тока и в импульсном режиме.

Видно, что после нанесения пленок морфология обоих образцов выглядит одинаково и гладко.

На рис. 6 представлены изображения образцов после их выдержки в течение 1 мин в стакане с ДМФА, нагретым до 100 °С.

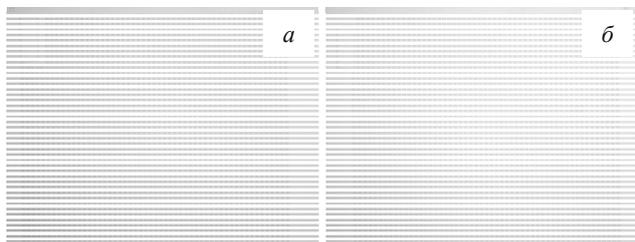


Рис. 5. Фотографии вида сверху образцов после нанесения пленок WSi в режиме постоянного тока (а) и в импульсном режиме (б)

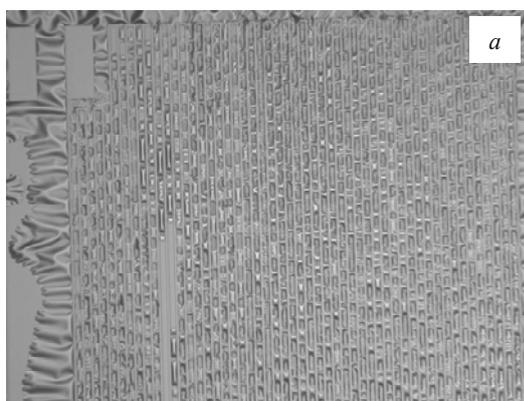


Рис. 6. Фотографии вида сверху образцов с пленками WSi, нанесенными в режиме постоянного тока (а) и в импульсном режиме (б), после выдержки в стакане с ДМФА, нагретым до 100 °С, в течение 1 мин

Известно, что ДМФА является растворителем для всех резистов, используемых в микроэлектронной промышленности. Таким образом, во время выдержки образцов в ДМФА в течение 1 мин произошло частичное растворение двухслойных масок, что привело к релаксации внутренних механических напряжений в пленках WSi и, как следствие, нарушению гладкости морфологии пленок.

Образец с пленкой WSi, нанесенной в режиме постоянного тока (см. рис. 6, а), имеет гораздо больше мест с нарушенной морфологией по сравнению с пленкой, нанесенной в импульсном режиме

(см. рис. 6, б). Это позволяет утверждать, что по сравнению с пленкой WSi, нанесенной в режиме постоянного тока, пленки, нанесенные в импульсном режиме, характеризуются меньшей напряженностью.

Заключение

В данной работе исследовалось влияние режимов магнетронного распыления композитной мишени WSi₂ на свойства формируемых тонких пленок на основе силицида вольфрама. Было установлено, что использование импульсного режима распыления с частотой следования импульсов $f = 50$ кГц, коэффициентом заполнения $T = 50\%$, током разряда $I = 1,0$ А, потоком Ar $j = 50$ см³/мин при давлении процесса $p = 1,8 \cdot 10^{-3}$ мбар позволяет формировать пленки с минимальным значением удельного сопротивления, равным $\rho = 584$ мкОм·см, и с меньшей напряженностью относительно других режимов, исследуемых в данной работе.

Работа выполнена в рамках государственного задания ИОА СО РАН.

Измерения проводились с использованием оборудования ЦКП «Импульс».

Процессы по формированию фоторезистивных масок проводилась при финансовой поддержке РФФИ по договору 19-42-703023/20.

Литература

1. Gelain C. Kinetics and mechanism of the low-pressure, high-temperature oxidation of tungsten silicides-III / C. Gelain, A. Cassuto, P. Le Goff // Oxidation of Metals. – 1971. – № 3. – P. 153–169.
2. Chatilyan H.A. Growth kinetics and silicon diffusivity in MoSi₂ and WSi₂ disilicides / H.A. Chatilyan, L.H. Arakelyan, S.L. Kharatyan // In proceedings of XII Intern. Conference on Diffusion in Materials (DIMAT 2004). – 2004. – Vol. 237-240 (2005). – P. 867–872.
3. Lee K.H. Growth kinetics of W₅Si₃ layer in WSi₂/W system / K.H. Lee, J.K. Yoon, J.K. Lee, J.M. Doh, K.T. Hong, W.Y. Yoon // Surface and Coatings Technology. – 2004. – Vol. 187, № 2-3. – P. 146–153.
4. Kim H.-S. Growth behavior and microstructure of oxide scales grown on WSi₂ coating / H.-S. Kim, J.-K. Yoon, G.-H. Kim, J.-M. Doh, S.-I. Kwun, K.-T. Hong // Intermetallics. – 2008. – Vol. 16. – P. 360–372.
5. Silicide Formation [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.eesemi.com/silicideformation.htm#:~:text=The%20formation%20of%20refractory%20metal,of%20the%20silicon%20and%20the>, свободный (дата обращения: 01.10.2020).
6. Retajczyk T.F. Jr. Elastic stiffness and thermal expansion coefficients of various refractory silicides and silicon nitride films / T.F. Retajczyk Jr., A.K. Sinha // Thin Solid Films. – 1980. – Vol. 70, № 2. – P. 241–247.
7. Reader A.H. Transition metal silicides in silicon technology / A.H. Reader, A.H. van Ommen, P.J.W. Weijs, R.A.M. Wolters, D.J. Oostra // Rep. Prog. Phys. – 1992. – Vol. 56, № 11. – P. 1397–1467.
8. Мьюрарка Ш.П. Силициды для СБИС. – М.: Мир, 1986. – 176 с.
9. Washidzu G. In situ stress measurement of chemical vapor deposited tungsten silicides / G. Washidzu, T. Hara, T. Miyamoto, T. Inoue // Appl. Phys. Lett. – 1991. – Vol. 58, № 4. – P. 1425–1427.

Казимиров Артём Игоревич

Мл. н.с. ИОА СО РАН

Академический пр-т, 1, г. Томск, Россия, 634055

Эл. почта: kai@iao.ru

Кулинич Иван Владимирович

Канд. техн. наук, н.с. ИОА СО РАН

Академический пр-т, 1, г. Томск, Россия, 634055

Эл. почта: kulinich@micran.ru

Согомонянц Алина Александровна

Магистрант каф. ЭП ТУСУРа

Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050

Эл. почта: alina.sogomonyants@gmail.com

Троян Павел Ефимович

Д-р техн. наук, вед. н.с. ЛИОР каф. ФЭ ТУСУРа

Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050

Эл. почта: tpe@ms.tusur.ru

УДК 621.396.41

К.П. Мельник, А.А. Тик, Г.И. Шварцман

Измерение и формирование температурного поля при выращивании оксидных монокристаллов из растворов-расплавов

Представлены результаты исследований характеристик теплового поля в двухзонном термическом блоке при выращивании монокристаллов иттрий-железистого граната $Y_3Fe_5O_{12}$ (ИЖГ). Проведен анализ влияния растворителя барий-бор на температурное распределение в растворе-расплаве.

Ключевые слова: технология выращивания кристаллов, кристаллы ИЖГ, термический блок, распределение теплового поля.

Раствор-расплавный метод выращивания монокристаллов сложных окислов используется для получения монокристаллов, имеющих высокую температуру плавления (Y_2O_3 –2430 °С) или плавящихся с разложением ($Y_3Fe_5O_{12}$) или имеющих при температуре плавления нежелательную модификацию (BaB_2O_4 – α -фаза). В этом методе рост идет из раствора легкоплавких окислов и солей при сравнительно низких температурах (до 1400 °С), что позволяет использовать в качестве контейнеров платиновые тигли и получать совершенные монокристаллы при температурах ниже температуры плавления или разложения этих материалов. Применение в качестве легкоплавких флюсов при выращивании этих монокристаллов окиси свинца, фтористого свинца и их смеси с окисью бора затрудняет управление процессом ввиду того, что эти соединения сильно летучи и требуют работы в закрытых контейнерах. В качестве растворителя использовался барий-бор, ранее предложенный для выращивания монокристаллов иттрий-железистого граната (ИЖГ) [1].

Данный растворитель при температурах кристаллизации практически не летуч, имеет низкую плотность окиси (4,86 г/см³), меньшую, чем плотность иттрий-железо-галлиевых гранатов (ИЖГГ) (от 5,17 до 5,9 г/см³). Применение в качестве растворителя нелетучего расплава BaO - B_2O_3 позволяет работать с открытым тиглем и загружать в раствор-расплав измерительную термопару и мешалку на стадиях растворения и гомогенизации раствора-расплава, загружать в раствор-расплав «пробные» затравки для определения температуры насыщения раствора-расплава и основную затравку на стадии роста монокристалла.

При выращивании монокристаллов из растворов-расплавов температурное поле в них специально формируют неоднородным с целью: на стадии растворения – для ускорения растворения и гомогенизации раствора-расплава за счет термокомпенсации; на стадии роста – для локализации процесса кристаллизации в области размещения затравочных кристаллов. Кроме того, температурное поле должно быть таким, чтобы исключалось расслаивание пересыщенного раствора-расплава.

Состав и концентрация

Степень неоднородности температурного поля в растворе-расплаве подбирают экспериментально в

зависимости от качества выращиваемого кристалла. Обычно эта неоднородность не превышает единицы градусов в зоне роста кристалла. Поэтому по сравнению с расплавными методами выращивания, где неоднородность составляет десятки градусов, при раствор-расплавной кристаллизации рост кристалла проходит в слабонеоднородных полях в почти равновесных условиях (при слабом пересыщении), что позволяет получить более совершенные монокристаллы.

Для создания необходимого температурного поля обычно используются термические блоки с омическим нагревом на проволочных из фехрали (X23Ю5Т) и силитовых (SiC) нагревателях.

На силитовых нагревателях использовались термические блоки с вертикально расположенными нагревателями, собранными в одну зону. Для подбора нужного распределения температуры тигель с раствором-расплавом перемещался относительно нагревателей (рис. 1). Разработан также двухзонный термический блок, в котором кроме вертикально расположенных силитовых нагревателей (первая зона) установлены два силитовых нагревателя горизонтально под дном тигля с раствором-расплавом (вторая зона) (рис. 2).

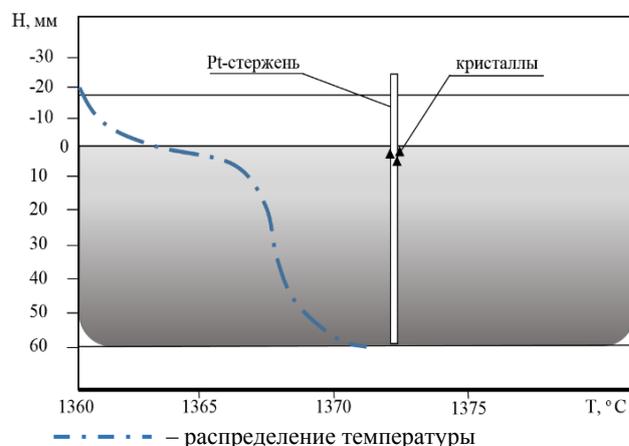


Рис. 1. Распределение температуры по глубине раствора-расплава; в центре показаны тигель и распределение спонтанного образования кристаллов на платиновом стержне

На проволочных нагревателях из фехрали созданы также однозонные и двухзонные термические блоки (рис. 3 и 4).

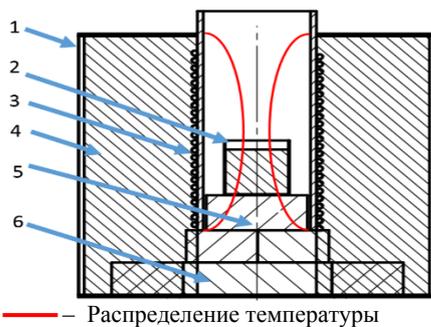
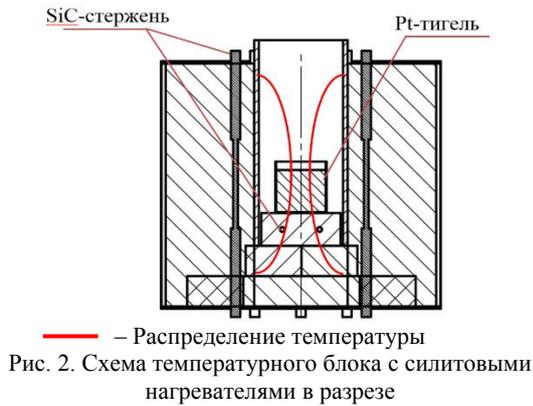
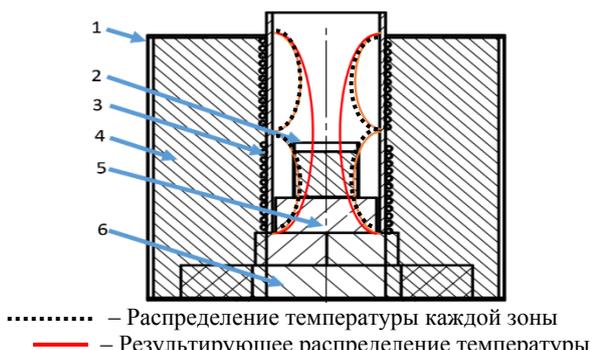


Рис. 3. Однозонный термический блок в разрезе: 1 – алюминиевый каркас, состоящий из верхнего, нижнего фланцев и боковых пластин; 2 – тигель с раствором-расплавом; 3 – керамическая труба с нагревательным элементом; 4 – теплоизоляционный материал; 5 – подставка; 6 – термостойкое основание



1 – алюминиевый каркас; 2 – тигель с раствором-расплавом; 3 – керамическая труба с нагревательным элементом; 4 – теплоизоляционный материал; 5 – подставка; 6 – термостойкое основание

В двухзонных термических блоках распределением температуры по высоте раствора расплава можно управлять за счет изменения мощности, поступающей на нагреватели второй зоны [2].

Измерение распределения температуры непосредственно в растворе-расплаве проводилось «незащищенной» платина-платинородиевой термопарой (у стандартной термопары убирался фарфоровый чехол и армирующая керамика на расстоянии 100–120 мм от горячего спая). Холодные концы термопары термостатировались при температуре $60 \pm 0,1$ °С. термоЭДС термопары измерялась потенциометрическим методом.

Изучение распределения температуры по глубине раствора-расплава проводилось следующим образом. Термопара последовательно загружалась на разную глубину, в каждом положении за время 3–5 мин фиксировалась максимальное и минимальное значение ЭДС.

Было замечено, что при помещении такой «незащищенной» термопары в раствор-расплав величина измеряемой ЭДС изменяется по случайному закону во времени (флуктуации ЭДС).

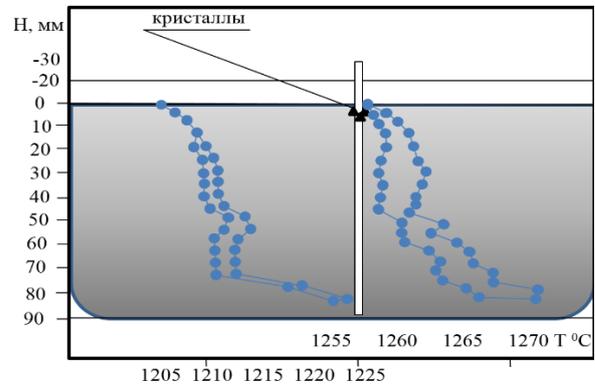


Рис. 5. График распределения температуры двух измерений в растворе-расплаве

Когда же термопара находилась над раствором-расплавом, флуктуации ЭДС не наблюдались. Наблюдения показали, что величина флуктуации ЭДС существенно зависит от состава раствора-расплава и его состояния (от того, насыщен раствор-расплав или пересыщен, и от степени его гомогенизации) (рис. 5), величина флуктуаций ЭДС на стадии растворения достигла 200 мкВ. Она значительно больше в ненасыщенном растворе-расплаве, чем в пересыщенном, и увеличивается с погружением термопары в раствор-расплав. Флуктуации ЭДС наблюдались в растворах на смеси расплавленных окислов $Y_2O_3-Fe_2O_3-BaO-B_2O_3$ и $Y_2O_3-Fe_2O_3-Ga_2O_3-BaO-B_2O_3$. В случае, когда в расплав не вводилась окись железа (Fe_2O_3), флуктуаций ЭДС не наблюдалось. (рис. 6).

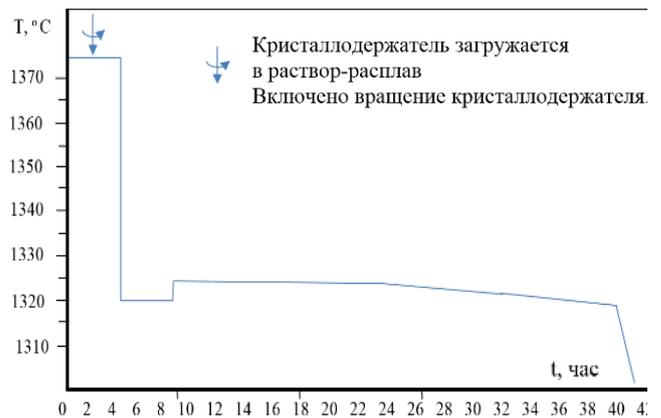


Рис. 6. График температурного режима кристаллизации Y_2O_3

Выводы

1. Распределение температуры по глубине раствора-расплава в значительной степени зависит от состава раствора-расплава и его физико-химических характеристик.

2. При температуре на 50–55 °С выше температуры насыщения и температурном перепаде в 20–25 °С полное растворение и гомогенизация раствора-расплавов Y_2O_3 - Fe_2O_3 - BaO - B_2O_3 , Y_2O_3 - Ga_2O_3 - BaO - B_2O_3 , Y_2O_3 - BaO - B_2O_3 происходит за 48–60 ч.

3. При уменьшении температурного перепада до нескольких градусов температурное поле неблагоприятно для поддержания однородности пересыщенного раствора-расплава и происходит его расслаивание. Например, в системе Y_2O_3 - Fe_2O_3 - BaO - B_2O_3 это проявляется в том, что температура насыщения раствора-расплава понижается на несколько градусов по сравнению с тем случаем, когда однородность раствора-расплава была гарантирована, и при температурах ниже температуры насыщения одновременно с $Y_3Fe_5O_{12}$ кристаллизуется $YFeO_3$.

4. При температурном перепаде по высоте раствора-расплава 13–16 °С слабо перемещенный раствор-расплав остается однородным и возможна устойчивая локализация процесса кристаллизации вблизи наиболее холодной центральной части поверхности.

Работа выполнена в рамках государственного задания ИОА СО РАН.

Литература

1. Тимофеева В.А. Рост кристаллов из растворов-расплавов. – М.: Наука, 1978. – 286 с.

2. Влияние градиента температурного поля при выращивании кристаллов КТР из раствора-расплава на их качество / К.П. Мельник, А.А. Тик, В.А. Краковский // Матер. докладов Четырнадцатой Междунар. науч.-практ. конф. – Томск: ТУСУР, 2018. – Т. I. – С. 236–239.

Мельник Константин Петрович

Ассистент каф. ЭП ТУСУРа
Эл. почта: melnikkp@gmail.com
Тел.: +7-923-444-58-88
ORCID: 0000-0003-0656-108X

Тик Александр Августович

Гл. технолог ООО «Кристалл Т»
Эл. почта: tik21@yandex.ru

Шварцман Григорий Исаакович

Канд. техн. наук, технолог ООО «Кристалл Т»
Эл. почта: kenpa4k@mail.ru

Секция 5

АНТЕННЫ И МИКРОВОЛНОВЫЕ УСТРОЙСТВА

Председатели секции – Гошин Геннадий Георгиевич, профессор каф. СВЧМКР, д-р физ.-мат. наук; Сычев Александр Николаевич, профессор каф. КСУП, д-р техн. наук

УДК 537.871

В.В. Фисанов

Принципы предельного поглощения и погашаемости применительно к волнам в изотропных средах и метаматериалах

Рассмотрены варианты принципов предельного поглощения и погашаемости, предназначенных для обеспечения единственности решения внешних граничных задач для уравнения Гельмгольца применительно к изотропным средам, включая дважды отрицательные метаматериалы. С использованием идентификатора типа волны предложены обобщённые математические формулировки, одинаково пригодные для обычных электромагнитных сред и для метаматериалов, поддерживающих обратные нормальные волны.

Ключевые слова: волновое уравнение Гельмгольца, изотропные электромагнитные среды, принцип предельного поглощения, принцип погашаемости, прямые и обратные волны, идентификатор типа волны.

Метаматериалами называют искусственные композитные структуры, образованные добавлением в основную (вещающую) среду резонансных включений различного вида (метаатомов), малых по сравнению с длиной взаимодействующей волны. Подклассом электромагнитных метаматериалов являются искусственные диэлектрики, известные с конца 40-х годов XX столетия [1]. Электромагнитные поля в метаматериалах могут исследоваться в приближении однородной изотропной среды с постоянными значениями эффективных диэлектрической (ϵ) и магнитной (μ) проницаемостей. В отличие от природных сред и обычных материалов, оба электромагнитных параметра метаматериалов могут принимать одновременно отрицательные значения. Такие среды получили наименование левых, дважды отрицательных сред, а также сред с отрицательным показателем преломления. Последний термин, впервые применённый в [2], приобрёл к настоящему времени широкую известность. Между тем понятие «отрицательный показатель преломления» не согласуется с определением, согласно которому показатель преломления является модулем вектора рефракции и в идеальной среде (т.е. в отсутствие потерь) принимает только положительное значение [3].

Математическое описание этих и подобных им волновых процессов опирается на систему уравнений Максвелла и на другие средства электродинамического моделирования, которые в общем случае приводят к постановке задачи излучения или дифракции волн при наличии объектов, находящихся в открытом пространстве. Для достижения единственности решения внешней задачи требуется

наложение на поле условий на бесконечности. Применительно к обычным («правым») средам первые формулировки, получившие название условий излучения, для установившихся гармонических колебаний предложил А. Зоммерфельд [4]. Условия Зоммерфельда не являются универсальными, так как не подходят для задач, в которых границы области простираются вплоть до бесконечности (слоистые структуры, волноводы, полубесконечные структуры наподобие клина, конуса).

Постановка вопроса о принципе излучения, понимаемом как принцип выделения «расходящейся волны» независимо от формы области [5], привела к формулировкам принципов предельной амплитуды и предельного поглощения [5–7].

Принцип предельного поглощения [7] применяется непосредственно к установившимся монохроматическим полям. На эвристическом уровне он впервые был введён В.С. Игнатовским [8], а затем неоднократно использовался и упоминался во многих руководствах, например [9]. Отталкиваясь от работ Игнатовского, а также В.А. Фока [10–12], Г.Д. Малюжинец предложил формулировки эквивалентного принципа «погашаемости» [13–15]. Используемая терминология опирается на очевидный факт, что любая реальная пассивная среда обладает поглощением, в результате чего происходит постепенное «гашение» волнового поля, расходящегося от его источника (что иногда трактуется как вариант условий излучения [16]). В формулировках Малюжинца впервые принимается во внимание возможность распространения волн с отрицательной фазовой скоростью или, иначе, обратных волн, которые

свойственны «левым» средам. Для этих волн обычные формулировки условий на бесконечности не подходят и должны быть видоизменены. Наличие двойных формулировок может привести к ошибкам и недоразумениям.

Обобщённые формулировки условий на бесконечности могут быть получены, если воспользоваться специально введённым параметром – идентификатором типа нормальной волны в среде [17]. Для различных вариантов представления условий излучения объединённые формулировки были предложены в [18]. В данной работе перечисляются известные варианты реализации принципа предельного поглощения и затем приводятся единые формулировки с использованием идентификатора, однако пригодные как для прямых, так и для обратных волн.

Воспользуемся вихревыми уравнениями Максвелла для фазоров электрического $\mathbf{E}(\mathbf{r})$ и магнитного $\mathbf{H}(\mathbf{r})$ монохроматических полей с круговой частотой ω (зависимость от времени подразумевается в виде $\exp(-i\omega t)$), для того чтобы связать идентификатор типа волны $a = \hat{\mathbf{k}} \cdot \hat{\mathbf{s}}$ (единичные векторы $\hat{\mathbf{k}}$ и $\hat{\mathbf{s}}$ задают направления волнового вектора и потока энергии соответственно) с вещественными материальными параметрами среды, и введём волновые параметры

$$Z = 1/Y = E/H = \sqrt{\mu/\epsilon}, \quad k = \omega\sqrt{\mu\epsilon}, \quad (1)$$

где волновой импеданс Z , волновой адмитанс Y и волновое число k являются положительными величинами, после чего уравнения примут вид

$$\nabla \times \mathbf{E} = ikZ\mathbf{H}\text{sgn}\mu, \quad \nabla \times \mathbf{H} = -ikY\mathbf{E}\text{sgn}\epsilon. \quad (2)$$

Перейдём в (2) к однородной плоской волне с пространственным фактором $\exp(i\mathbf{k} \cdot \mathbf{r})$, где волновой вектор $\mathbf{k} = k\hat{\mathbf{k}}$ задаёт направление фазовой скорости волны. Имея в виду, что истинное распространение волны происходит в направлении переноса энергии, представим его в виде $\mathbf{k} = ak\hat{\mathbf{s}}$, после чего уравнения (2) примут вид алгебраических соотношений. Принимая во внимание, что векторные амплитуды можно представить как $\mathbf{E} = E\hat{\mathbf{E}}$ и $\mathbf{H} = H\hat{\mathbf{H}}$, получим простые формулы для направлений векторов плоской волны:

$$\hat{\mathbf{s}} \times \hat{\mathbf{E}} = a\hat{\mathbf{H}}\text{sgn}\mu, \quad \hat{\mathbf{s}} \times \hat{\mathbf{H}} = -a\hat{\mathbf{E}}\text{sgn}\epsilon. \quad (3)$$

Умножим скалярно первое уравнение в (3) на $\hat{\mathbf{H}}$, а второе уравнение на $\hat{\mathbf{E}}$ и примем во внимание, что

$$\hat{\mathbf{s}} \times \hat{\mathbf{E}} \cdot \hat{\mathbf{H}} = \hat{\mathbf{s}} \cdot \hat{\mathbf{E}} \times \hat{\mathbf{H}} = \hat{\mathbf{s}} \cdot \hat{\mathbf{s}} = 1.$$

В итоге придём к формуле $a\text{sgn}\mu = a\text{sgn}\epsilon = 1$, откуда находим

$$a = \text{sgn}\mu = \text{sgn}\epsilon. \quad (4)$$

Математическое оформление принципа предельного поглощения для прямых волн допускает некоторые различия. Рассмотрим его на примере скалярного уравнения Гельмгольца для точечного источника

$$\Delta u + k^2 u = -4\pi\delta(\rho(P, Q)) \quad (5)$$

с положительным волновым числом k , где Δ – оператор Лапласа, $\rho(P, Q)$ – расстояние между точками P и Q . В точке Q находится источник, в остальных точках P евклидова пространства выполняется однородное волновое уравнение. Уравнение (5) имеет фундаментальное решение (функцию Грина)

$$u(P) = \exp(ik\rho)/\rho. \quad (6)$$

Вводится в рассмотрение функция $v(P; \lambda)$, которая удовлетворяет уравнению

$$\Delta v + \lambda v = -4\pi\delta(P - Q) \quad (7)$$

с комплексным параметром λ в той же области пространства и при тех же граничных условиях, что и $u(P)$. Принимается, что $\lim_{\rho(P, Q) \rightarrow \infty} v(P; \lambda) = 0$,

и затем обосновывается предельный переход

$$\lim_{\lambda \rightarrow k^2} v(P; \lambda) = u(P), \quad (8)$$

как результат аналитического продолжения решения по параметру λ .

Приём Игнатовского.

$$\lambda = k^2 + i\Gamma, \quad (9)$$

где малая величина Γ ($0 < \Gamma \ll k^2$) привносит в среду поглощение. Далее принимается

$$\sqrt{\lambda} = \sqrt{k^2 + i\Gamma} = A + iB,$$

где $A > 0$, $B > 0$, и при $B \rightarrow +0$ осуществляется переход к искомому решению $u(P)$.

Часто практикуемый приём

$$\sqrt{\lambda} = k + i\gamma, \quad (10)$$

где $0 < \gamma \ll k$, далее следует переход к $u(P)$ при $\gamma \rightarrow +0$. Оба приёма оказываются эквивалентными, так как Γ и γ являются величинами одного порядка малости ($\Gamma = 2k\gamma$).

Приём Фока.

$$\lambda = -K^2, \quad K = \sqrt{-\lambda}, \quad \text{причём принимается, что}$$

$\text{Re}\sqrt{-\lambda} > 0$. Идея состоит в том, что «все вычисления можно вести в предположении, что K вещественно и положительно» [12]. Иными словами, величина K имеет смысл коэффициента распространения и в идеальной среде связана с волновым числом (коэффициентом фазы) по формуле $K = -ik$ [19]. Все математические выкладки можно вести в предположении, что величина $\sqrt{-\lambda}$ вещественна и положительна, а в конце вычислений следует положить $\sqrt{-\lambda} = -ik$. В слабо поглощающей среде, согласно (10), $K = \sqrt{-\lambda} = \gamma - ik$.

Приём Малюжинца.

Для заданного значения параметра $\lambda = \lambda^*$ из уравнения (7), расположенного на физическом листе $0 \leq \arg \lambda \leq 2\pi$, решением задачи для уравнения (5), которое подчиняется принципу погашаемости, явля-

ется такое решение, для которого функция $v(P; \lambda)$ может быть единственным образом аналитически продолжена вдоль пути, лежащего на том же листе Римановой поверхности, от точки λ^* до какой-нибудь точки, принадлежащей отрицательной вещественной полуоси $\operatorname{Re} \lambda < 0$, и тогда вынужденное колебание $u(P)$ определяется через соответствующую функцию $v(P; \lambda)$ как $u(P) = v(P; \lambda^*)$. Положительная величина λ^* , однако, в зависимости от свойств среды, записывается в показательной форме или как $\lambda^* = |\lambda^*| e^{i0}$ (правая среда, прямые волны), или как $\lambda^* = |\lambda^*| e^{i2\pi}$ (левая среда, обратные волны).

Для дальнейшего изложения представим параметр λ как квадрат волнового числа для среды с исчезающе малыми электрическими и магнитными потерями, полагая диэлектрическую и магнитную проницаемости комплексными величинами: $\varepsilon + i\gamma_\varepsilon$, $\mu + i\gamma_\mu$, где $0 < \gamma_\varepsilon \ll |\varepsilon|$, $0 < \gamma_\mu \ll |\mu|$: $\lambda = k^2 + i\omega^2(\varepsilon\gamma_\mu + \mu\gamma_\varepsilon)$. В отличие от (9), теперь мнимая часть оказывается отрицательной в случае «левой» среды, на что указывает идентификатор a (4): $\operatorname{Im} \lambda = \omega^2(|\varepsilon\gamma_\mu + |\mu|\gamma_\varepsilon|)a$.

Таким образом, для того чтобы получить обобщённую формулировку принципа предельного поглощения по Игнатовскому, следует вместо (9) записать

$$\lambda = k^2 + ia\Gamma. \quad (11)$$

Аналогично для волнового числа вместо (10) имеем

$$\sqrt{\lambda} = k + ia\gamma. \quad (12)$$

Формулировки принципа погашаемости также могут быть легко представлены в обобщённом виде. Промежуточное значение волнового числа K , которое, согласно Фоку, вводится для удобства последующих аналитических выкладок, следует записать в виде

$$K = \gamma - iak = -iak \left(1 + \frac{ia\Gamma}{2k^2} \right). \quad (13)$$

В процессе вычислений сначала подразумевается значение $K = \gamma$, а в окончательных выражениях полагается $K = -iak$. Приём Фока в обобщённой формулировке (13) показывает, что в реальной среде происходит неуклонное ослабление интенсивности волны при удалении от источника независимо от типа этой волны: $|\exp(-K\rho)| = \exp(-\gamma\rho)$.

Имея в виду, что истинное направление распространения является направлением распространения энергии волны, фундаментальное решение вместо (6) следует записать обобщённо в виде

$$u(P) = \exp(ia\kappa\rho)/\rho. \quad (14)$$

Пользуясь формулировкой Малюжинца, следует процесс аналитического продолжения начинать от точки λ^* на комплексной λ -плоскости, аргумент которой задаётся в обобщённом виде как

$$\arg \lambda^* = (1-a)\pi. \quad (15)$$

В слоистых диспергирующих средах и волноводных структурах могут существовать направляемые волны различной физической природы, которые также относятся к волнам прямого или обратного типа [20, 21]. В качестве идентификатора может быть взята величина $a(\omega) = \operatorname{sgn}(\mathbf{v}_\Phi \cdot \mathbf{v}_\Gamma)$, где параллельные или антипараллельные векторы \mathbf{v}_Φ и \mathbf{v}_Γ обозначают фазовую и групповую скорости волны соответственно.

Результаты были получены в рамках выполнения государственного задания Минобрнауки России, проект № 0721-2020-0038, работа частично выполнена в рамках государственного задания ИФМ СО РАН (проект № 0336-2019-0008).

Литература

1. Kock W.E. Metallic delay lenses // Bell System Technical Journal. – 1948. – Vol. 27, No. 1. – P. 58–82.
2. Веселаго В.Г. О свойствах веществ с одновременно отрицательными значениями диэлектрической (ε) и магнитной (μ) восприимчивостей // Физика твёрдого тела. – 1966. – Т. 8, № 12. – С. 3571–3573.
3. Фёдоров Ф.И. О поляризации электромагнитных волн // Доклады АН СССР. – 1955. – Т. 102, № 1. – С. 69–71.
4. Sommerfeld A. Die Greensche Funktion der Schwingungsgleichung // Jahresbericht der Deutschen Mathematiker-Vereinigung. – 1912. – Vol. 21. – P. 309–353.
5. Тихонов А.Н. О принципе излучения / А.Н. Тихонов, А.А. Самарский // ЖЭТФ. – 1948. – Т. 18, № 2. – С. 243–248.
6. Свешников А.Г. Излучения условия // Математическая энциклопедия. – Т. 2. – М.: Советская Энциклопедия, 1979. – С. 494–495.
7. Свешников А.Г. Принцип излучения // Доклады АН СССР. – 1950. – Т. 73, № 5. – С. 917–920.
8. Ignatowsky W. Reflexion elektromagnetischer Wellen an einem Draht // Annalen der Physik. (Vierte Folge). – 1905. – Vol. 18, No. 13. – P. 495–522.
9. Ваганов Р.Б. Основы теории дифракции / Р.Б. Ваганов, Б.З. Каценеленбаум. – М.: Наука, 1982. – 272 с.
10. Фок В.А. Электромагнитное поле переменного тока в цепи с двумя заземлениями / В.А. Фок, В.Б. Бурсиан // Журнал Русского физико-химического общества (Часть физическая). – 1926. – Т. 58, № 2. – С. 355–363.
11. Fock V.A. Zur Berechnung des elektromagnetischen Wechselstromfeldes bei ebener Begrenzung // Annalen der Physik (Fünfte Folge). – 1933. – Vol. 17, No. 4. – P. 401–420.
12. Фок В.А. О расчёте электромагнитного поля переменного тока при наличии плоской поверхности раздела // Бурсиан В.Р. Теория электромагнитных полей, применяемых в электроразведке. – 2-е изд. – Л.: Недра, 1972. – С. 325–342.
13. Малюжинец Г.Д. Замечание по поводу принципа излучения // ЖТФ. – 1951. – Т. 21, № 8. – С. 940–942.
14. Малюжинец Г.Д. Математическая формулировка задачи о вынужденных гармонических колебаниях в про-

извольной области // Доклады АН СССР. – 1951. – Т. 78, № 3. – С. 439–442.

15. Малюжинец Г.Д. Развитие представлений о явлениях дифракции // УФН. – 1959. – Т. 69, № 2. – С. 321–334.

16. Lo Y.T. Antenna Handbook / Y.T. Lo, S.W. Lee (Eds.). – New York: Van Nostrand Reinhold, 1988. – P. 1–9.

17. Фисанов В.В. О преломлении в изотропную среду с отрицательными проницаемостями // Изв. вузов. Физика. – 2014. – Т. 57, № 5. – С. 111–116.

18. Фисанов В.В. Обобщённая формулировка условий излучения // Электронные средства и системы управления: матер. докл. XV Междунар. науч.-практ. конф. (20–22 ноября 2019 г.): в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2019. – С. 91–93.

19. Семёнов Н.А. Техническая электродинамика. – М.: Связь, 1973. – 480 с.

20. Болотовский Б.М. О принципах излучения в среде с дисперсией / Б.М. Болотовский, С.Н. Столяров //

Проблемы теоретической физики. – М.: Наука, 1972. – С. 267–280.

21. Nosich A.I. Radiation conditions, limiting absorption principle, and general relations in open waveguide scattering // Journal of Electromagnetic Waves and Applications. – 1994. – Vol. 8, No. 3. – P. 329–353.

Фисанов Василий Васильевич

Д-р физ.-мат. наук, профессор, вед. н.с. СФТИ при НИ ТГУ, профессор каф. радиофизики

Национального исследовательского

Томского государственного ун-та (НИ ТГУ)

Ленина пр-т, 34, г. Томск, Россия, 634050

Тел.: +7 (382-2) 41-20-78

Эл. почта: fisanov@mail.tsu.ru

УДК 621.396.41

И.В. Говорун, А.М. Сержантов, С.А. Ходенков

Новая конструкция высокоселективного полоскового фильтра верхних частот в монолитном исполнении

Разработана новая миниатюрная конструкция высокоселективного полоскового фильтра верхних частот (ФВЧ). Фильтр реализован в монолитном бескорпусном исполнении с применением технологии многослойных печатных плат. Изготовленный образец ФВЧ имеет граничную частоту полосы пропускания по уровню -3 дБ равную $0,25$ ГГц, а высокочастотный край полосы пропускания также по уровню -3 дБ простирается до частоты $2,5$ ГГц. Фильтр характеризуется небольшими размерами, массой, а также высокой селективностью, которая обусловлена наличием близко расположенного к полосе пропускания нуля коэффициента передачи.

Ключевые слова: фильтр верхних частот, граничная частота, селективность.

Частотно-селективные устройства сверхвысоких частот (СВЧ), в частности, полосно-пропускающие фильтры (ППФ) относятся к важнейшим элементам систем связи, радиолокации, радионавигации, различной измерительной и специальной радиоаппаратуры. В последние годы большое внимание разработчиков радиоэлектронной аппаратуры уделяется фильтрам со сверхширокими полосами пропускания сигналов. Применение широкополосных сигналов продиктовано необходимостью увеличения скорости передачи информации, которая, как известно, напрямую связана с шириной полосы рабочих частот. Одним из известных подходов к созданию сверхширокополосных фильтров является применение принципа каскадного соединения фильтров верхних и нижних частот [1, 2]. При указанном подходе к реализации сверхширокополосных ППФ их селективность определяется в первую очередь частотно-селективными свойствами входящих в их состав ФВЧ. При этом ФВЧ должен иметь протяженную полосу пропускания при высокой крутизне низкочастотного склона амплитудно-частотной характеристики (АЧХ).

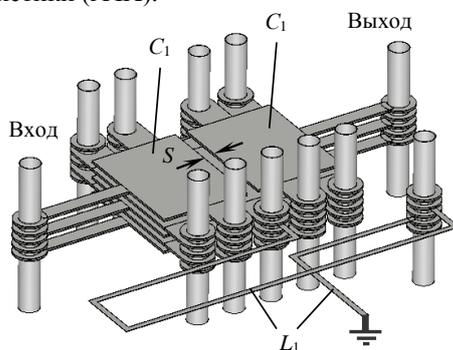


Рис. 1. Конструкция полоскового ФВЧ

В настоящей работе исследуется новая конструкция фильтра верхних частот (рис. 1), выполненная на основе технологии многослойных печатных плат РСВ (Printed Circuit Board), широко применяемой для создания микроэлектронных устройств. Достоинством технологии РСВ является возможность уменьшения вносимого затухания в полосе пропускания фильтров по сравнению,

например, с более миниатюрными ЛТСС-устройствами [3, 4], за счет использования сплошных медных проводников [5]. Кроме того, РСВ-технология хорошо отработана и позволяет применять подложки больших размеров, что приводит к низкой стоимости устройств при массовом производстве [6, 7].

Исследуемый ФВЧ состоит из полосковой индуктивности L_1 и двух многослойных квазисосредоточенных емкостей C_1 , к которым подключены входной и выходной порты фильтра. Диэлектрические слои и наружная металлизация для простоты не показаны. Отличием предложенной конструкции от известных решений является наличие дополнительной емкостной связи между входом и выходом устройства, обусловленной небольшим зазором S между полосковыми проводниками двух емкостей.

На рис. 2 представлена эквивалентная схема ФВЧ на сосредоточенных элементах.

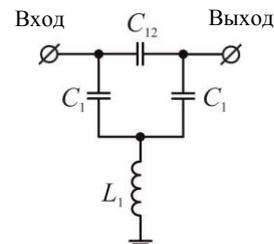


Рис. 2. Эквивалентная схема ФВЧ

На рис. 3 линиями показаны расчетные частотные зависимости прямых $S_{21}(f)$ и обратных потерь $S_{11}(f)$ рассматриваемого фильтра верхних частот (см. рис. 1), параметрический синтез которого был проведен на основе численного электродинамического анализа 3D-модели с помощью программы CST Studio Suite путем подбора размеров. Полосковая структура фильтра содержит шесть диэлектрических слоев: четыре внутренних из материала RO4003C толщиной $0,254$ мм и два наружных из материала F4BM ($\epsilon = 2,55$, $\tan\delta = 0,0007$) толщиной 2 мм. Материал полосковых проводников и внешней металлизации – медь.

Из представленной на рис. 3 зависимости $S_{21}(f)$ видно, что вблизи полосы пропускания расположен полюс затухания (нуль коэффициента прохождения)

на частоте f_z , значительно увеличивающий крутизну склона характеристики ФВЧ.

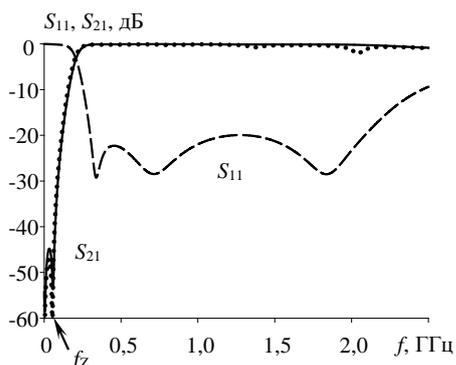


Рис. 3. Расчетные (сплошная и штриховая линии) и измеренная (точки) АЧХ фильтра

Природу этой особенности АЧХ удобно проанализировать, используя эквивалентную схему рассматриваемого фильтра на сосредоточенных элементах, представленную на рис. 2. Схема состоит из индуктивности и трех конденсаторов. Правомерность эквивалентной схемы доказывает практически полное совпадение частотной зависимости ее прямых потерь $S_{21}(f)$ с характеристикой, полученной электродинамическим расчетом 3D-модели фильтра. Значения элементов эквивалентной схемы ФВЧ ($L_1 = 20,9$ нГн, $C_1 = 10$ пФ, $C_{12} = 0,33$ пФ) были получены анализом одномерной модели фильтра в квазистатическом приближении.

Анализ эквивалентной схемы показывает, что частота нуля коэффициента передачи в полосе заграждения f_z не зависит от волнового сопротивления портов входа и выхода и определяется выражением

$$2\pi f_z = \omega_0 K_C, \quad (1)$$

где $\omega_0 = 1/\sqrt{2L_1C_1}$ – собственная частота колебательного контура при заземлении входа и выхода эквивалентной схемы, а $K_C = \sqrt{2C_{12}/(C_1 + 2C_{12})}$ – коэффициент, характеризующий величину емкостной связи между входом и выходом. Из формулы (1) следует, что частота f_z пропорциональна K_C , а значит, она может изменяться в широких пределах варьированием емкости C_{12} , зависящей от величины зазора S . Этот факт позволяет осуществлять в полосе заграждения фильтра глубокое подавление помехи на какой-либо заданной частоте. Отметим, что природа полюса затухания на частоте f_z связана с взаимной компенсацией противофазных волн одинаковой амплитуды, проходящих с входа на выход устройства по двум каналам. В рассматриваемой конструкции один из каналов прохождения сигнала между портами, очевидно, образует емкость C_{12} , а второй образует цепочка C_1, L_1, C_1 .

Необходимо отметить, что представленная конструкция ФВЧ соответствует фильтру первого порядка, что доказывает присутствие только одного минимума на частотной зависимости потерь на от-

ражение в полосе пропускания эквивалентной схемы. Проведенные исследования показали, что у конструкций ФВЧ более высоких порядков число нулей коэффициента передачи соответствует порядку фильтра.

Синтезированный ФВЧ был изготовлен с применением РСВ-технологии, использующей процесс фотолитографии. Фотография изготовленного бескорпусного монокристаллического фильтра верхних частот представлена на рис. 4. Роль корпуса выполняет металлизация наружных поверхностей структуры, выполненная гальваническим способом. Измеренная частотная зависимость прямых потерь $S_{21}(f)$ экспериментального образца ФВЧ показана точками на рис. 3. Фильтр имеет граничную частоту полосы пропускания по уровню -3 дБ $f_b = 0,25$ ГГц, а высокочастотный край полосы пропускания также по уровню -3 дБ простирается до частоты $10 f_b$. Видно, что рассчитанная частотная зависимость прямых потерь $S_{21}(f)$ ФВЧ хорошо согласуется с измеренной.

Габариты фильтра составляют $19 \times 16 \times 5,25$ мм³, масса фильтра менее 4 г.

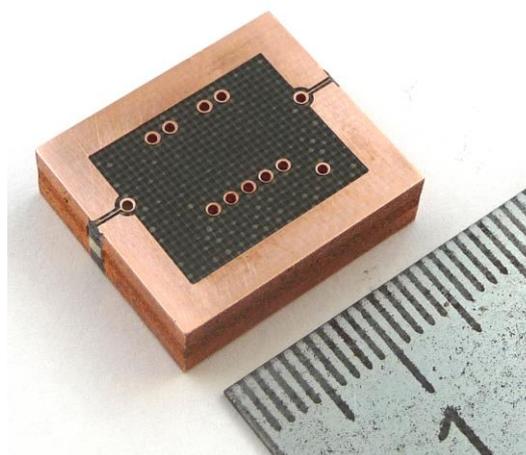


Рис. 4. Фотография изготовленного ФВЧ

Таким образом, в работе исследована новая миниатюрная конструкция ФВЧ в монокристаллическом исполнении, которая благодаря наличию близко расположенного к полосе пропускания нуля коэффициента передачи обладает высокой крутизной склона АЧХ. Предложенная конструкция ФВЧ позволяет реализовывать на ее основе высокоселективные сверхширокополосные ППФ простым каскадным соединением разработанного фильтра с фильтром нижних частот.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (государственное задание № FEFE-2020-0013).

Литература

1. Hsu C.-L. Microstrip bandpass filters for ultra-wideband (UWB) wireless communications / C.-L. Hsu, F.-C. Hsu, J.-T. Kuo // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest. IEEE. – 2005. – P. 679–682.

2. Menzel W. Low-loss ultra-wideband (UWB) filters using suspended stripline / W. Menzel, M.S.R. Tito, L. Zhu // Asia-Pacific Microwave Conf. Proc. IEEE. – 2005. – Vol. 4, Paper No. 1606747. – P. 1–4.

3. Imanaka Y. Multilayered Low Temperature Cofired Ceramics (LTCC) Technology / Y. Imanaka // Springer Science + Business Media, Inc. – 2005.

4. Bandpass Filters for Ka-Band Satellite Communication Applications Based on LTCC / D. Kholodnyak, Ya. Kolmakov, I. Vendik, J.F. Trabert, J. Mueller, K.-H. Druue, M.A. Hein // Proc. of EuMC38, Amsterdam, Netherland. – 2008. – P. 211–214.

5. Comparison of LTCC inductors on different substrate configurations with PCB inductor / M. Maric, A.J. Radosavljevic, G. Smetana, W.D. Zivanov // Microelectronics International. – 2013. – Vol. 31. – P. 32–41.

6. Compact X -Band Filter Based on Substrate Integrated Coaxial Line Stubs Using Advanced Multilayer PCB Technology / M. Cariou, B. Potelon, C. Quendo, S. Cadiou, E. Schlaffer, W. Pessl, A. Le Fevre // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2017. – Vol. 65. – P. 496–503.

7. Hao Z.-C. Developing Low-Cost W -Band SIW Bandpass Filters Using the Commercially Available Printed-Circuit-Board Technology / Z.-C. Hao, W. Ding, W. Hong // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques– 2016. – Vol. 64. – P. 1775–1786.

Говорун Илья Валериевич

Канд. техн. наук, н.с. научно-исследовательской лаб. Института информатики и телекоммуникаций (НИЛ ИИТК) Сибирского государственного университета науки и технологий им. акад. М.Ф. Решетнева (СибГУ им. М.Ф. Решетнева)
Имени газеты «Красноярский рабочий» пр-т, 31, г. Красноярск, Россия, 660037
Тел.: +7-923-296-04-88
Эл. почта: govorun-ilya@mail.ru

Сержантов Алексей Михайлович

Док. техн. наук, вед. н.с. НИЛ ИИТК
СибГУ им. М.Ф. Решетнева
Имени газеты «Красноярский рабочий» пр-т, 31, г. Красноярск, Россия, 660037
Тел.: +7-923-334-12-46
Эл. почта: cubicus@mail.ru

Ходенков Сергей Александрович

Канд. техн. наук, доцент, вед. н.с. НИЛ ИИТК
СибГУ им. М.Ф. Решетнева
Имени газеты «Красноярский рабочий» пр-т, 31, г. Красноярск, Россия, 660037
Тел.: +7-923-306-87-92
Эл. почта: hsa-sibsau@mail.ru

УДК 621.396.67

Д.В. Федосов, А.В. Колесников, А.В. Николаев

Существующие и перспективные антенные решения для связи в подземных горных выработках

Рассмотрены особенности антенн, применяемых для организации радиосвязи между абонентами в подземных горных выработках (шахтах и рудниках). Акцентируется внимание на некоторых особенностях эксплуатации данных антенн. Рассмотрены характеристики используемых антенн, а также некоторых перспективных антенн. Представлены результаты сравнительных испытаний в условиях эксплуатации с другими известными решениями.

Ключевые слова: подземная радиосвязь, малогабаритная антенна.

Особенности подземной связи

Подземные горные выработки представляют собой горизонтальные или наклонные тоннели диаметром от 3 до 16 м, расположенные под поверхностью земли на глубине десятки и сотни метров. Часто имеют несколько горизонтов. Стоит отметить особенность, характерную для подземного оборудования в целом. В силу особенностей проводимых работ в некоторых шахтах необходимо обеспечить взрывобезопасность всего используемого оборудования. Данный факт приводит к дополнительным технологическим требованиям к оборудованию, в том числе к связному.

Для осуществления связи между горными рабочими обычно используется проводная связь. Такая аппаратура имеет два существенных недостатка: во-первых, связь можно осуществлять только в определенных пунктах связи в выработке (между ними связь отсутствует), во-вторых, что более важно, при обрыве провода (в том числе по причине взрыва или обрушения) связь становится невозможной. Беспроводные шахтные системы связи в УКВ-диапазоне имеют недостатком малую дальность связи между приемопередатчиками, вследствие этого требуется расстановка большого количества базовых станций или ретрансляторов. Перспективным является развитие систем связи СВ-диапазона частот от сотен кГц до единиц МГц. На этих частотах радиоволны распространяются как через горные породы на сотни метров, так и с помощью индукции вдоль кабелей, проложенных в горных выработках, на несколько километров.

В оборудовании для организации беспроводной радиосвязи в СВ-диапазоне в шахтах и рудниках одним из ключевым элементом является малогабаритная антенна, от эффективности которой во многом зависят качество и дальность радиосвязи. Прогресс в области цифровых технологий позволяет минимизировать размеры радиостанций, однако проблема снижения эффективности антенного оборудования при уменьшении размеров на указанных частотах остаётся открытой [1]. Особенности устройства подземных объектов накладывают ограничения на габариты антенного оборудования. Оптимальные габариты для переносных устройств –

менее 0,5 м, для стационарных – не более 1,5 м. На данный момент сертифицированы и серийно выпускаются радиостанции Fecca L1 для диапазонов 1 и 2 МГц с электрическими антеннами размером 0,55 и 0,49 м соответственно, работающие по выбору на двух уровнях мощности: 1 или 5 Вт. Длина волны в свободном пространстве на частоте 1 МГц $f_1 = 300$ м, на частоте 2 МГц $f_2 = 150$ м (в реальных условиях имеет место укорочение длины волны в зависимости от свойств окружающей горной породы). Таким образом, используемые антенны имеют сверхмалые волновые размеры, при таких размерах эффективными оказываются только антенны с резонансными свойствами.

В горной выработке между резонансной антенной и окружающими проводниками устанавливается индуктивная или емкостная связь. Поэтому на различных продольных проводниках (металлические оболочки питающих и связных кабелей, трубы и т.п.) наводятся значительные сигналы. Этот эффект позволяет осуществлять крайне эффективную связь даже на разных горизонтах, в которых проложен один и тот же кабель.

Характеристики рассматриваемых антенн

В данной работе представлены характеристики нескольких антенн (обозначим условно по номерам):

Ant1: носимая электрическая антенна Fecca L1, реализованная по патенту на изобретение [2], центральная резонансная частота $f_R = 1$ МГц, имеет электромеханическое управление с автоматической регулировкой в диапазоне 950...1050 МГц с $K_{CB} < 1,1$;

Ant2: носимая электрическая антенна Fecca L1, реализованная по патенту на изобретение [2], $f_R = 1,9$ МГц, имеет электромеханическое управление с автоматической регулировкой в диапазоне 1900...2000 МГц с $K_{CB} < 1,1$;

Ant3: экспериментальный образец носимой антенны по патенту на изобретение [3] с максимальным размером 0,45 м, $f_R = 1$ МГц с регулировкой в диапазоне 950...1050 МГц с $K_{CB} < 1,1$;

Ant4: экспериментальный образец носимой антенны по патенту на изобретение [3], $f_R = 1,9$ МГц с регулировкой в диапазоне 1900...2000 МГц с $K_{CB} < 1,1$;

Ant5: экспериментальный образец стационарной антенны по патенту на изобретение [3], $f_R = 1$ МГц с регулировкой в диапазоне 950...1050 МГц с КСВ < 1,1.

На рис. 1, а представлены Ant1, размеры которой 550×35 мм, не считая длины кабеля, Ant2 с габаритами 490×35 мм. На рис. 1, б представлены Ant3 и Ant4 с габаритами 450×370 мм. На рис. 1, в представлена Ant5 с габаритами $1200 \times 1200(1500) \times 15$ мм.

Ant1 и Ant2 – серийно выпускаемые для нужд горноспасателей антенны, при этом имеют, как и радиостанции, два варианта исполнения: стандартный и взрывобезопасный. Ant3–Ant5 – перспективные решения резонансных спиральных антенн по патенту [3].

На рис. 2 показаны измеренные зависимости компонент входного сопротивления антенн в области ± 50 кГц от частоты резонанса f_R : $R(f)$, $X(f)$, $Z(f)$. На рис. 3 показаны зависимости модуля коэффициента отражения $|p(f)|$.

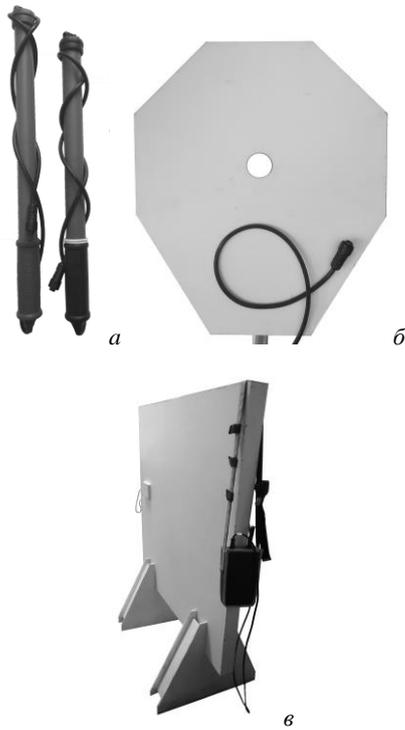


Рис. 1. Фотографии антенн: Ant1, Ant2 (а) и Ant3, Ant4 (б), Ant5 (в)

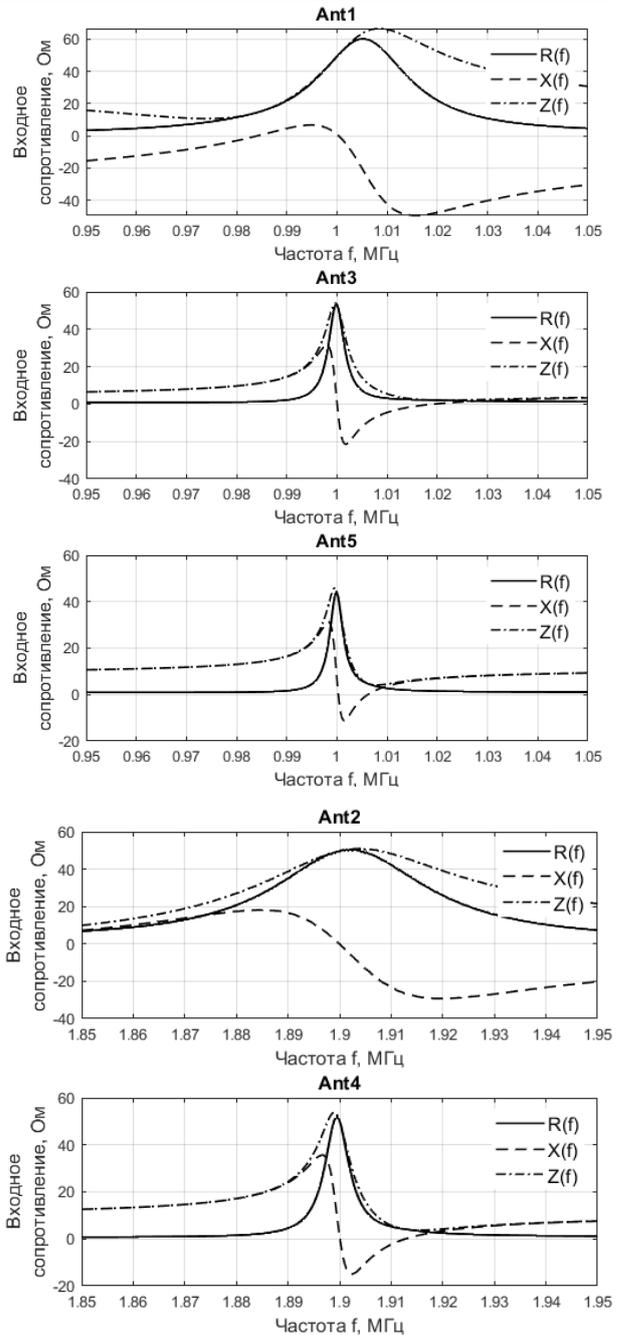


Рис. 2. Зависимости $R(f)$, $X(f)$, $Z(f)$ на резонансных частотах

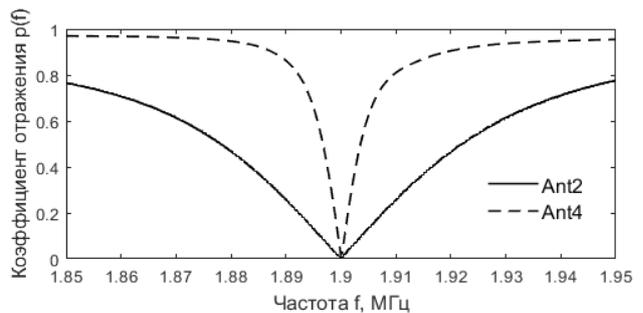
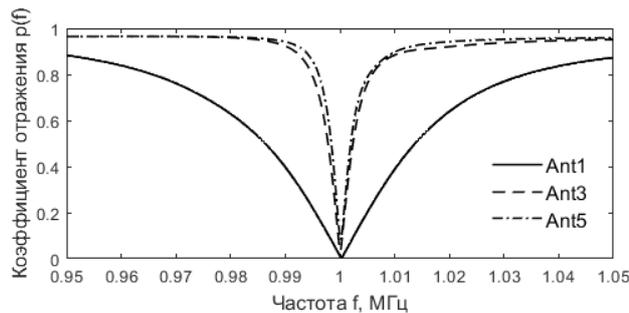


Рис. 3. Зависимости коэффициента отражения для разных антенн

Рассмотрим зависимости на рис. 2, 3. Все антенны настроены в резонанс на частоту 1 или 1,9 МГц.

Ant1 и Ant2 имеют некоторую избыточность энергии электрического поля, что отражается на смещении

реактивного сопротивления $X(f)$ в ёмкостную (отрицательную) область. Данное обстоятельство связано с особенностью системы согласования, в основном, с намоткой согласующей катушки индуктивности, имеющей несколько сотен витков и высокую ёмкость межвитковой связи. Антенны Ant3–Ant5 имеют распределенное согласование, обусловленное длиной спиральной антенны, близкой к половине длины волны, и межвитковой ёмкостью. Варьируя габариты, межвитковое расстояние и длину спиральной антенны, можно получить нужную рабочую частоту. Из графиков рис. 3 видно, что Ant3–Ant5 являются более высокодобротными. Ant5 имеет наименьшую полосу при больших габаритах, что означает более высокую добротность потерь и наибольшую эффективность. В таблицу сведены характеристики рассматриваемых антенн.

Характеристики антенн

Образец антенны	Характеристики		
	КСВ на частоте резонанса	Относительная полоса $f/\Delta f$ по КСВ = 2	Добротность Q_A по $ p(f) = 0,5$
Ant1	1,05	60	20
Ant2	1,07	70	23
Ant3	1,04	357	128
Ant4	1,04	470	150
Ant5	1,1	476	146

Результаты испытаний

Структура горной породы, в которой проложена выработка, может варьироваться в зависимости от географии и глубины прохода толщи земной коры. Это могут быть мергель, известняк, глинистые породы с различной степенью влажности, которые характеризуются различными значениями диэлектрической проницаемости ϵ' , лежащей в пределах от единиц до нескольких десятков. Характер данной породы определяет глубину и дальность связи в выработке. Подтвержденная протоколами дальность связи в режиме передачи цифровых сигналов с модуляцией PSK31 в калийном руднике БКПРУ-2 1200 м через горную породу без металлических направляющих с радиостанциями Ferrа и антеннами Ant1 на обоих концах радиолинии при мощности передачи 5 Вт. Были проведены испытания антенн в различных условиях. При этом голосовая связь по металлическим направляющим линиям обеспечивалась до 3 км.

Помимо Ferrа, известны конкурентные решения (рис. 4): KUTTA DRUM CP [4], работающая на частоте 450 кГц с ферритовой антенной в комплекте, и радиостанция ВЭБР-1/6А [5], работающая в диапазоне 1,025...1,225 МГц с гибкой магнитной антенной из комплекта, надеваемой на пользователя. Сравнительные испытания с радиостанцией KUTTA DRUM CP в одном из рудников ЮАР показали, что дальность связи через породу и по направляющим линиям меньше при одинаковой мощности. Сравнительные испытания в руднике БКПРУ-2 показали, что радиостанция ВЭБР-1/6А позволяет осуществлять связь не более чем на 50 м через породу, т.е.

дальность более чем в 20 раз меньше. Решение в виде гибкой антенны приводит к постоянному уходу резонансной частоты от выбранной рабочей. Аналогичное решение предложено в патенте [6]. Таким образом, радиостанция Ferrа с Ant1–Ant2 имеет преимущество как по стабильности параметров, так и по дальности связи.



Рис. 4. Радиостанции KUTTA [4] и ВЭБР-1/6А [5]

Однако горную выработку часто укрепляют металлической сеткой. Это приводит к экранировке электрического поля ближней зоны резонансных антенн. Поскольку Ant1–Ant2 являются антеннами электрического типа, то в таких горных выработках с их использованием возможна только индукционная связь вдоль кабелей, а радиоволна не может сформироваться и выйти за пределы выработки, ограниченной металлической сеткой. Таким же образом, находясь на поверхности земли, с помощью Ant1–Ant2 невозможно связываться с объектами в метро, представляющим собой бетонную конструкцию с экранирующей железной арматурой. При разработке же качественных резонансных магнитных антенн, поле которых гораздо меньше экранируется, возникает проблема пробоя конденсатора настройки, из-за чего известные решения имеют дорогостоящие вакуумные или диэлектрические конденсаторы и большие массогабаритные характеристики [7]. Поэтому были разработаны Ant3–Ant5, имеющие как электрическую, так и магнитную составляющую поля, не требующие реактивного элемента для настройки в резонанс. Антенны прошли испытания в тоннелях метро г. Омска и на Малышевском руднике. Впервые были получены положительные результаты по связи с подземными объектами с поверхности через породу в режиме передачи цифровых сигналов с модуляцией PSK31. Ant3–Ant5 имеют большие массогабаритные характеристики, чем Ant1–Ant2, поэтому оптимальное использование данного решения – в составе стационарного или переносного оборудования.

Заключение

Среди рассмотренных антенн серийно выпускаемые Ant1–Ant2 являются лучшими решениями для организации связи подвижных пользователей внутри подземного объекта, например для горноспасателей. Перспективные решения Ant3–Ant5 оптимальны для стационарного использования, для организации двухстороннего канала связи сверху вниз. Организация такого канала особенно актуальна для связи

с пунктами (камерами) коллективного спасения персонала в случае возникновения аварийной ситуации.

Таким образом, результаты развития антенной техники в диапазоне СВ позволяют решить проблему двусторонней связи с подземными объектами, необходимой в аварийных ситуациях.

Литература

1. Hansen R.C. Electrically Small, Superdirective, and Superconducting Antennas. – Wiley-Interscience, 2006.

2. Пат. 2488927 Рос. Федерация, МПК H01Q9/18. Перестраиваемая резонансная антенна с согласующим устройством / Д.В. Федосов, В.Н. Хорват, Д.А. Корнеев; заявл. 16.03.2012; опубл. 27.07.2013, Бюл. № 21.

3. Пат. 2680674 Рос. Федерация, МПК H01Q9/04 Резонансная спиральная антенна / Д.В. Федосов, А.В. Колесников, А.В. Николаев; заявл. 14.03.2018; опубл. 25.02.2019, Бюл. № 6.

4. KUTTA Radios [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.kuttaradios.com/DRUM100P.html> (дата обращения: 18.09.2020).

5. Радиостанция носимая абонентская ВЭБР-1/6А [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.vebr.vrn.ru/prod/nosim-abonent-raciya.php> (дата обращения: 18.09.2020).

6. Pat. US4777652A Radio communication systems for underground mines / Publication date 1988-10-11; priority date 1982-07-27.

7. Ротхаммель К., Кришке А. Энциклопедия антенн: пер. с нем. – М.: ДКМ-Пресс, 2011.

Федосов Дмитрий Витальевич

Канд. техн. наук, ген. директор НП ООО «КВ-Связь»
Академика Королева пр., 32, оф. 315,
г. Омск, Россия, 644012
Тел.: +7 (381-2) 29-24-64
Эл. почта: xferga@mail.ru

Колесников Андрей Викторович

Инж. антенного оборудования, НП ООО «КВ-Связь» 32,
Академика Королева пр., 32, оф. 315,
г. Омск, Россия, 644012
Тел.: +7 (381-2) 29-24-64
Эл. почта: kolesnikov.radio@yandex.ru

Николаев Алексей Владимирович

Д-р техн. наук, доцент, зав. каф.
технической электродинамики и антенн (ТДиА)
Московского технического ун-та связи и информатики
(МТУСИ)
Авиамоторная ул., д. 8а, г. Москва, Россия, 111024
Тел.: +7 (495-6) 00-55-00
Эл. почта: alarmoren@yandex.ru

УДК 621.372

А.Н. Сычев, А.И. Степанюга, В.А. Бондарь, К.Б.-Б. Дагба, В.В. Анисимов

Средство проектирования распределённых высокочастотных компонентов для новых радиоэлектронных систем

Разработан прототип программного продукта для расчета параметров, описывающих несимметричные связанные линии с произвольным диэлектрическим заполнением. Рассмотрено несколько вариантов расчета для разных наборов входных данных. Реализованы построение графиков амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик, сохранение выходных параметров в файл и последующее их использование.

Ключевые слова: несимметричные связанные линии, программа *AsymN Extended*, погонные параметры, модальные параметры.

Распределенные высокочастотные компоненты, моделируемые, в общем, как многопроводные волноведущие структуры, могут представлять собой самостоятельные устройства (фильтры, направленные ответвители и т.п.), а также выступать в качестве межсоединений и «строительных блоков» более сложных СВЧ-устройств. Распределёнными компонентами могут являться как одиночные линии передачи, так и связанные линии (СЛ). Последние в случае несимметрии обретают свойство трансформации импеданса, которое отсутствует в симметричных СЛ. Это открывает эффективную возможность при проектировании согласующе-трансформирующих цепей для транзисторов и других СВЧ-устройств, включая делители мощности, мосты в составе векторных модуляторов и фазовращателей, балансных усилителей и аттенуаторов [1] и т.п.

Целью данной работы является создание программного продукта для расчёта параметров, описывающих несимметричные связанные линии как с однородным, так и с неоднородным диэлектриком. Разрабатываемый продукт, являясь инструментом проектирования, позволит существенно облегчить и упростить процесс поиска оптимального проектного решения.

Примеры конструкций несимметричных СЛ с однородным диэлектриком показаны на рис. 1 [1].

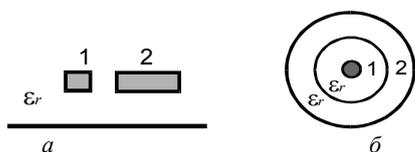


Рис. 1. Поперечные сечения несимметричных СЛ с однородным диэлектриком: *a* – слабо несимметричные; *б* – сильно несимметричные (с двойным экраном)

Существуют СЛ со слабой и сильной межлинейной асимметрией. Слабо несимметричными являются несимметричные полосковые линии с проводниками различной ширины, показанные на рис. 1, *a*.

Сильно несимметричными являются СЛ с двойным экраном, в которых одна из линий экранирует другую, обнуляя её собственную ёмкость на «землю» (см. рис. 1, *б*). При этом такие линии мож-

но классифицировать как триаксиальные или абсолютно асимметричные [1].

Погонные параметры связанных линий

Одним из наборов исходных данных при электрическом анализе СЛ с однородным диэлектрическим заполнением (рис. 2) являются три независимых коэффициента, выбранных из матрицы погонных емкостей с воздушным заполнением:

$$C(1) = \begin{bmatrix} C_{11}(1) & -C_{12}(1) \\ -C_{12}(1) & C_{22}(1) \end{bmatrix} = \\ = \begin{bmatrix} C_{01}(1) + C_{12}(1) & -C_{12}(1) \\ -C_{12}(1) & C_{02}(1) + C_{12}(1) \end{bmatrix},$$

где $C_{11}(1)$, $C_{22}(1)$ – собственные погонные емкости первой и второй линий соответственно; $C_{01}(1)$, $C_{02}(1)$, $C_{12}(1)$ – собственные частичные и взаимная погонные емкости, а также величина относительной проницаемости реального диэлектрического заполнения ϵ_r .

Итак, исходными данными при анализе СЛ с однородным диэлектриком являются всего четыре независимых параметра, или $C_{01}(1)$, $C_{02}(1)$, $C_{12}(1)$, ϵ_r , или $C_{11}(1)$, $C_{22}(1)$, $C_{12}(1)$, ϵ_r , или их комбинация.

Модальные параметры СЛ

Рассмотренные погонные параметры СЛ являются первичными. К вторичным параметрам СЛ относятся модальные параметры, которые разделяются на импедансные и фазовые. К импедансным параметрам можно отнести следующие: характеристическое сопротивление Z_0 , коэффициенты импедансной связи k и трансформации n .

Из фазовых параметров в однородной диэлектрической среде рассматривается лишь одна электрическая постоянная ϵ_r , обычно называемая относительной диэлектрической проницаемостью. Интересно заметить, что этот параметр в данном случае одновременно входит в состав и первичных, и вторичных параметров, что в дальнейшем значительно упрощает анализ и синтез СЛ [1].

Итак, СЛ с однородным диэлектриком описываются набором из четырёх параметров, или погонных (первичных), или модальных (вторичных).

Программа *AsymN Extended*

В данной работе исходная программа *AsymN* [2] была дополнена модулем расчета частотного от-

клика отрезка СЛ, расширена еще одним окном графического интерфейса пользователя и получила название *AsymN Extended*. Новые функциональные возможности заключаются в следующем:

1) выбор одной из трёх схем на отрезке СЛ, подлежащих анализу: а) общая схема с произвольными нагрузками на портах; б) схема; в) межпортный трансформатор с режимом холостого хода на концах одной из диагоналей и нагрузками в другой. межлинейного трансформатора с одинаковыми нагрузками на концах каждой из линий;

2) ввод требуемых значений параметров нагрузки на портах анализируемых схем;

3) задание длины отрезка СЛ, а также начальной и конечной частот диапазона анализа (при этом число частотных точек фиксировано);

4) расчет параметров рассеяния отрезка СЛ (комплексной матрицы S-параметров) в заданном частотном диапазоне.

5) построение графиков амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик (АЧХ, ФЧХ) с возможностью выбора конкретных зависимостей S-параметров из десяти возможных.

Программа *AsymN Extended* является расширенной версией ранее представленного продукта *AsymN*. Функциональные расширения осуществлены за счет использования двуязычного программирования. Расчетная часть реализована на C++ и сформирована в dll-файл.Dll-файл был подключен к изначальному C#-проекту с использованием программного интерфейса. Помимо того, *AsymN Extended* использует компонент для рисования графиков *ZedGraph*, который был подключен также в виде dll-файла. С целью интернационализации и повышения экспортного потенциала программного продукта текстовая часть интерфейса пользователя написана на английском языке [2].

Для верификации и тестирования программного продукта были использованы данные, взятые из [1], необходимая часть из которых приводится в таблице. При этом было достигнуто полное совпадение этих данных с результатами, полученными с использованием *AsymN Extended*.

Численные значения параметров связанных линий

Группы параметров	Параметры	Значения параметров		
Погонные	L_{11} , мкГн/м	0,264	0,275	0,368
	L_{12} , мкГн/м	0,068	0,137	0,183
	L_{22} , мкГн/м	0,176	0,139	0,185
	C_{11} , пФ/м	46,8	222	296
	C_{12} , пФ/м	18,1	219	292
	C_{22} , пФ/м	70,3	440	588
Модалые	C , дБ	10	3	
	Z_0 , Ом	61,24	25	
	k	0,3162	0,70	
	n	0,8165	0,71	
	ϵ_r	1	2,8	5

Теперь приведём скриншоты построенных в программе *AsymN Extended* графиков по данным из таблицы. Полученные графики показаны на рис. 2.

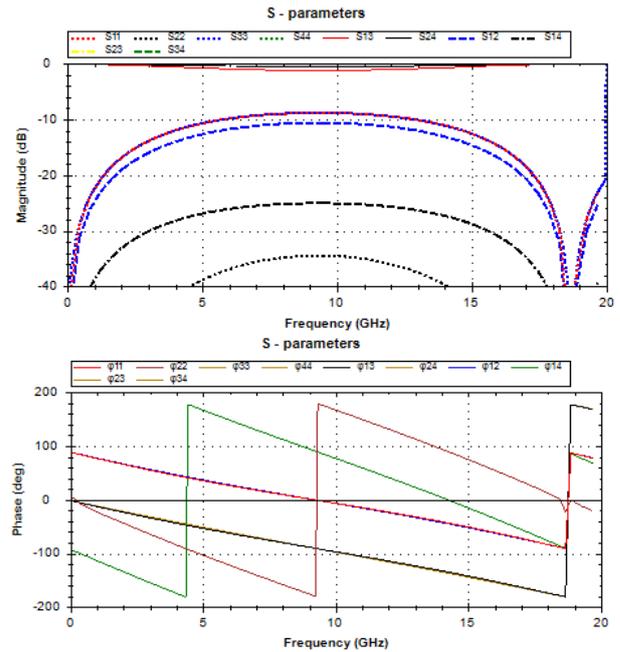


Рис. 2. Графики АЧХ и ФЧХ, построенные по общей схеме с произвольными нагрузками

Графики частотных зависимостей, построенные в *AsymN Extended*, достаточно точно согласуются с результатами, полученными с использованием коммерчески доступной САПР *MWOoffice*.

Метод конформных отображений

В качестве основного метода анализа для расчета погонных параметров линий передачи выбран метод конформных отображений (КО), реализуемый с помощью интеграла Кристоффеля–Шварца (ИКШ) [3]. Его главные достоинства – высокая скорость вычислений при компьютерной реализации, а также эталонная точность при расчете структур, имеющих однородное диэлектрическое заполнение и односвязную область поперечного сечения. В случае многосвязных областей вводятся редуцирующие разрезы с магнитными стенками, а неоднородность диэлектрика учитывается методом частичных емкостей.

Заметим, что в методе КО важное место занимает выбор канонической области. Анализ многоугольных областей сложного поперечного сечения сводится к геометрическому отображению на каноническую область. Наиболее простыми для расчета являются: единичный круг, верхняя полуплоскость, прямоугольник. Каждая из этих областей имеет ряд своих преимуществ, и чаще всего используется последовательное отображение одной области на другую, называемое композитным преобразованием, для получения полного отображения исходной многоугольной области на финальную каноническую область в виде прямоугольного плоского конденсатора.

Программная реализация метода КО

В начале 80-х Трефезеном был разработан комплекс подпрограмм, в котором была выполнена реализация метода численных конформных преобразований Кристоффеля–Шварца. Этот пакет был написан на языке Fortran и получил название *SCRACK*

[3]. Он состоит из 19 подпрограмм, 4 из которых можно контролировать напрямую.

В 90-е годы данный пакет, реализующий численные КО, был перепрограммирован Дрисколом в среде MATLAB и стал называться SC Toolbox. Пользователю стали доступны такие возможности, как: а) вычисление параметров отображения для полуплоскости, круга, полосы, прямоугольника и внешней области; б) графический ввод многоугольников; в) построение как прямых, так и обратных отображений; г) генерация карты ортогональных – силовых и эквипотенциальных – линий поля; д) наличие простого графического интерфейса пользователя, при этом для опытных пользователей доступен консольный ввод.

Пакет SC Toolbox получился весьма гибким инструментом, реализующим КО односвязных обла-

стей на базе MATLAB, который может быть применен для разнообразных приложений. Но попутно появилось несколько отрицательных свойств: а) интеграция со средой MATLAB облегчает пользование пакетом математикам, однако у рядового инженера возникают сложности; б) отсутствие полноценного графического интерфейса; в) жесткая привязка к среде MATLAB делает невозможным использование данного пакета в качестве самостоятельного продукта [3] и требуется наличие лицензии на весь MATLAB.

Lines Modelling Toolbox

Во вновь разрабатываемом автономном программном продукте учтены недоработки аналогов и применён метод численных конформных отображений Кристоффеля–Шварца. Одно из окон программы показано на рис. 3.

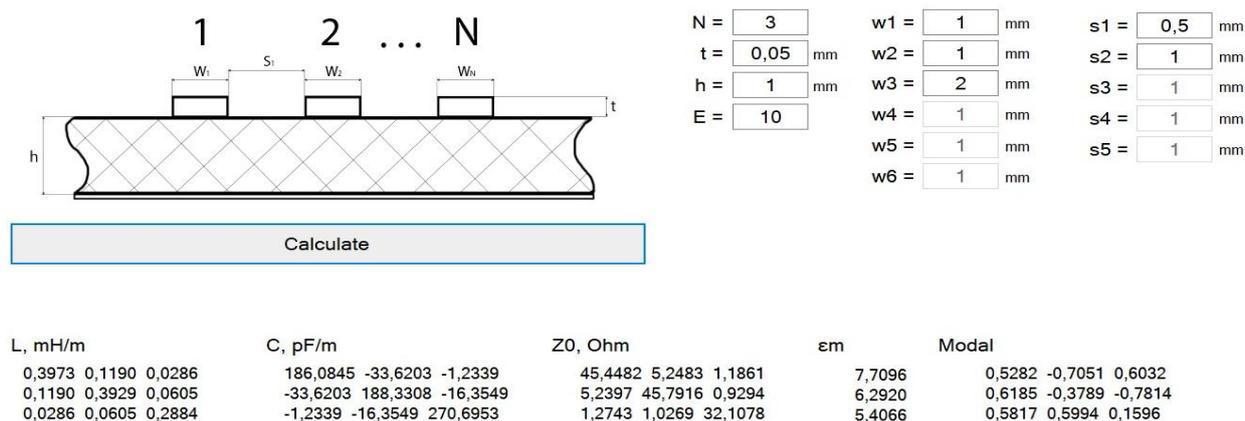


Рис. 3. Окно расчета многопроводных микрополосковых линий в составе программы Lines Modelling Toolbox

Существенные отличительные признаки разрабатываемого программного продукта Lines Modelling Toolbox – инструмента моделирования распределенных компонентов – заключаются в следующем: 1) широкий набор моделируемых распределенных структур; 2) вычислительная эффективность алгоритмов и программ, состоящая в совмещении высокой скорости и точности расчетов; 3) дружественный интуитивно-понятный графический интерфейс пользователя (GUI); 4) отечественная разработка, готовая к импортозамещению и обладающая экспортным потенциалом.

Заключение

Исходя из вышеизложенного, можно сделать вывод, что предлагаемое средство проектирования откроет дополнительные возможности в области компьютерного моделирования распределённых СВЧ-компонентов. Применение пакета облегчит труд разработчиков и ускорит процесс проектирования новых СВЧ-устройств и систем, включая Интернет вещей и 5G.

Работа выполнялась при частичной финансовой поддержке ФГБУ «Фонд содействия инновациям» по программе «Участник молодежного научно-инновационного конкурса» («УМНИК», 12.08.2020) в рамках национальной программы «Цифровая экономика РФ».

Литература

- Сычев А.Н. Анализ и синтез несимметричных связанных линий в однородной диэлектрической среде // Доклады ТУСУР. – 2019. – Т. 22, № 1. – С. 11–19.
- Свидетельство о гос. регистрации программы для ЭВМ № 2019619406. AsymH / Авторы-правообладатели: А.Н. Сычев, В.А. Бондарь, К.Б.-Б. Дагба, А.И. Степанюга, Р.А. Калменов. – Заявка № 2019616059, поступ.: 27.05.2019, опубл.: 17.07.2019, Бюл. № 7 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www1.fips.ru/ofpstorage/Doc/PrEVM/RUNWPR/000/002/019/619/406/2019619406-00001/document.pdf> (дата обращения: 20.09.2020).
- Driscoll T.A. Schwarz–Christoffel mapping / T.A. Driscoll, L.N. Trefethen. – Cambridge: Cambridge Univ. Press, 2002. – 132 p.

Сычев Александр Николаевич

Д-р техн. наук, профессор каф. компьютерных систем в управлении проектирования (КСУП) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
 ORCID: 0000-0002-4079-4605
 Тел.: +7 (382-2) 41-47-17
 Эл. почта: ans@main.tusur.ru

Степанюга Антон Игоревич
Студент каф. КСУП ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 41-47-17
Эл. почта: ganeball9799@mail.ru

Бондарь Владислав Андреевич
Студент каф. КСУП ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 41-47-17
Эл. почта: vladuxexel@gmail.com

Дагба Кежик Байыр-Белекович
Студент каф. КСУП ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 41-47-17
Эл. почта: thiswhitenike@gmail.com

Анисимов Валерий Валерьевич
Магистрант каф. КСУП ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 41-47-17
Эл. почта: muternatallia@gmail.com

УДК 621.396.41

А.В. Бадьин, В.Д. Москаленко, Д.А. Пидотова

Электрофизические характеристики суб-ТГц диода с барьером Шоттки

Показаны результаты исследования электрофизических и частотных характеристик полупроводниковой структуры с барьером Шоттки на основе n-GaAs. Представлены вольт-амперные и частотные характеристики в диапазоне 115–257 ГГц. Подтверждена возможность использования таких полупроводниковых структур в качестве детектора суб-ТГц излучения.

Ключевые слова: суб-ТГц, барьер Шоттки, детектор, полупроводник, характеристики.

Для производства и разработки современных технических устройств требуется обеспечение сложных и точных измерений. Полупроводниковые структуры активно используются для создания широкого спектра приборов и устройств функциональной электроники. Применительно к сверхвысокочастотному (СВЧ) диапазону широко используются полупроводниковые детекторы [1–3]. В частности, в субтерагерцовом (суб-ТГц) диапазоне (100–300 ГГц) применение диодов с барьером Шоттки (ДБШ) перспективно ввиду развития стандартов связи нового поколения, бесконтактных систем безопасности, а также медицинских технологий и приборов для исследования окружающей среды, природных и искусственных материалов [4–6].

Полупроводниковые детекторы (ППД) основаны на принципе измерения импульсов напряжения, возникающих в результате возрастания проводимости кристалла под действием поступающих в него частиц или фотонного излучения. Одним из основных материалов полупроводниковых детекторов является арсенид галлия (GaAs). Благодаря большой ширине запрещенной зоны, широкому диапазону изменения параметров при легировании различными примесями и высокой подвижности носителей заряда он считается перспективным материалом микроэлектроники [7, 8]. Полупроводниковые структуры, использующие переход металл–полупроводник в качестве барьера, называются диодами с барьером Шоттки.

Постановка задачи

В настоящее время разработаны различные типы детекторов: болометры, пирометры, диоды Мотта, Si MOSFET [9], акустооптические (ячейка Голея). Данные детекторы обладают высокой чувствительностью, однако имеют трудности при эксплуатации, например, необходимость охлаждения жидким гелием или ограниченное быстродействие за счет инертности физических процессов (Голей). Все это сказывается на сложности процесса использования и высокой стоимости оборудования.

Ввиду отсутствия неосновных носителей заряда в процессе работы ДБШ процессы их накопления и рассасывания практически отсутствуют, а потому ДБШ имеют высокое быстродействие. Также, в отличие от простого диода, диоды с барьером Шоттки

обладают малым падением напряжения, что позволяет меньше рассеивать тепло и меньше нагреваться. Ввиду данных особенностей возникает необходимость исследования характеристик полупроводниковых структур с барьером Шоттки, перспективных для использования в качестве детектора суб-ТГц излучения, что в существенной мере позволит уменьшить стоимость измерительного оборудования и снизить массогабаритные параметры, увеличить быстродействие.

Исследуемый образец

Для исследования электрофизических и частотных характеристик был изготовлен экспериментальный образец диода с барьером Шоттки (рис. 1).

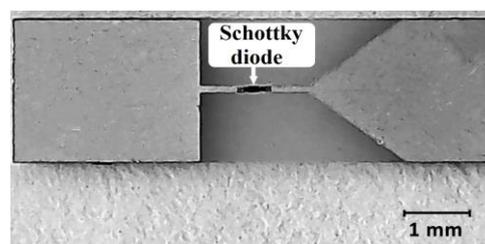


Рис. 1. Микрофотография исследуемого образца диода с барьером Шоттки

Для создания детекторных структур использовался арсенид галлия n-типа, расположенный на теплоизолирующей подложке, выполненной из керамики. В качестве легирующей примеси использовалась сера (S) с концентрацией атомов $N_d = 10^{18} \text{ см}^{-3}$. Металлические контакты изготавливались путем напыления пленки металла с толщиной 30 нм.

Статические характеристики диода Шоттки

Измерения вольт-амперных характеристик (ВАХ) проводились при помощи источника-измерителя Keithley 2611. При помощи измерительного прибора на исследуемый образец подавалось заданное напряжение смещения в диапазоне от $-0,998$ до $0,998$ В. Ток и напряжение измерялись при помощи амперметра и вольтметра соответственно и автоматически записывались на персональный компьютер (ПК).

Частотные характеристики диода Шоттки

Частотные характеристики диода Шоттки снимались с помощью квазиоптической измерительной установки (рис. 2) [10].

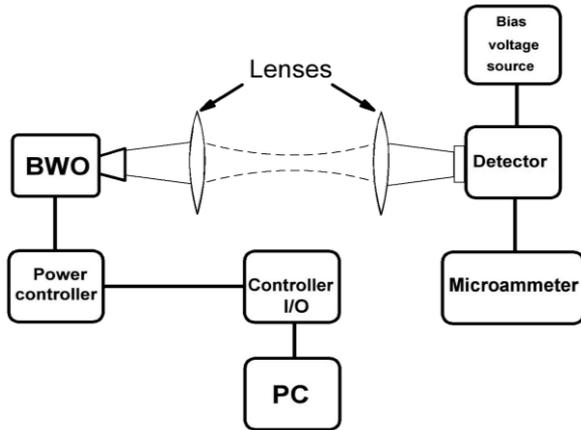


Рис. 2. Конфигурация измерительной установки для исследования частотных свойств детектора Голея

В качестве источника непрерывного монохроматического терагерцового излучения использовалась лампа обратной волны (ЛОВ), которая позволяла получать электромагнитные колебания в диапазоне частот 115–257 ГГц. Для фокусировки расходящегося пучка использовалась тefлоновая линза с фокусным расстоянием 120 мм. Вторая линза помещалась непосредственно перед детектором для максимальной локализации излучения на самом диоде Шоттки, который помещался в корпус. С шагом изменения частоты в 5 ГГц измерялось приращение тока через детектор с помощью микроамперметра. В тех же условиях окружающей среды измерялась частотная характеристика с использованием ячейки Голея и зарегистрированы данные с помощью ПК.

Для измерения токовой чувствительности в установке дополнительно использовались микроволновые пленочные аттенюаторы. На рис. 3 представлена схема экспериментальной квазиоптической системы для исследования частотных характеристик детекторов суб-ТГц диапазона. Аттенюаторы были изготовлены из пленок с пропускающей способностью 10 и 30% соответственно.

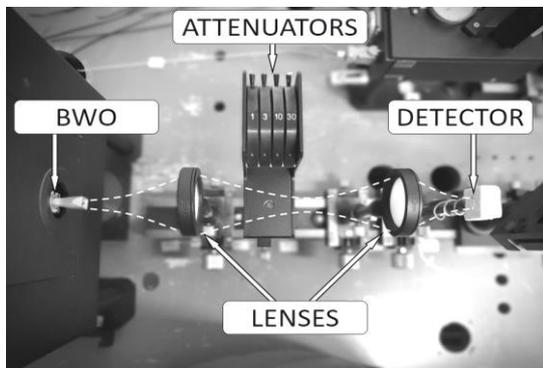


Рис. 3. Внешний вид квазиоптической системы для исследования токовой чувствительности детектора суб-ТГц излучения на основе диода с барьером Шоттки

Путем механического введения аттенюаторов в квазиоптический тракт производилось изменение интенсивности электромагнитной волны. Изменяя напряжение смещения на фиксированной частоте

249 ГГц, соответствующей максимальной интенсивности излучения, были получены вольт-амперные характеристики диода: при прохождении излучения без ослабления, при ослаблении в 70%, при ослаблении в 90% и при отсутствии излучения. Далее, полагая прохождение излучения без ослабления за 100% мощности, которая соответствует 25 мВт (средней мощности, которую выдает источник), получены значения токовой чувствительности диода. Из графика выделены три интервала значений мощности, построена зависимость токовой чувствительности от напряжения смещения.

Экспериментальные результаты

На рис. 4 изображена вольт-амперная характеристика образца диода с барьером Шоттки на основе n-GaAs. Измерения проводились при положительном и отрицательном напряжениях смещения. Однако в данном случае представляет интерес только положительное напряжение смещения для определения порогового значения $U_{пор}$.

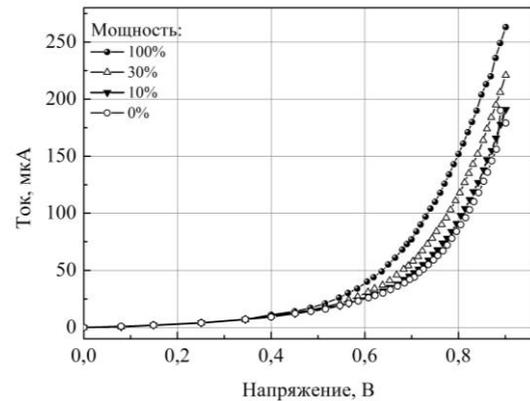


Рис. 4. Вольт-амперная характеристика диода с барьером Шоттки на основе n-GaAs в зависимости от относительной мощности падающего суб-ТГц излучения (25 мВт соответствуют 100% мощности)

На рис. 5 представлена частотная характеристика ячейки Голея в диапазоне 115–257 ГГц.

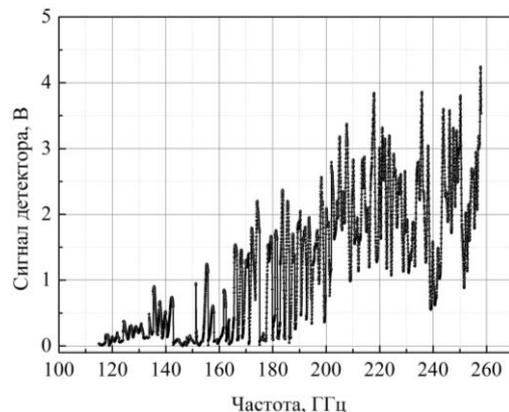


Рис. 5. Частотная характеристика ячейки Голея в суб-ТГц диапазоне

Из данной зависимости были выбраны 30 значений фиксированных частот, на которых производились измерения приращения тока на диоде с барьером Шоттки под воздействием суб-ТГц излучения.

На рис. 6 представлен сравнительный график частотных характеристик детектора с барьером Шоттки и ячейки Голя.

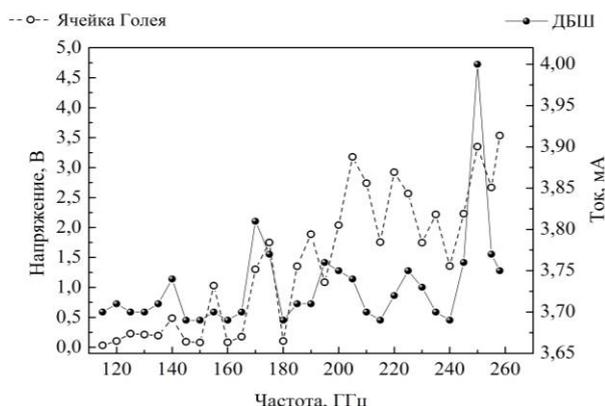


Рис. 6. Частотная характеристика диода с барьером Шоттки и ячейки Голя в суб-ТГц диапазоне

Ниже представлены зависимости тока через диод Шоттки от мощности падающего электромагнитного излучения при фиксированных значениях напряжения смещения (рис. 7) на частоте 249 ГГц.

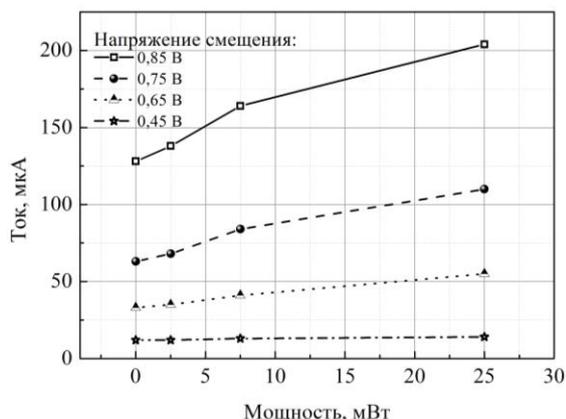


Рис. 7. Зависимость тока от мощности диода с барьером Шоттки на частоте 249 ГГц при изменении напряжения смещения в диапазоне 0,45–0,85 В

Если предположить прохождение излучения без ослабления за 100% мощности, что соответствует 25 мВт (средняя мощность, которую выдает источник), то можно преобразовать процентные значения мощности излучения в милливольты. Так, пропускание 10% излучения соответствует мощности 2,5 мВт, а 30% излучения – 7,5 мВт.

На рис. 8 представлена зависимость токовой чувствительности диода от напряжения смещения.

Обсуждение результатов

Анализируя вольт-амперную характеристику образца диода с барьером Шоттки (см. рис. 4), с помощью линейной аппроксимации определено пороговое напряжение открытия. При прохождении излучения без ослабления $U_{пор} = 0,623$ В, при отсутствии излучения $U_{пор} = 0,706$ В. Снижение значения порогового напряжения в присутствии излучения можно объяснить наличием взаимодействия носителей друг с другом, например электронно-дырочным

рассеянием [11]. Пороговые напряжения превышают характерное значение для детекторов на основе арсенида галлия [12]. Это может быть связано с рядом факторов, изменяющих вид вольт-амперной характеристики диода [13]: к примеру, дефекты в приповерхностной области полупроводника [14], которые приводят к твердофазной реакции с участием контактирующих материалов или ко взаимной диффузии атомов металла и полупроводника [15]. Другой причиной может служить наличие промежуточного оксидного слоя, связанного с окислением поверхности полупроводника перед нанесением металла. Удаление этих слоев – технологически сложная задача, поэтому в большинстве случаев окисный слой всегда присутствует на поверхности полупроводника.

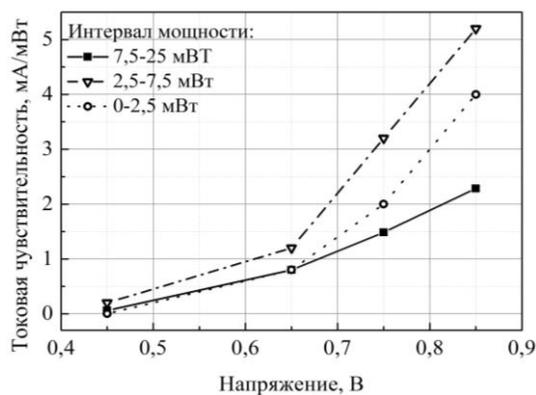


Рис. 8. Зависимость токовой чувствительности диода от напряжения смещения на частоте 249 ГГц

Анализ токовой зависимости от мощности при фиксированном напряжении смещения (см. рис. 7) определил следующую закономерность: увеличение мощности излучения ведет к росту тока через диод. Из рис. 8 видно, что токовая чувствительность имеет ярко выраженную нелинейную зависимость от напряжения смещения. С ростом напряжения смещения приращение тока детектора при фиксированной мощности увеличивается. Интервал значений мощности 2,5–7,5 мВт соответствует наибольшей токовой чувствительности диода.

Частотная характеристика диода Шоттки снималась в диапазоне 115–257 ГГц со смещением 0,797 В (см. рис. 6). Для оценки применимости диода с барьером Шоттки в терагерцовом диапазоне, была снята та же характеристика, но уже при помощи ячейки Голя. Наблюдаемая корреляция (см. рис. 6) позволяет подтвердить предположение, что представленный ДБШ может быть использован в качестве детектора суб-ТГц излучения.

Выводы

В представленной статье описываются свойства диода с барьером Шоттки на основе арсенида галлия, его особенности, принцип действия и перспективность использования в качестве детектора суб-ТГц излучения. Ввиду особенностей структуры диода измерения, производимые в терагерцовом диапазоне с его помощью, позволяют быстро получить качественные результаты. Возможность замены

прибора в установке позволит уменьшить стоимость измерительного оборудования и снизить массогабаритные параметры.

Авторы выражают благодарность сотруднику Научно-исследовательского института полупроводниковых приборов (г. Томск, Россия) Геннадию Федоровичу Ковтуненко за предоставленные образцы диодов с барьером Шоттки, младшему научному сотруднику лаборатории терагерцовых исследований Национального исследовательского Томского государственного университета Кириллу Валерьевичу Дорожкину за помощь в проведении эксперимента.

Литература

1. Belous A.I., Merdanov M.K., Shvedov S.V. Microwave electronics in radar and communication systems. Technical Encyclopedia. – M.: Tekhnosfera, 2016. – 1416 p.
2. Vyatkin A.P., Maksimova N.K., Filonov N.G. Electro-physical properties of structures with a Schottky barrier on GaAs // Bulletin of Tomsk State University. – 2005. – No. 285. – P. 121–128.
3. Bozhkov V.G., Lukash V.S. Semiconductor microwave devices // Bulletin of Tomsk State University. – 2005. – No. 285. – P. 129–138.
4. Siegel P.H., Smith R.P., Gaidis M.C. et al. 2.5-THz GaAs monolithic membrane-diode mixer // IEEE Trans. Microwave. – Theory Tech. 47. – 1999. – P. 596–604.
5. Afanasyev A. V., Ilyin V.A., Reshanov S.A. et al. Silicon carbide-based ultraviolet photodiodes for biomedical applications // Biotechnosphere. – 2016. – No. 3–4 (45–46). – P. 19–22.
6. Malyshev I.V. Methods of microwave registration and location of biological dispersed media // Engineering Journal of the Don. – 2015. – Vol. 39, No. 4–2. – P. 35.
7. Biryukov E.N., Khokhlov A.I., Teplova T.B. et al. The effect of an uneven fractured surface layer of processed plates of brittle materials on the quality of finished products // Mining Information and Analytical Bulletin (scientific and technical journal). – 2018. – No. 8. – P. 26–35.
8. Danilov Yu.A., Demina P.B., Dorokhin M.V. et al. Electroluminescence of Schottky diodes Ni/AlAs/GaAs/InGaAs/GaAs // Bulletin of the Nizhny Novgorod University. N.I. Lobachevsky. – 2009. – No. 2. – P. 44–48.
9. Gibin I.S., Kotlyar P.E. Terahertz radiation receivers // Successes in Applied Physics. – 2018. – Vol. 6, No. 2. – P. 117–129.
10. Badin A.V., Berdyugin A.I., Vigovsky V.U. et al. System of automated measurement of electromagnetic response of anisotropic materials in quasi-optical beams / 18th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM), Erlagol, 2017. – P. 301–304.
11. Kolosnitsyn B.S. Physics of semiconductor devices. Teaching aid. – Belarusian: Belarusian state University of Informatics and Radioelectronics, 2012. – Vol. 2. – P. 146.
12. Kozlovsky E.Yu., Osipov A.M. Low-barrier Schottky diodes on gallium arsenide // Bulletin of Novgorod State University. Yaroslav the Wise. – 2018. – No. 46. – P. 16–19.
13. Dorokhin M.V., Zdoroveishchev A.V. GaAs based Schottky diode: production technology and diagnostics. Teaching aid. – Nizhny Novgorod: Nizhny Novgorod State University, 2013. – 75 p.
14. Nikonova A.A., Levinson D.I., Nebesnyuk O.Yu. Technological features of manufacturing contact systems to semiconductor structures // Radio electronics, computer science, control. – 2007. – No. 1 (17). – P. 34–36.
15. Dokhturov V.V., Smirnov S.V., Yurchenko A.V. et al. Monitoring the parameters of ohmic contacts directly in the process of their annealing / Well-being vectors: economics and society. – 2012. – No. 1 (2). – P. 109–114.

Бадьин Александр Владимирович

Канд. физ.-мат. наук, доцент каф. радиоэлектроники (КРЭ) Национального исследовательского Томского государственного ун-та (НИ ТГУ) Ленина пр-т, 36, г. Томск, Россия, 634050
Эл. почта: thzlab@mail.tsu.ru

Москаленко Виктория Дмитриевна

Магистрант каф. КРЭ НИ ТГУ
Ленина пр-т, 36, г. Томск, Россия, 634050
Эл. почта: irreproachable17@bk.ru

Пидотова Диана Андреевна

Студентка каф. КРЭ НИ ТГУ
Ленина пр-т, 36, г. Томск, Россия, 634050
Эл. почта: diana.nov.15@mail.ru

УДК 621.372

С.А. Ходенков, Н.А. Шепета, О.В. Дианова

Полосно-пропускающий СВЧ-фильтр

Исследованы конструкции сверхширокополосного фильтра на микрополосковом многомодовом резонаторе со шлейфами. Трехмерные модели полосно-пропускающего сверхвысокочастотного фильтра синтезированы при помощи численного электродинамического анализа. В расчетах в качестве подложки использовалась монолитная пластина поликора с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 9,8$. Показано, что увеличение числа сворачиваний полоскового проводника многомодового резонатора фильтра сопровождается улучшением его селективных свойств.

Ключевые слова: СВЧ-фильтр, многомодовый резонатор, численный электродинамический анализ, полоса пропускания, параметрический синтез.

Как известно, в Российской Федерации информационно-телекоммуникационные системы относятся к приоритетным направлениям развития науки, технологий и техники. Их основная задача – стабильная высокоскоростная передача данных и своевременный качественный доступ потребителей к необходимой им информации. Поэтому в настоящее время актуальны и востребованы исследования, направленные на разработку устройств, способствующих расширению каналов передачи данных.

Таким образом, модернизация уже известных и разработка новых конструкций сверхширокополосных фильтров сверхвысокочастотного (СВЧ) диапазона, используемых в узлах связи систем тропосферной и космической связи, – актуальная и важная задача, поставленная перед разработчиками современной радиоаппаратуры.

При этом стоит отметить, что среди полосно-пропускающих СВЧ-фильтров хорошо себя зарекомендовали фильтры в микрополосковом исполнении. Общеизвестно, что они имеют высокую селективность [1–3], миниатюрны [4, 5], технологичны в изготовлении и обладают сравнительно невысокой себестоимостью производства при изготовлении крупных партий.

Однако традиционные подходы в разработке таких фильтров, например, с использованием только одномодовых микрополосковых резонаторов [6], по сути, практически исчерпали свои возможности. Кроме того, относительная ширина полосы пропускания $\Delta f/f_0$ таких СВЧ-конструкций практически не превышает 40%.

Исследования микрополосковых структур на многомодовом резонаторе, построенных по аналогии с одномерными фотонными кристаллами, показали возможность реализации фильтров на их основе с достаточно широкими полосами пропускания [7]. Однако применение такого подхода в разработке сверхширокополосных фильтров не позволяет им реализовать высокие частотно-селективные свойства. Существенное расширение полосы пропускания фильтров сопровождается неприемлемым сужением их высокочастотной полосы заграждения.

При этом использование в конструкциях многомодовых микрополосковых резонаторов – в целом

перспективный подход, позволяющий конструировать сверхширокополосные СВЧ-фильтры [8]. Это способствует не только уменьшению размеров частотно-селективных устройств, но и существенному расширению их полос пропускания за счет «расталкивания» нижайших мод колебаний.

Рассмотрим конструкцию сверхвысокочастотного полосового фильтра (рис. 1). Полосковый проводник многомодового резонатора микрополосковой конструкции свернут в виде меандровой линии, при этом предложенный резонатор отличается от аналогичных многомодовых резонаторов, например исследованных в работе [9], наличием двух шлейфов. Его полосковый проводник состоит из пяти последовательно соединенных друг с другом отрезков 1-2-3-2-1, причем с широкими отрезками 2 ортогонально состыкованы шлейфы – протяженные полосковые отрезки 4, заземленные с противоположного конца на основании конструкции.

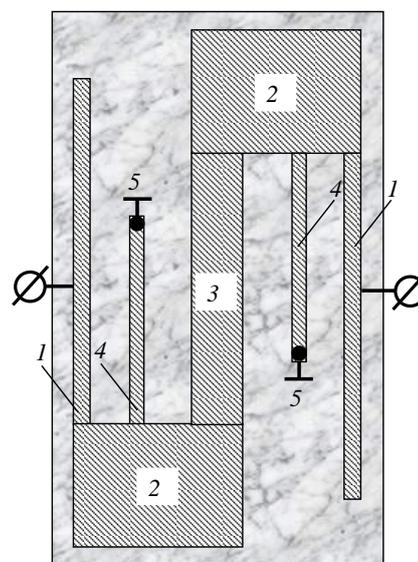


Рис. 1. Топология полосковых проводников сверхширокополосного микрополоскового фильтра четвертого порядка

Материал диэлектрической подложки конструкции – монолитная пластина поликора толщиной $h = 1,00$ мм. Заземление 5 отрезков 4 полоскового проводника на основании конструкции реализовано

вано в виде отверстий в подложке высотой $h = 1,00$ мм с одинаковым диаметром $d = 0,45$ мм и заполнено проводящим материалом – медью.

Важно отметить, что использование в предложенном многомодовом резонаторе пары шлейфов позволяет существенно расширить полосу пропускания фильтра, реализованного на его основе. Так, увеличивая длину шлейфов, можно достаточно просто реализовать фильтр с более широкой полосой пропускания, чем у сверхширокополосных фильтров, исследованных в работе [9].

При этом исследование двух рассмотренных в настоящей работе конструкций полосно-пропускающего СВЧ-фильтра были проведены при помощи численного электродинамического анализа трехмерных моделей. Для определенности частоты полосы пропускания были зафиксированы от 1,0 до 3,0 ГГц. Таким образом, относительная ширина полосы пропускания $\Delta f/f_0$ конструкций 100%.

Видно (рис. 2), что полосу пропускания исследованного фильтра-резонатора формируют четыре резонанса. Также на амплитудно-частотной характеристике (АЧХ) конструкции наблюдается пара полюсов затухания, расположенных на частотах высокочастотной полосы заграждения, они способствуют росту крутизны высокочастотного склона полосы пропускания, а также увеличению подавления мощности в полосе заграждения.

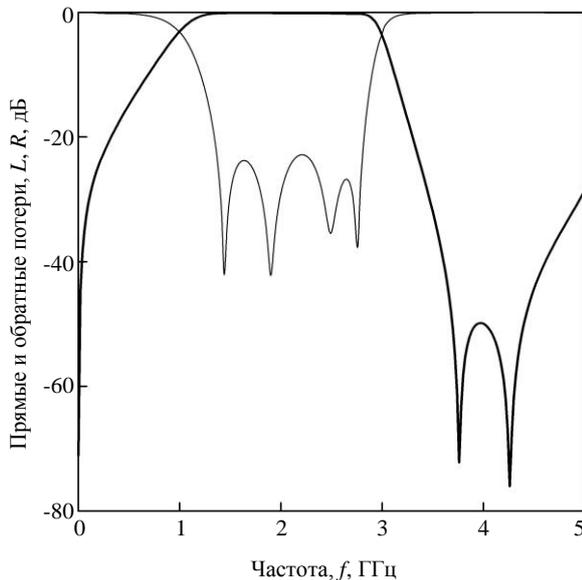


Рис. 2. АЧХ сверхширокополосного микрополоскового фильтра четвертого порядка

Существует несколько вариантов улучшения частотно-селективных свойств такого фильтра, один из них – увеличение числа сворачиваний полоскового проводника многомодового резонатора, как это показано на рис. 3.

В такой конструкции свернутый полосковый проводник многомодового резонатора с тремя шлейфами образован состыкованными отрезками $1-2-3-4-3-2-1$, а также заземленными с одного конца на основание конструкции отрезками 5 и 6.

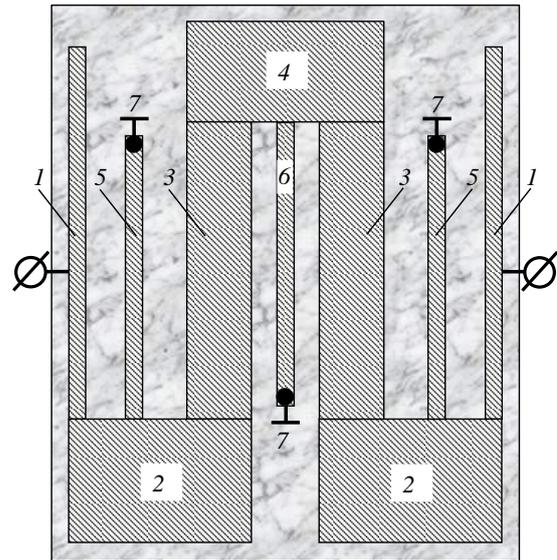


Рис. 3. Топология полосковых проводников сверхширокополосного микрополоскового фильтра пятого порядка

Такое конструктивное решение позволяет увеличить число резонансов, формирующих полосу пропускания микрополоскового фильтра, до пяти, что сопровождается ростом крутизны ее склонов (рис. 4) при незначительном росте минимальных потерь на прохождение мощности L_{\min} на ее частотах от 0,13 до 0,16 дБ.

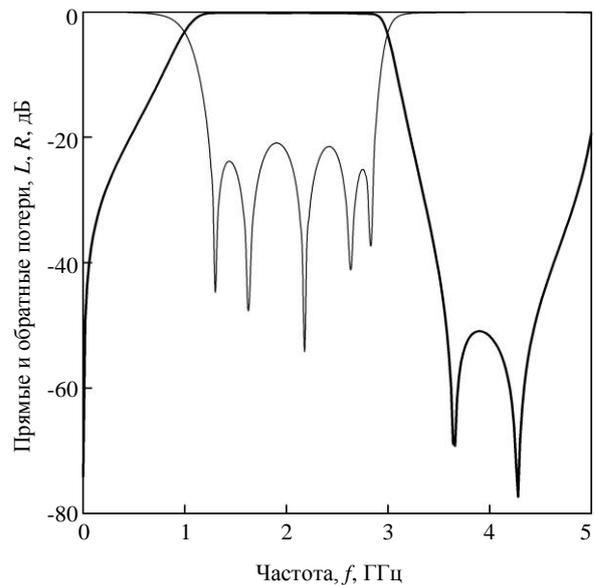


Рис. 4. АЧХ сверхширокополосного микрополоскового фильтра пятого порядка

Геометрические размеры отрезков полосковых проводников многомодовых резонаторов двух рассмотренных конструкций приведены в таблице.

Расстояние между отрезками 1 и 4 полоскового проводника в первой СВЧ-конструкции – 1,30 мм, между отрезками 1 и 5 во второй СВЧ-конструкции – 1,20 мм.

Габариты конструкций с учетом отступов на расстояние $h = 1$ мм от полоскового проводника четырех- и пятимодового резонатора до края диэлек-

трической подложки составили 18,90×11,30 и 17,70×14,90 мм², соответственно.

Геометрические размеры отрезков полосковых проводников резонаторов СВЧ-конструкций

№ п/п	Топология полоскового проводника	Позиция отрезка полоскового проводника на рисунке	Размеры отрезков полосковых проводников	
			Длина отрезка	Ширина отрезка
1	Рис. 1	1	11,25	0,55
2		2	5,50	4,10
3		3	8,80	1,70
4		4	6,70	0,40
5	Рис. 3	1	11,25	0,55
6		2	5,45	3,75
7		3	9,00	1,90
8		4	5,80	2,95
9		5	8,50	0,40
10		6	8,55	0,40

Очевидно, что увеличение числа сворачиваний полоскового проводника резонатора со шлейфами сопровождается пропорциональным увеличением числа резонансов, формирующих полосу пропускания сверхширокополосного фильтра.

Важно отметить, что варьирование протяженности полоскового проводника шлейфов позволяет монотонно расширять или сужать полосу пропускания фильтра в достаточно широких пределах.

Таким образом, предложен новый фильтр с широкой полосой пропускания, реализованный с использованием всего одного многомодового микрополоскового резонатора со шлейфами. Полосковый проводник резонатора конструкции выполнен в виде меандровой линии, а ее высокие селективные свойства обусловлены малыми потерями мощности на частотах полосы пропускания и сравнительно высокой прямоугольностью амплитудно-частотной характеристики.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (государственное задание № FEFE-2020-0013).

Литература

1. A Microstrip Bandpass Filter With Ultra-Wide Stopband / C.-W. Tang, Y.-K. Hsu // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2008. – Vol. 56, No. 6. – P. 1468–1472.
2. 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.

3. 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.

4. Compact Filter Configurations Using Concentric Microstrip Open-Loop Resonators / L. Athukorala, D. Budimir // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2012. – Vol. 22, No. 5. – P. 245–247.

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. – Vol. 15, No. 6. – P. 469–476.

6. Microstrip Spurious-Coupling Band-Pass Filters with Quarter-Wavelength and П-Shaped Resonators / A.V. Zakharov, S.A. Rozenko // Journal of Communications Technology and Electronics. – 2019. – Vol. 64, No. 4. – P. 430–438.

7. Analysis of Microstrip Analogues of Bandpass Filters on One-Dimensional Photonic Crystals / B.A. Belyaev, A.S. Voloshin, V.F. Shabanov // Journal of Communications Technology and Electronics. – 2006. – Vol. 51, No. 6. – P. 653–659.

8. Compact Ultra-Wideband Bandpass Filter Using Dual-Line Coupling Structure / K. Son, Y. Fan // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2009. – Vol. 19, No. 1. – P. 30–32.

9. 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.

Ходенков Сергей Александрович

Канд. техн. наук, доцент, вед. н.с. научно-исследовательской лаб. Института информатики и телекоммуникаций (НИЛ ИИТК) Сибирского государственного университета науки и технологий им. акад. М.Ф. Решетнева (СибГУ им М.Ф. Решетнева) Имени газеты «Красноярский рабочий» пр-т, 31, г. Красноярск, Россия, 660037
Тел.: +7-923-306-87-92
Эл. почта: hsa-sibsau@mail.ru

Шепета Наталья Александровна

Канд. физ.-мат. наук, доцент, с.н.с. НИЛ ИИТК СибГУ им. М.Ф. Решетнева Имени газеты «Красноярский рабочий» пр-т, 31, г. Красноярск, Россия, 660037
Тел.: +7-906-917-66-43
Эл. почта: nashka116@mail.ru

Дианова Оксана Викторовна

Инженер НИЛ ИИТК СибГУ им. М.Ф. Решетнева Имени газеты «Красноярский рабочий» пр-т, 31, г. Красноярск, Россия, 660037
Тел.: +7-933-200-19-02
Эл. почта: ettk@bk.ru

УДК 621.372

Б.А. Беляев, С.А. Ходенков, Г.Г. Назаров

Микрополосковый сверхширокополосный фильтр девятого порядка

Разработан микрополосковый полосно-пропускающий фильтр с относительной шириной полосы пропускания $\Delta f/f_0 = 100\%$. В конструкции, реализованной на подложке с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 9,8$, используются три встречно-направленных трехмодовых резонатора со шлейфами. Сверхширокополосный фильтр синтезирован при помощи численного электродинамического анализа его 3D-модели и имеет высокие частотно-селективные свойства.

Ключевые слова: сверхширокополосный фильтр, амплитудно-частотная характеристика, численный электродинамический анализ, полоса пропускания, параметрический синтез.

На сегодняшний день стремительное развитие телекоммуникационных технологий продиктовано необходимостью передачи большого объема цифровой информации с высокой скоростью на различные расстояния.

При этом рост экономики развитых стран мира, а также Российской Федерации, существенно зависит от развития цифровых технологий. В конечном итоге, по сути, это сказывается на себестоимости готовой отечественной продукции, в том числе и наукоемкой, и ее международной конкурентоспособности. Кроме того, полноценное освоение и исследование малонаселенных арктических и приарктических территорий Российской Федерации, обладающих большими стратегическими запасами неразработанных природных ресурсов, невозможно без соответствующего уровня развития телекоммуникационных технологий.

Однако реализация таких перспективных технологий требует существенной трансформации определенных элементов систем тропосферной и космической связи или разработки радио- и специальной аппаратуры нового поколения. Поэтому в создании нового класса сверхвысокочастотных (СВЧ) устройств – сверхширокополосных фильтров – заинтересованы как отечественные, так и зарубежные разработчики СВЧ-техники.

При этом на сегодняшний день сверхширокополосные фильтры СВЧ-диапазона все еще имеют ряд ограничений по массогабаритным параметрам и электрическим характеристикам. К ним можно отнести относительно неширокую полосу заграждения [1], что обусловлено существенным расширением рабочей полосы пропускания, относительно слабое подавление мощности помех на частотах полос заграждения [2], недостаточную прямоуглость их амплитудно-частотной характеристики [3] и т.д.

Один из подходов, направленный на решение такой конструкторско-технологической задачи, – использование в конструкциях сверхширокополосных фильтров многомодовых микрополосковых резонаторов [4], которые хорошо зарекомендовали себя при разработке полосно-пропускающих фильтров [5–7], фильтров верхних частот [8], фильтров ниж-

них частот [9], дилексеров, а также других частотно-селективных устройств сверхвысокочастотного диапазона.

На рис. 1 показана топология полосковых проводников полосового микрополоскового фильтра. СВЧ-конструкция реализована на монолитной подложке (1) с использованием всего трех встречно-направленных резонаторов. Такие резонаторы конструктивно отличаются от шпильковых двухмодовых резонаторов, которые, как известно [4], достаточно хорошо исследованы, наличием шлейфов. При этом полосковый проводник крайних резонаторов рассматриваемого полосно-пропускающего фильтра образован отрезками 2–5, а полосковый проводник центрального резонатора – отрезками 6–8. Кроме того, полосковые проводники шлейфов 4 и 7 заземлены свободным концом на основании конструкции через сквозные круглые отверстия 9 в монолитной подложке, заполненные проводящим материалом. Диаметр трех отверстий зафиксирован – $d = 0,45$ мм.

Благодаря использованию в конструкции шлейфов от каждого резонатора в формировании полосы пропускания микрополоскового фильтра участвуют три нижайшие моды колебаний, поэтому порядок такого фильтра – девятый.

Параметрический синтез предложенного полосно-пропускающего СВЧ-фильтра был проведен на основе численного электродинамического анализа его 3D-модели. В расчетах амплитудно-частотной характеристики сверхширокополосного фильтра использовалась подложка с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 9,8$ толщиной $h = 1$ мм (СВЧ-материал – поликор). Центральная частота его полосы пропускания и ее относительная ширина были зафиксированы – $f_0 = 2,0$ ГГц, $\Delta f/f_0 = 100\%$ соответственно.

50-Ω входной и выходной порты СВЧ-конструкции расположены на узких протяженных отрезках полоскового проводника 3 резонаторов связи.

Амплитудно-частотные характеристики синтезированного фильтра в широкой и узкой полосе частот приведены на рис. 2 и 3 соответственно. Видно, что полосу пропускания конструкции формируют девять резонансов, а минимальные потери СВЧ-

мощности L_{min} на ее частотах не превышают 0,4 дБ. Измерения граничных частот полосы пропускания $f_i = 1,0$ ГГц и $f_n = 3$ ГГц проведены по уровню -3 дБ от уровня минимальных потерь L_{min} .

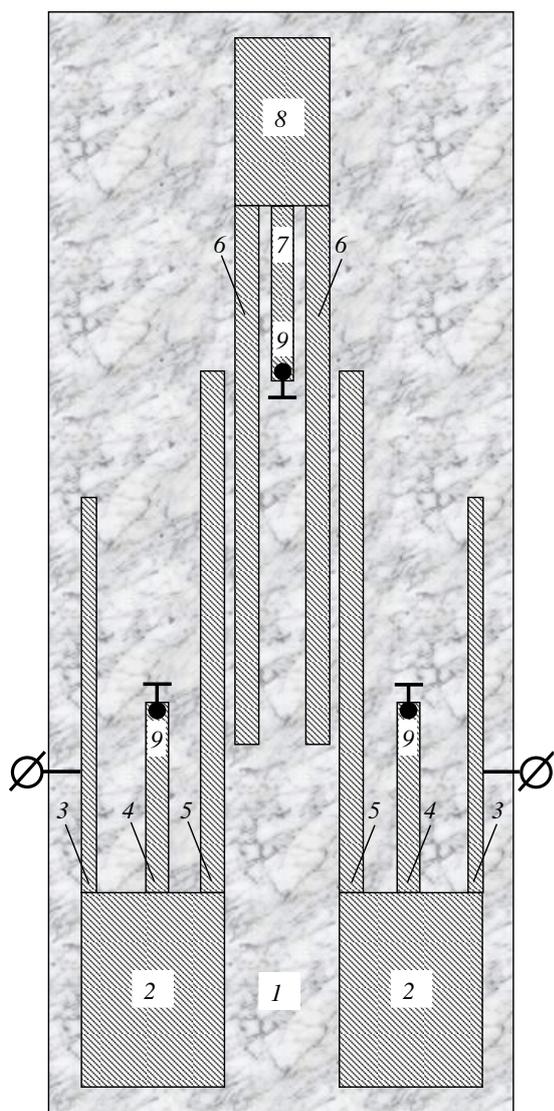


Рис. 1. Топология полосковых проводников микрополоскового сверхширокополосного фильтра девятого порядка

Благодаря высокому порядку фильтра и полюсу затухания, расположенному на его амплитудно-частотной характеристике вблизи полосы пропускания, ее склоны имеют достаточную крутизну. Кроме того, у исследованного сверхширокополосного фильтра наблюдается расширенная высокочастотная полоса заграждения.

Геометрические размеры полосковых проводников трехмодовых резонаторов конструкции приведены в таблице.

Укажем также зазоры между отрезками 5 и 6 смежных резонаторов – 0,05 мм. Расстояние между отрезками полосковых проводников 3 и 4 в крайних резонаторах – 1,35 мм.

Габариты синтезированного фильтра с учетом отступов на расстояние h от полосковых проводни-

ков многомодовых резонаторов до края диэлектрической подложки составили $31,80 \times 13,00$ мм².

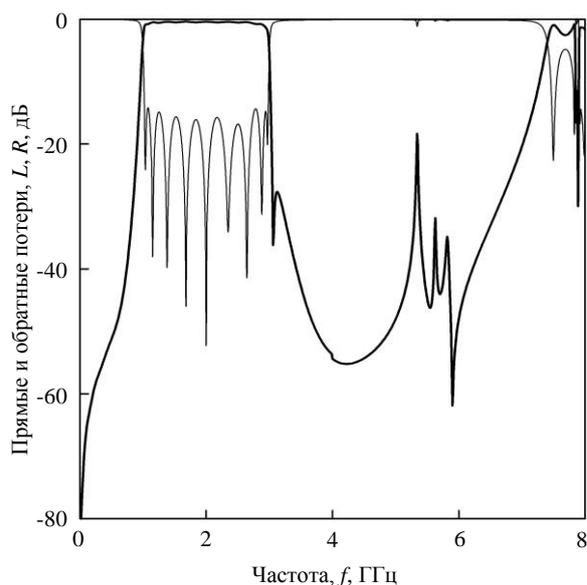


Рис. 2. АЧХ микрополоскового сверхширокополосного фильтра девятого порядка в широком диапазоне частот

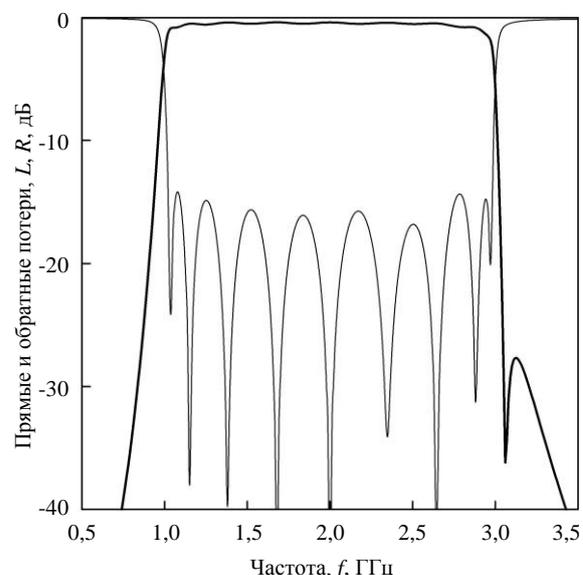


Рис. 3. АЧХ микрополоскового сверхширокополосного фильтра девятого порядка в узком диапазоне частот

Геометрические размеры отрезков полосковых проводников резонаторов сверхширокополосного фильтра

№ п/п	Расположение резонаторов на подложке	Размеры отрезков полосковых проводников		
		Позиция отрезка полоскового проводника на рис. 1	Длина отрезка полоскового проводника	Ширина отрезка полоскового проводника
1	Крайние	2	5,55	4,10
2	Крайние	3	11,20	0,45
3	Крайние	4	5,40	0,70
4	Крайние	5	14,75	0,75
5	Центральный	6	15,25	0,65
6	Центральный	7	5,00	0,60
7	Центральный	8	4,80	2,70

Важно отметить, что изменение протяженности полоскового проводника шлейфов позволяет монотонно расширить или сузить полосу пропускания предложенного фильтра в широких пределах.

Таким образом, предложена новая конструкция микрополоскового полосно-пропускающего фильтра на трехмодовых резонаторах. Благодаря использованию в резонаторах шлейфов с заземленными на основании конструкции полосковыми проводниками фильтр на их основе имеет расширенную полосу пропускания. Его высокие частотно-селективные свойства обусловлены высокой прямоугольностью амплитудно-частотной характеристики, малыми потерями мощности на частотах полосы пропускания и расширенной высокочастотной полосой заграждения.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (государственное задание № FEFE-2020-0013).

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. A Novel Ultra-Wideband (UWB) Bandpass Filter (BPF) With Pairs of Transmission Zeroes / H. Shaman, J.-S. Hong // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2007. – Vol. 17, No. 2. – P. 121–123.
3. A Wideband Bandpass Filter With Wide Upper Stopband Using Stepped-Impedance 180° Hybrid Rings / C.-H. Chi, C.-Y. Chang // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2007. – Vol. 17, No. 8. – P. 589–591.
4. 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.
5. 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.
6. Microstrip Spurious-Coupling Band-Pass Filters with Quarter-Wavelength and Π -Shaped Resonators / A.V. Zakha-

rov, S.A. Rozenko // Journal of Communications Technology and Electronics. – 2019. – Vol. 64, No. 4. – P. 430–438.

7. 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.

8. High-Pass Filtering Characteristics of Transmission-Line Combs / K.M. Noujeim // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2009. – Vol. 57, No. 11. – P. 2743–2752.

9. Low Insertion-Loss, Sharp-Rejection and Compact Microstrip Low-Pass Filters / M.K. Mandal, P. Mondal, S. Sanyal, A. Chakrabarty // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2006. – Vol. 16, No. 11. – P. 600–602.

Беляев Борис Афанасьевич

Д-р техн. наук, профессор, вед. н.с. научно-исследовательской лаб. Института информатики и телекоммуникаций (НИЛ ИИТК) Сибирского государственного университета науки и технологий им. акад. М.Ф. Решетнева (СибГУ им. М.Ф. Решетнева)
Имени газеты «Красноярский рабочий» пр-т, 31, г. Красноярск, Россия, 660037
Тел.: +7 (391-2) 49-45-91
Эл. почта: belyaev@iph.krasn.ru

Ходенков Сергей Александрович

Канд. техн. наук, доцент, вед. н.с. НИЛ ИИТК СибГУ им. М.Ф. Решетнева)
Имени газеты «Красноярский рабочий» пр-т, 31, г. Красноярск, Россия, 660037
Тел.: +7-923-306-87-92
Эл. почта: hsa-sibsau@mail.ru

Назаров Григорий Георгиевич

Канд. техн. наук, профессор, с.н.с. НИЛ ИИТК СибГУ им. М.Ф. Решетнева
Имени газеты «Красноярский рабочий» пр-т, 31, г. Красноярск, Россия, 660037
Тел.: +7-950-432-73-74
Эл. почта: ettk@bk.ru

Секция 6

ПРИБОРЫ И МЕТОДЫ КОНТРОЛЯ

*Председатель секции – Лоцилов Антон Геннадьевич, проректор по НРиИ,
зав. каф. КУДР, канд. техн. наук;
Филатов Александр Владимирович, профессор каф. ТОР, д-р техн. наук*

УДК 681.6

Э.Р. Рагимов, С.А. Артицев

3D-принтер для изготовления многослойных печатных плат

Проведён обзор аналогов устройств для изготовления печатных плат и представлен опыт их эксплуатации. Рассмотрены этапы разработки макета принтера для изготовления многослойных печатных плат: разработка структурной схемы, подключение периферийного оборудования, разработка программного обеспечения. Приведены результаты тестирования экспериментальной установки, пробная печать и перспективы развития.

Ключевые слова: печатная электроника, 3D-печать, многослойные печатные платы, аддитивные технологии, 3D-принтер.

При проектировании печатных плат разработчиками могут быть допущены ошибки, от которых в дальнейшем будет зависеть работоспособность электронного устройства. Поэтому все недостатки необходимо устранить до того, как плата попадет в серийное производство. Для этого используется методика прототипирования, позволяющая сэкономить время и средства.

На сегодняшний день имеется несколько альтернатив изготовления печатных плат:

1. Изготовление вручную в домашних или лабораторных условиях – достаточно трудоемкий процесс. Приготовление трафарета, травление, нагревание отнимают значительное количество времени и сил у разработчика, что замедляет процесс создания электронного устройства. А также это работа с большим количеством химических реактивов.

2. Обращение к производственным компаниям или заводам для изготовления прототипа платы влечёт за собой долгое выполнение заказа вплоть до нескольких месяцев, а также достаточно высокую стоимость единицы продукции.

3. Существующие на данный момент принтеры для изготовления плат в бюджетном ценовом сегменте не предназначены для изготовления многослойных печатных плат.

Данная работа направлена на выполнение комплекса технических задач для разработки принтера, предназначенного для изготовления печатных плат, в том числе многослойных.

На сегодняшний день в мире существует ограниченное количество принтеров для изготовления печатных плат, одним из них является Voltera V-One. Внешний вид Voltera V-One изображен на рис. 1 [1].

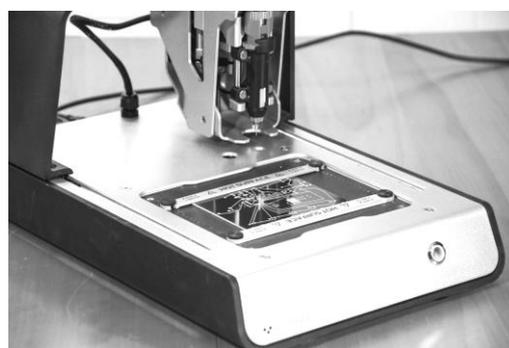


Рис. 1. Принтер Voltera V-One (Канада)

В ходе эксплуатации данного принтера обнаружены определенные недостатки [2, 3]. Для печати электропроводящих дорожек необходимо использовать только фирменные дорогостоящие чернила от компании «Voltera». Минимальный размер напечатанных проводников составляет более чем 200 мкм. После нанесения рисунка (схемы) чернилами требуется производить обжиг платы порядка 20 мин при температуре 250°. Для этого она размещается над нагревательным элементом. Изготовление простой печатной платы занимает около часа. Использование принтера предполагается для изготовления исключительно двусторонних печатных плат путем переворачивания подложки после печати первого слоя, совмещения переходных отверстий и повторного запекания. Однако изготовление многослойных печатных плат не представляется возможным.

Более высокое разрешение печати позволяет получить принтер Catalina производства компании GPD Global [4]. Внешний вид принтера Catalina показан на рис. 2.



Рис. 2. Принтер GPD Global Catalina (США)

Исходя из заявленных характеристик, данное высокоточное устройство имеет разрешение печати от 100 мкм (при определенной вязкости чернил). Имеется функция автоматического выравнивания и поиска реперных точек (отверстий) с помощью камеры высокого разрешения, называемая техническим зрением. Для этого принтер комплектуется специальным контроллером с монитором. Перед началом работы производится калибровка поверхности лазером, который отслеживает путь дозирования и измеряет отклонение от идеальной поверхности, тем самым предотвращая возможные сбои в работе и поломку иглы из-за разной толщины или дефектов подложки. В качестве материалов благодаря прецизионному шнековому механизму дозирования можно использовать любые диэлектрические и электропроводящие чернила различной вязкости и назначения без привязки к какому-либо производителю.

Для более точной работы робота предусмотрено два отдельных блока управления: первый предназначен для настройки температурных режимов рабочей платформы и дозатора, а второй – для управления давлением, скоростью вращения и более тонкой регулировки механизма дозирования. Экспериментально было выявлено, что для каждого функционального материала необходимо индивидуально подбирать оптимальные настройки для более качественной печати. На принтере, к сожалению, не предусмотрено устройство для спекания функциональных материалов. К недостаткам Catalina можно отнести высокую стоимость оборудования и сложное программное управление, требующее определенных знаний. Главный же недостаток, несмотря на более высокий класс устройства, как и у предыдущего принтера – невозможность изготовления многослойных печатных плат.

Научно-технологический задел

Решением вышеперечисленных проблем является разработка отечественного портативного 3D-принтера для изготовления многослойных печатных плат в одном технологическом цикле. Для реализации необходимо предварительно разработать технологию комбинированного нанесения электропроводящих и диэлектрических материалов, а также их спекания инфракрасным (ИК) и ультрафиолетовым (УФ) светом, которая будет применяться для изготовления многослойных печатных плат.

Проект является комплексным, включающим в себя подбор чернил, методы нанесения функциональных слоев и отвердевания, настройку работы координатографа и платы управления. Кроме того, ведется разработка программного обеспечения для управления процессом печати. На рис. 3 представлена структурная схема разрабатываемого принтера.

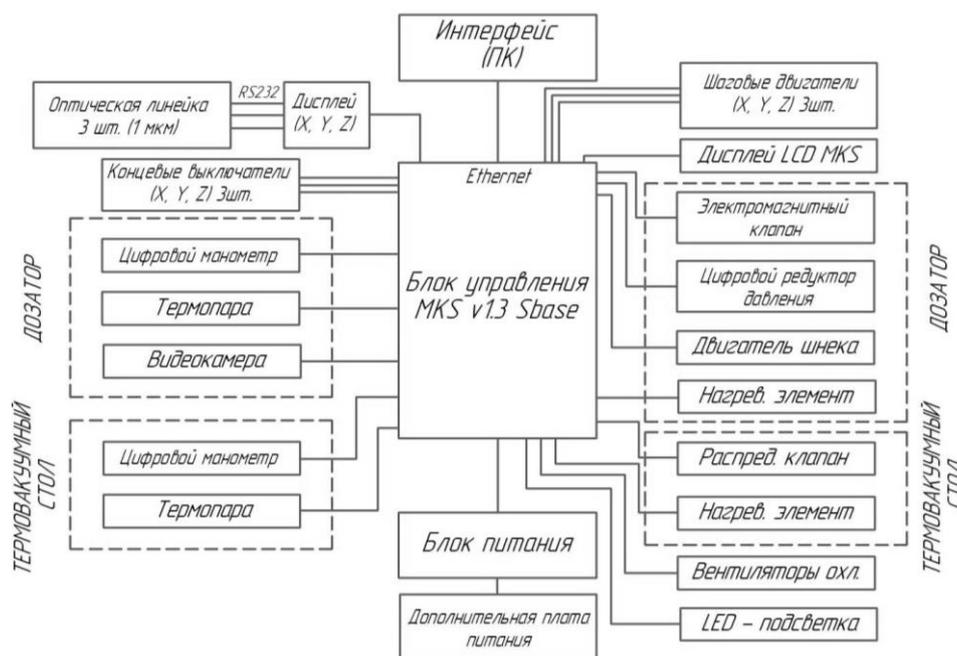


Рис. 3. Структурная схема оборудования

На вход блока управления поступают данные с датчиков температур и сигналы с концевых выключателей, данные с оптических линеек и цифровых манометров. Система должна быть оснащена видеокамерой для отслеживания процесса печати. Подача давления осуществляется автоматически с помощью электромагнитных клапанов, а величина давления изменяется редуктором. При необходимости должен включаться/отключаться нагрев стола и дозатора.

На данный момент имеется опытный образец трёхосевого координатографа. Для реализации проекта и в качестве основного блока управления была выбрана плата управления 3D-принтерами MKS Sbase v1.3. Основными критериями выбора стали поддержка открытого исходного кода прошивки и наличие разъёма RJ-45 (Ethernet) для подключения платы к компьютеру по сети.

В качестве оптимального программного обеспечения было выбрано Smoothieware, исходный код которого написан на объектно-ориентированном C++ для микроконтроллера. Прошивка настроена под оптимальные требования и протестирована в ходе эксплуатации.

Сборка макета

Для реализации проекта в качестве механической части используется макет координатного стола. В первую очередь на макет устанавливается плата управления MKS и подключается блок питания. Затем подключаются шаговые двигатели по трём осям: X, Y и Z. Далее, в процессе тестирования с помощью компьютера, двигатели проверяются на предмет перемещения, реверса с изменением скорости и времени вращения. Внешний вид подключенного к плате двигателя изображён на рис. 4.

Следующий шаг – подключение концевых выключателей по каждой оси, их определение в настройке платы и проверка на предмет ограничения передвижения координатографа. В конфигурационном файле отключается нагрев стола и экструдера, так как они не требуются в данной модификации принтера.

В качестве устройства нанесения материалов используется ранее разработанный макет шнекового дозатора [5].

Внешний вид собранной экспериментальной установки изображен на рис. 5.

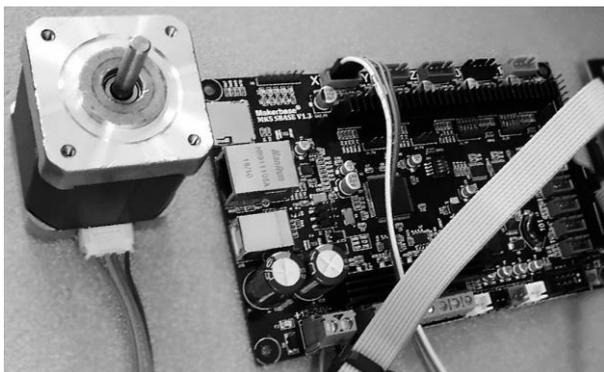


Рис. 4. Плата управления MKS Sbase v1.3 и шаговый двигатель Casun

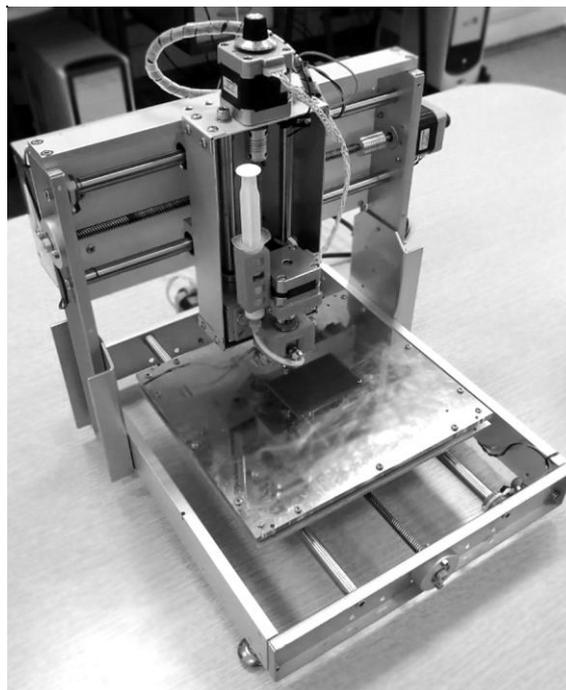


Рис. 5. Внешний вид установки для изготовления многослойных печатных плат

Для настройки принтера и управления печатью разрабатывается программное обеспечение. Соединение платы с компьютером осуществляется по локальной сети. Пользовательский интерфейс программы изображен на рис. 6.

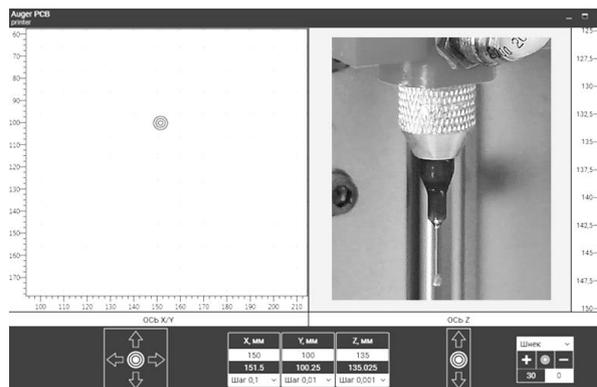


Рис. 6. Интерфейс программы управления печатью

Пробная печать

После подготовки макета наступает этап пробной печати и анализа полученных результатов.

На печать отправляется заранее подготовленный DXF-файл с фигурой (полосами), принтер производит калибровку координатного стола в начальное положение, и начинают вращение шаговые двигатели по всем осям, перемещая дозатор на заданные координаты. Из этого можно сделать вывод, что принтер приступает к печати проводящих дорожек.

Для проведения эксперимента была использована тестовая жидкость, по вязкости схожая с электропроводящими чернилами. Нанесение линий на подложку осуществлялось через иглы диаметром 1,3 и 0,9 мм. Полученные результаты представлены на рис. 7.

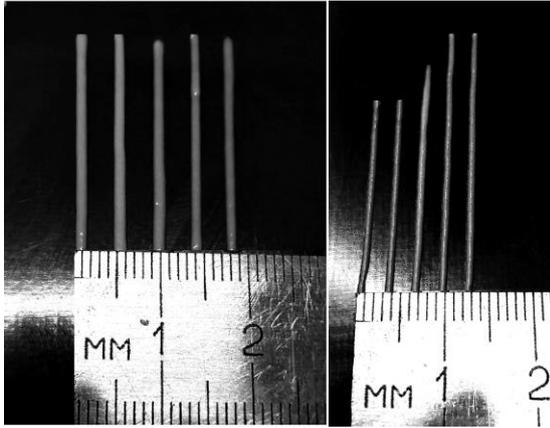


Рис. 7. Результат пробной печати

Низкое качество напечатанной фигуры обусловлено недоработками конструкции устройства нанесения и частично ручным управлением, а следовательно, выдавливанием на подложку излишнего количества жидкости. Таким образом, были выявлены определенные недостатки в ходе печати и проведен анализ способов их устранения.

На этом этап настройки и тестирования координатографа завершен.

Перспективы развития

В дальнейшем должна быть реализована возможность изготовления многослойной печатной платы по цифровой модели путем послойного нанесения дорожек электропроводящей пастой и диэлектрических изолирующих слоев с их последующим автоматизированным спеканием с помощью электромагнитного излучения (инфракрасное, ультрафиолетовое). Для этого на устройстве нанесения одновременно должны быть размещены два механизма: дозатор для электропроводящих чернил и струйная печатающая головка для диэлектрических. В конструкции принтера должны быть размещены световые ИК- и УФ-устройства (лампы). А также разрешение печати и точность позиционирования не должны уступать зарубежным аналогам, например таким, как GPD Global Catalina.

Работа выполнена при финансовой поддержке Фонда содействия инновациям в рамках выполнения договора № 15ГС1ЦТС10-D5/56048 от 23.12.2019 г.

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. Voltera [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.voltera.io/> (дата обращения: 10.09.2020).
2. Труфанова Н.С. Разработка макета для исследования электрофизических характеристик пленок, нанесенных методом принтерной печати / Н.С. Труфанова, А.С. Труфанова // Сб. избранных статей научной сессии ТУСУР, Томск, 16–18 мая 2018 г.: в 3 ч. – Томск: В-Спектр, 2018. – Ч. 2. – С. 66–68.
3. Рамазанова С.А. Исследование возможности создания СВЧ-фильтра с использованием технологии принтерной печати / С.А. Рамазанова, К.С. Колесов // VIII регион. науч.-практ. конф. «Наука и практика: проектная деятельность – от идеи до внедрения». – 2019. – Ч. 2. – С. 543–545.
4. Tabletop Robot for Precision Dispensing [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://gpd-global.com/co_website/dispense-tabletop-benchtop-catalina.php (дата обращения: 15.09.2020).
5. Шарков И.П. Проектирование шнекового микродозатора проводящих паст / И.П. Шарков, К.С. Колесов // VIII регион. науч.-практ. конф. «Наука и практика: проектная деятельность – от идеи до внедрения». – Томск, 2019. – Ч. 2. – С. 695–698.

Рагимов Эльдар Рахманович

Студент каф. конструирования узлов и деталей радиоэлектронной аппаратуры (КУДР) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Эл. почта: Ragimov_30@mail.ru

Артишев Сергей Александрович

Канд. техн. наук, доцент каф. КУДР ТУСУРа
Эл. почта: sergei.a.artishchev@tusur.ru

УДК 621.396.41

Т.А. Чепко, С.А. Артищев

Способ изготовления порошка для проводящих чернил

Изготовление мелкодисперсных серебросодержащих порошков является сложным физико-химическим высокотехнологичным процессом. В статье проводится обзор способов осуществления этого процесса. На основе анализа был выбран наиболее соответствующий нашим целям и задачам метод.

Ключевые слова: проводящие пасты, изготовление, мелкодисперсные порошки, серебросодержащие порошки, способы изготовления, Pulverisette 7 Premium Line, Analysette 3 Pro, Analysette 22 Nano Tec.

В области электроники особое место занимает процесс создания печатных плат. Существуют работы [1, 2] по исследованию и разработке технологии изготовления печатных плат с помощью 3D-принтеров. Для этого используются специализированные чернила с различными функциональными свойствами. Суть технологии заключается в том, что на диэлектрическую основу наносятся по заданной топологии проводящие пасты (ПП) с последующим их спеканием. Однако использование данной технологии в области СВЧ-техники является затруднительным, так как существующие пасты и чернила не позволяют получить проводники с высокой проводимостью.

В данной работе рассматриваются вопросы технологии изготовления паст, обеспечивающих высокую проводимость.

ПП включают в себя три составляющие: функциональную, конструкционную (постоянное связующее) и технологическую (временное связующее) [3].

Конструкционная составляющая ПП представляет собой мелкодисперсный порошок (МДП) стекла (стеклофритта). Температура плавления порошка должна быть ниже температуры вжигания. Данная составляющая нужна для смачивания и квазиравномерного распределения частиц МДП-металла при вжигании. После её высыхания образуются покрытие, защищающие от механических повреждений.

Недостаток известных ПП – вжигание при высокой температуре (450–600 °С). Изменяя их состав, технологию обработки и размер частиц стекла, можно её уменьшить.

Технологическая составляющая ПП – это вещества, играющие роль биндера (временной технологической связки), после нанесения они убираются (выжигаются). В основном это органические вещества.

Чтобы изучить способы приготовления серебросодержащих МДП, условно разделим его на четыре этапа: изготовление функциональной, конструкционной, и технологической составляющих, процесс их соединения.

Способы изготовления серебросодержащих МДП

Функциональная фаза ПП – МДП благородных металлов (Ag, Pt, Au), от него будут зависеть проводимость, химическая стойкость и технологические

свойства. В таблице приведены различные способы изготовления серебросодержащих порошков [3].

Приборы для механической обработки порошков и оценки полученного материала

Планетарная шаровая мельница Pulverisette 7 Premium Line работает по планетарному принципу измельчения. Измельчение вещества в размольных стаканах происходит за счет двух факторов: трения между шарами и стенкой стакана и высокоэнергичным ударом размольных шаров. Число оборотов планетарного диска 100–1100 об/мин, относительное число оборотов размольных стаканов до 2200 об/мин, это примерно 95g [9]. В данном приборе был получен МДП серебра.

Для разделения полученного порошка на фракции и определения их количественной составляющей в порошке, используется прибор Analysette 3 Pro. При сухом расसेве диапазон размеров измеряемых частиц 20 мкм – 63 мкм, в режиме прецизионного микрорассева диапазон измеряемых частиц 5–10 мкм [9].

Также для оценки качества полученного порошка был использован лазерный анализатор частиц Analysette 22 Nano Tec. Он определяет размеры частиц в разных смесях. Диапазон показаний размеров частиц в сухой пробе 0,1–1000 мкм, при этом предельная относительная погрешность измерений размеров частиц $\pm 10\%$ [9].

На рис. 1 представлен результат анализа дисперсности порошка лазерным анализатором частиц. Порошок был изготовлен в лаборатории из сплава алюминия АМГЗ. Из графика видно, что 80% частиц порошка имеют размер меньше 3 мкм.

Вывод

На основе анализа различных способов получения серебросодержащих МДП было решено использовать метод, описанный в [8]. В ходе эксперимента были подобраны такие параметры, которые позволяют получить частицы размером менее 10 мкм. В дальнейшем планируется подобрать составы с заданными характеристиками и способы получения их конструктивной и технологической составляющих ПП. Это позволит получить новые экспериментальные образцы ПП.

Способы изготовления серебросодержащих МДП

Критерии сравнения	Способ изготовления серебросодержащих МДП				
Патент	US 2007/0079665 A1, дата публикации: 12.04.2007 [4]	RU 2177183, дата публикации: 20.12.2001 [5]	RU 2356697, дата публикации: 27.05.2009 [6]	EP 1666174 B1, дата публикации: 08.09.2010 [7]	RU 216.012.65B1, дата публикации: 27.08.2013 [8]
Способ получения	Сначала проходит синтез порошка Ag из водного раствора комплексного аммиачного соединения Ag, который получается из реакции раствора нитрата серебра и аммиачной воды с добавлением в данный раствор органического восстановительного реагента, что обеспечивает восстановление (осаждение) частиц Ag. В дальнейшем эти частицы фильтруют, промывают и сушат. Следующим этапом идет промывка, она может быть комбинированной (водно-спиртовой) или спиртовой. Рекомендуемый диапазон температур от 25 до 60 °С	Проводится окислительно-восстановительная реакция азотнокислого серебра в водном растворе с концентрацией 0,2–1,18 г·моль/л и гидрохинона натрия лимоннокислым трехзамещенным едким натрием и этиловым спиртом	Гидроксид серебра термически разлагают на оксид серебра и воду, механически обрабатывают (гранулируют оксид серебра), термически восстанавливают до металлического серебра. Промывают серебряный порошок водой, сушат, протирают через сетку (разделяют на фракции). Помещают порошок в шаровую мельницу для измельчения и уплотнения частиц	Порошок серебра восстанавливают из аммиачного комплекса серебра формалином в присутствии стеариновой кислоты. Фильтруют осадок, сушат и термически обрабатывают при температуре от 100–400 °С	Из водного раствора соли серебра (при $40 < t < 50$ °С) восстанавливают серебро (в растворе восстановителя должно быть хотя бы одно коллоидное вещество). Полученный порошок помещается в устройство для воздействия на него центробежного ускорения с фактором в 15–40 g
Недостатки	Применение метилового спирта – ядовитого вещества, действующего на нервную и сосудистую системы; применение легковоспламеняющихся растворителей; применение спиртовых промывок, что часто вызывает повышение жесткости порошка и значительно усложняет просев данного продукта	Относительно низкое содержание серебра в порошке – менее 9,9%, вследствие чего наблюдается снижение проходимости; гидрохин натрия являемся не полностью растворимым веществом, поэтому синтез затруднен	Применение шаров при измельчении в мельнице, после механической обработки шары нужно будет отделить от порошка, сами «чешуйки» серебра будут повреждены	Относительно низкая производительность, т.к. используется сильно разбавленный раствор нитрата серебра; применение формалина, вредного для человека вещества	При концентрации металла > 40 г/л, получаются более крупные скопления «чешуек», поэтому металлические порошки с высокодисперсными свойствами не могут быть получены этим способом; при концентрации < 20 г/л можно получить металлические МДП с очень высокими характеристиками и высокой маслоемкостью порошка, что повышает вязкость пасты
Характеристики полученного МСП	Состоит из сферических частиц, каждая из которых состоит из серебряных «чешуек» размером 20–200 нм	Порошок серебра с размером частиц 0,1–1 мкм; серебра в порошке менее 9,9%	Пористые частицы величиной 56–450 мкм, имеет удельную площадь поверхности 0,07–0,25 м ² /г, плотность 1,4–2,7 г/см ³	Имеет плотность не менее 2,0 г/см ³ и удельную площадь поверхности не более 5,0 м ² /г	Частицы металлического порошка овальной формы, имеют ярко выраженные грани, средний размер частиц составляет менее 1,5 мкм, плотность порошка находится в диапазоне от 4,0 до 8,0 г/см ³

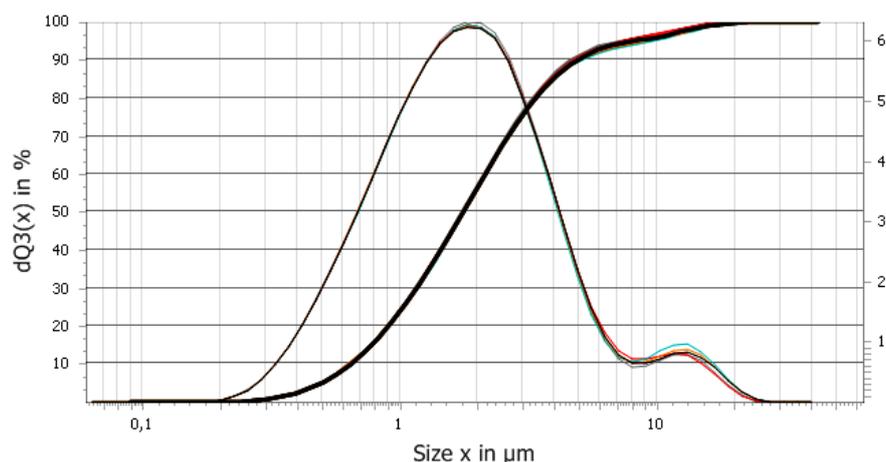


Рис. 1. Количественное распределение размера частиц измельченного АМГЗ

Работа выполнена при финансовой поддержке Фонда содействия инновациям в рамках выполнения договора № 15ГС1ЦТС10-D5/56048 от 23.12.2019 г.

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. Здрок А.Е. Микрополосковая линия, изготовленная методом плоттерной печати чернилами, содержащими наночастицы серебра. Ее частотные и импульсные характеристики / А.Е. Здрок, Д.В. Шерстюк, А.М. Умаров, С.А. Артишев, А.Г. Ложилов, Н.Д. Малютин // Нанотехнологии: разработка, применение – XXI век. – 2016. – Т. 8, № 3. – С. 3–8. ISSN 2225-0980.

2. Здрок А.Е. Characteristics of the microstrip lines made of silver nanoparticle ink printing method / Доклад на 26-й Междунар. конф. «Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo'2016)», г. Севастополь, 2–4 сентября 2016 г.

3. Смирнов В.И. Физико-химические основы технологии электронных средств: учеб. пособие. – Ульяновск: УлГТУ, 2005. –112 с.

4. Пат. US 8366799 B2 МПК7 B22F9/24. Silver particles and a process for making them [Текст] / Roberto Irizarry, патентообладатель E I du Pont de Nemours and Company (США). – № 12/871,167, заявл. 01.03.2012, опублик. 05.02.2013.

5. Пат. 2177183 С1, Российская Федерация МПК7 H01B1/20, H01B1/02. Токпроводящая паста на основе порошка серебра, способ получения порошка серебра и органическое связующее для пасты / Н.П. Данилина, А.Н. Ивлешкин, Н.Н. Людвиковская, В.Г. Самородов, О.И. Томилиня; патентообладатель ОАО «Научно-исследовательский институт газоразрядных приборов «Плазма»». –

№ 2000130383/09; заявл. 05.12.2000, опублик. 20.12.2001, Бюл. № 5.

6. Пат. 2356697 С1, Российская Федерация МПК7 B22F9/24, C25C5/02. Способ получения серебряного порошка и серебряный порошок (варианты), полученный указанным способом / С.И. Лолейт, В.В. Рудаков, В.В. Кароник; патентообладатель С.И. Лолейт. – № 2007138324/02; заявл. 17.10.2007, опублик. 27.05.2009, Бюл. № 15.

7. Пат. EP 1666174 A2 (A3, B1) МПК7 B22F1/00, B22F9/24. Silver powder and method for producing same [Текст] / Fujino Takatoshi [JP], Ogi Kozo [JP], патентообладатель Dowa Mining Co (Япония). – № 05025568, заявл. 23.11.2005, опублик. 07.06.2006.

8. Пат. 2491670 С2 Российская Федерация МПК7 H01B1/00. Порошок для токопроводящих паст, способ получения и оптимизации его параметров / А.А. Булгакова, С.Н. Кичук, Н.И. Шалько, М.А. Пономаренко; патентообладатель ЗАО «Монокристалл» – № 2011134151/07; заявл. 12.08.2011, опублик. 27.08.2013, Бюл. № 24.

9. FRITSCHE [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.fritsch.com.ru> (дата обращения: 18.09.2020).

Чепко Татьяна Антоновна

Студентка каф. КУДР, ТУСУРа

Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050

Тел.: +7-908-314-00-06

Эл. почта: tanya.chepko@list.ru

Артишев Сергей Александрович

Канд. техн. наук, доцент каф. КУДР ТУСУРа

Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050

Тел.: +7 (382-2) 90-01-89

Эл. почта: 824tusur@mail.ru

УДК 621.391.63

И.А. Ершов, О.В. Стукач, И.Б. Цыденжапов, И.В. Сычев

Идентификация слабого температурного перехода в оптоволокне при помощи дивергенции Цаллиса

Предложен новый подход к идентификации изменения сигнала на основе дивергенции Цаллиса. В качестве исходных данных использовались реализации сигнала с оптоволоконного датчика температуры. Измерение температуры основано на измерении интенсивностей стоксовой и антистоксовой компонент обратно отраженного света. Проблема идентификации сигнала связана с низким отношением сигнал/шум. Данная ситуация возникает в связи с низкой амплитудой сигналов на начальных этапах измерения. Обработка сигналов показала, что использование стоксовой и антистоксовой компонент для расчёта дивергенции Цаллиса позволяет явно идентифицировать переходные процессы, связанные с изменением температуры.

Ключевые слова: оптоволоконный датчик, энтропия Цаллиса, распределённый датчик температуры, шумоподобный сигнал, обработка результатов измерений, большие данные.

Спектр применений оптоволоконных датчиков с каждым годом растёт. Их используют для мониторинга состояния объектов. Например, в статье [1] описана реализация системы распределённых оптоволоконных датчиков для оценки состояния туннеля метро, который мог быть затронут строительством соседнего дома. При помощи системы оптоволоконных датчиков удалось очень точно воспроизвести процесс деформации туннеля. Оптоволоконная система обнаружения метана описана в статье [2]. Проводилось моделирование условий в подземной угольной шахте после пожара или взрыва. Оптоволоконные датчики температуры могут использоваться для оценки состояния здания во время пожара, для принятия решения о возможном ремонте или сносе здания, как это описано в статье [3].

Особого внимания заслуживает применение оптоволоконных датчиков в нефтегазовой промышленности. За последние несколько десятилетий количество используемых оптоволоконных датчиков в этой области увеличивается [4]. Сейсмические оптоволоконные датчики могут использоваться для мониторинга скважин. В статье [5] сказано, что качественный мониторинг процесса добычи нефти технологией парогравитационного воздействия повышает эффективность и позволяет избежать проблем с эксплуатацией. Использование распределённых датчиков температуры для мониторинга добычи нефти методом гидравлического разрыва пласта описано в статье [6]. Оптоволоконный датчик температуры может быть использован для обнаружения утечек путем анализа температурного профиля после операции гидроразрыва.

Обработка данных

Во многих практических задачах обнаружение факта повышения температуры гораздо важнее вычисления точного значения температуры. Примером такой задачи является система пожарной безопасности.

Решение задачи идентификации сигнала, как правило, подразумевает использование меры зависимости [7, 8]. В данной работе для идентификации повышения температуры будет рассмотрена возможность использования дивергенции Цаллиса.

Данная энтропийная мера удовлетворяет аксиоматике Реньи и вычисляется по формуле [9]

$$D_{\alpha}(A, B) = \frac{1}{\alpha - 1} \left(\sum_{i=1}^N a_i^{\alpha} b_i^{1-\alpha} - 1 \right), \quad (1)$$

где $A = \{a_i\}$, $B = \{b_i\}$ – дискретные распределения вероятностей, $i = 1, \dots, N$; α – параметр, характеризующий степень неэкстенсивности.

Вычисление температуры производится из формулы зависимости отношения интенсивностей сигналов антистокса и стокса от температуры [10]. Стоксова и антистоксова компоненты в спектре рассеяния возникают в результате преобразования светового импульса, сопровождающегося переходом рассеивающих молекул на новые уровни энергии. Изменение интенсивности на участке волокна характеризует изменение температуры на данном участке.

Измерения интенсивностей производится после их преобразования в напряжение и усиления. На рис. 1 и 2 показаны графики распределения стоксовой и антистоксовой компонент по длине волокна.

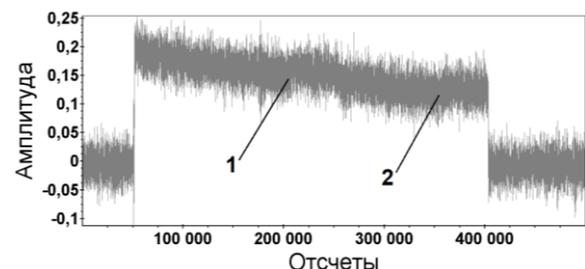


Рис. 1. Стоксова компонента

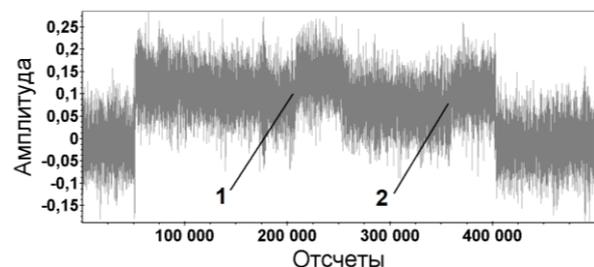


Рис. 2. Антистоксова компонента

В рассматриваемом случае присутствуют две области с повышенной температурой. На графиках показаны фронты данных областей. Несложно заметить, что на графике антистоксовой компоненты данные области более явно выражены, чем на графике стоксовой компоненты.

Также стоит обратить внимание на высокий уровень шума. Связано это с низким отношением сигнал/шум на ранних этапах измерения. Из-за этого возникает серьёзная проблема автоматизированной идентификации повышения температуры. Многие методы воспринимают повышение интенсивности и амплитуды шума как повышение температуры, что является ложным срабатыванием системы.

Одна реализация сигнала представляет собой 500 000 точек. Для использования формулы (1) сигналы были поделены на группы по 1 000 точек. В качестве дискретного распределения A была использована группа антистоксовой компоненты, а в качестве дискретного распределения B – группа стоксовой компоненты. В качестве a_i и b_i выступают соответствующие элементы групп. Также для расчёта меры D_α требуется подобрать оптимальный параметр α . Полученные графики при $\alpha = 0,1$; $0,5$ и $0,99$ приведены на рис. 3–5.

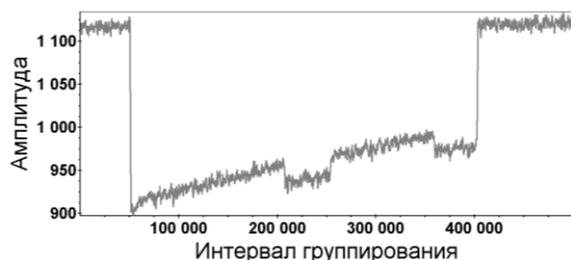


Рис. 3. Дивергенция Цаллиса при $\alpha = 0,1$

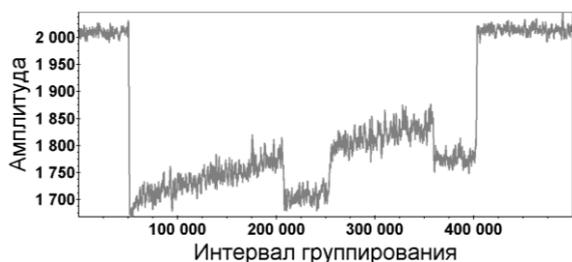


Рис. 4. Дивергенция Цаллиса при $\alpha = 0,5$

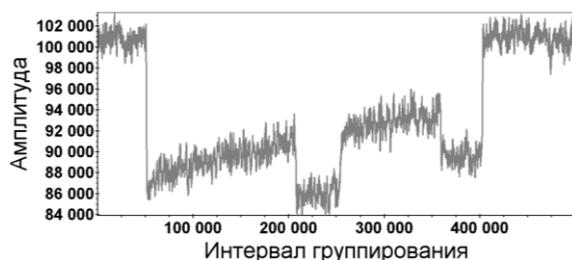


Рис. 5. Дивергенция Цаллиса при $\alpha = 0,99$

Данные графики показывают, что дивергенцию Цаллиса можно использовать для идентификации изменения сигнала с низким отношением сигнал/шум. При этом стоит отметить, что при $\alpha = 0,1$ переходные процессы выражены менее явно, чем

при $\alpha = 0,99$. Если у исходных сигналов амплитуда шума достигала размаха изменения сигнала, то шум на графике дивергенции Цаллиса значительно ниже размаха изменения сигнала. Таким образом, можно сделать вывод о возможности использования данной меры для идентификации изменения сигнала.

Основным недостатком данного метода является низкое быстродействие. Связано это с необходимостью возведения в степень множества чисел. Если при небольшом количестве точек это не заметно, то в нашем случае быстродействие обработки данных значительно снизилось.

Заключение

Обработка сигналов показала, что дивергенция Цаллиса позволяет идентифицировать изменение сигнала при высоком уровне шума. В качестве дискретных распределений вероятностей были использованы группы данных, характеризующие величины стоксовой и антистоксовой компонент отраженного света на конкретном участке волокна. Было проиллюстрировано, что наилучших результатов удалось достичь при использовании параметра $\alpha = 0,99$. При использовании меньших значений данного параметра изменение температуры было выражено менее явно.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 20-08-00321. Оборудование предоставило предприятие ООО «КИПЛАЙН» при поддержке Фонда содействия инновациям по программе «Коммерциализация-10» проекта «Волоконно-оптическая система мониторинга интеллектуального месторождения для получения геофизической информации от нефтяных и газовых скважин».

Литература

- Gómez J., Casas J.R., Villalba S. Structural Health Monitoring with Distributed Optical Fiber Sensors of tunnel lining affected by nearby construction activity // Automation in Construction. – 2020. – Vol. 117. – 18 p.
- Li M., Dubaniewicz T., Dougherty H., Addis J. Evaluation of fiber optic methane sensor using a smoke chamber // International Journal of Mining Science and Technology. – 2018. – Vol. 28, Iss. 6. – P. 969–974.
- Torres Górriz B., Payá-Zaforteza I., Calderón García P.A., Sales Maicas S. New fiber optic sensor for monitoring temperatures in concrete structures during fires // Sensors and Actuators A: Physical. – 2017. – Vol. 254. – P. 116–125.
- Baldwin C. 8-Fiber Optic Sensors in the Oil and Gas Industry: Current and Future Applications // Opto-Mechanical Fiber Optic Sensors. – 2018. – P. 211–236.
- He X., Pan Y., You H., Lu Zh., Gu L., Liu F., Yi D., Zhang M. Fibre optic seismic sensor for down-well monitoring in the oil industry // Measurement. – 2018. – Vol. 123. – P. 145–149.
- Li Y., Liu J. Distributed Fiber-Optic Sensing for Hydraulic-Fracturing Monitoring and Diagnostics // E3S Web of Conferences. – 2019. – № 118. – 4 p.
- Чернышев К.Р. Применение информационных мер зависимости в статистической линеаризации // Автоматика и телемеханика. – 2020. – № 9. – С. 74–84.
- Чернышев К.Р. Симметричные меры дивергенции вероятностных распределений и идентификация систем //

XXIII Междунар. конф. по мягким вычислениям и измерениям (SCM–2020): сб. докл. – 2020, СПб.: СПбГЭТУ «ЛЭТИ». – С. 177–180.

9. Nielsen F., Nock R. On Rényi and Tsallis entropies and divergences for exponential families // Journal of Physics A: Mathematical and Theoretical. – 2012. – Vol. 45. – 7 p.

10. Стукач О.В., Сычев И.В. Обработка сигнала в распределенных оптоволоконных датчиках температуры на комбинационном рассеянии света: обзор новых результатов // Радиотехника. – 2018. – № 3. – С. 86–91.

Ершов Иван Анатольевич

Ассистент каф. защиты информации (ЗИ)
Новосибирского гос. техн. ун-та (НГТУ)
К. Маркса пр-т, д. 20, г. Новосибирск, Россия, 630073
ORCID: 0000-0003-1524-6508
Тел.: +7-952-89-75-730
Эл. почта: zaragik@yandex.ru

Стукач Олег Владимирович

Профессор департамента электронной инженерии
Московского института электроники и математики (МИЭМ)
Высшей школы экономики (ВШЭ)
Таллинская ул., д. 34, г. Москва, Россия, 123458
Профессор каф. ЗИ НГТУ
К. Маркса пр-т, д. 20, г. Новосибирск, Россия, 630073
ORCID: 0000-0001-6845-4285
Эл. почта: tomsk@ieee.org

Цыденжапов Игорь Банрович

Зам. дир. по научной деятельности, ООО «КИПЛАЙН»
Инженерная ул., 20, оф. 9, г. Новосибирск, Россия, 630090
Эл. почта: i.b.tsydenzhapov@gmail.com

Сычев Игорь Викторович

Директор ООО «КИПЛАЙН»
Инженерная ул., 20, оф. с 9, Новосибирск, Россия, 630090
Эл. почта: hr@kipline.ru

УДК 621.396.41

Д.С. Коптёв

Разработка математической модели фотоплетизмографического сигнала, регистрируемого в проходящем свете

Проблема разработки математических моделей, адекватно описывающих распространение монохроматического излучения в биологических тканях является актуальной на протяжении большого количества лет. В данной статье разработана математическая модель фотоплетизмографического сигнала, регистрируемого в проходящем свете, которая позволяет определить уровень сигнала на выходе фотодетектора. В отличие от аналогов модель в комплексе позволяет учитывать различные технические характеристики пульсоксиметров, параметры сердечного выброса, параметры артериальных сосудов, а также поглощательную способность транспортирующих кислород фракций крови и биологической ткани.

Ключевые слова: математическая модель, фотоплетизмографический сигнал, источник излучения, фотодетектор, пульсации, коэффициент поглощения, гемоглобин, дезоксигемоглобин.

Диагностика биологических сред оптическими методами достаточно широко распространена на сегодняшний день в различных отраслях медицины за счет своей неинвазивности [1, 2]. Одним из таких методов является фотоплетизмографический [3], позволяющий проводить исследования бесконтактным способом, в результате чего отсутствует сдавливание сосудов, что исключает возможность нарушения кровообращения в исследуемых участках тканей биологического объекта. В основу фотоплетизмографического метода положены принципы денситометрии – определение оптической плотности исследуемого участка тела по отражению, проникновению или поглощению света биологическими тканями. В классических работах показано, что процесс прохождения потока излучения через биологическую ткань весьма сложен. Результатом взаимодействия падающего излучения с исследуемой биологической тканью являются такие процессы, как зеркальное отражение, поглощение, рассеянное отражение, рассеянное пропускание, направленное пропускание [4]. Количественно величина прошедшего сквозь и/или отраженного от биологической ткани потока излучения зависит от величины падающего на ткань потока излучения и величины многочисленных потоков, образующихся после взаимодействия с ней.

Актуальной задачей на сегодняшний день является разработка математических моделей, полностью отражающих процессы распространения лазерного излучения внутри биологических тканей. К подобным математическим моделям предъявляются требования по учёту процессов распространения лазерного излучения в условиях многократного рассеяния, определения интенсивности как выходящего из среды, так и отражённого от неё потока излучения [2].

Используемые при проведении моделирования модели ткани подразделяются на однородные и неоднородные. Оптические свойства первых повсюду одинаковы [5, 6], в то время как для неоднородной ткани они могут существенно варьироваться в зависимости от исследуемой области. Очень часто при

моделировании используется модель многослойной ткани [5–7], в которой каждый выделяемый слой считается плоским, бесконечным в боковом измерении и имеет постоянные оптические свойства.

Целью данной статьи является разработка математической модели фотоплетизмографического сигнала, регистрируемого в проходящем свете, и исследование её свойств.

Материалы и методы исследования

Регистрация сигнала фотометрическим методом является возможной благодаря способности живой ткани, имеющей пульсирующий сосуд, изменять интенсивность светового потока, прошедшего сквозь нее. Для возможности определения количественного соотношения между интенсивностью падающего $I_0(\lambda)$ и прошедшего $I(\lambda)$ излучения используется измерительный преобразователь – фотодетектор, информационным сигналом которого является изменение фототока на его выходе от времени [7].

Причем следует отметить, что пропусканием называется отношение $I(\lambda)/I_0(\lambda)$, а поглощением – $(I_0(\lambda) - I(\lambda))/I_0(\lambda)$.

В соответствии с законом Бугера–Ламберта–Бера [8] интенсивность монохроматического света $I(\lambda)$, прошедшего сквозь биологическую кювету толщиной d , зависит от интенсивности светового потока, падающего на исследуемую ткань $I_0(\lambda)$, коэффициента молярной экстинкции $\varepsilon_i(\lambda)$ и концентрации C_i i -го поглощающего вещества и определяется выражением (1):

$$I(\lambda) = I_0(\lambda) \cdot e^{-\varepsilon_i(\lambda) \cdot C_i \cdot d}. \quad (1)$$

Величина d определяется как

$$d = d_k + \Delta d_k + d_t, \quad (2)$$

где d_k – начальный диаметр пульсирующего сосуда; Δd_k – величина, отражающая изменение диаметра сосуда при пульсации; d_t – толщина компонентов ткани, не зависящих от пульсаций.

Следует сказать, что компонента Δd_k изменяется во времени вследствие наличия пульсаций давления согласно выражению (3):

$$\Delta d_k(t) = \frac{3}{2} v \frac{d_k^2}{h} \frac{P(t)}{\xi}, \quad (3)$$

где ν – коэффициент Пуассона (может принимать значения: 0,4; 0,45; 0,49 в зависимости от особенностей физиологии испытуемого); h – толщина стенки пульсирующего сосуда (варьируется от 0,7 до 1,1 мм); ξ – значение модуля Юнга стенки сосуда (данный параметр изменяется от $4 \cdot 10^5$ до $8 \cdot 10^5$); $P(t)$ – функция изменения артериального давления крови во времени [7–10].

Таким образом, подставляя известные из литературы по физиологии численные значения параметров кровеносных сосудов, становится возможным рассчитать функцию изменения диаметра пульсирующего сосуда во времени $\Delta d_k(t)$.

В качестве функции $P(t)$ при моделировании сердечного выброса в момент максимального кровенаполнения сосуда, удобно использовать импульсное колебание с экспоненциальными фронтами, параметры которого имеют однозначный физиологический смысл, а аналитическое выражение имеет вид (4) [7]:

$$P(t) = P_0 \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}} - \left(1 - e^{-\frac{t-t_{id}}{\tau_2}} \right) \cdot \sigma(t-t_{id}) \right), \quad (4)$$

где P_0 – амплитуда импульсного колебания; τ_1, τ_2 – интервалы времени на открытие и закрытие сердечного клапана соответственно; t_{id} – длительность импульса давления; $\sigma(t)$ – функция Хевисайда, принимающая дискретный набор следующих значений:

$$\sigma(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0; \\ 0,5 & \text{при } t = 0; \\ 1 & \text{при } t > 0. \end{cases}$$

Описанная функция имеет вид, показанный на рис. 1.



Рис. 1. Оциллограмма изменения артериального давления крови во времени, полученная при следующих параметрах сердечного выброса: $\tau_1 = 0,09$ с, $\tau_2 = 0,06$ с, $t_{id} = 0,2$, $P_0 = 1$

Для исследования изменения пульсаций во времени, а также возможности варьирования такого параметра сердечно-сосудистой системы, как частота пульса, функцию (4) необходимо представить в

виде периодической, в результате чего она примет вид (5):

$$P(t) = P_{\max} \cdot \sum_{i=0}^{\infty} \left(\begin{aligned} & \left(1 - e^{-\frac{t-iT}{\tau_1}} \right) \cdot \sigma(t-iT) - \\ & - \left(1 - e^{-\frac{t-t_{id}-iT}{\tau_2}} \right) \cdot \sigma(t-t_{id}-iT) \end{aligned} \right). \quad (5)$$

Поток излучения $\Phi(\lambda)$, прошедший сквозь биологическую ткань, принимается фотодетектором и преобразуется им в величину фототока I_Φ согласно выражению (6):

$$I_\Phi(\lambda) = S(\lambda) \cdot I_0(\lambda) \cdot \Omega, \quad (6)$$

где $S(\lambda)$ – спектральная чувствительность фотодиода; Ω – площадь контакта фотоплетизмографического датчика с тканью.

Интенсивность падающего светового потока $I_0(\lambda)$ определяется длиной волны источника излучения и его электрическими параметрами (7):

$$I_0(\lambda) = \frac{k(\lambda) \cdot U_{cd}(\lambda) \cdot I_{cd}}{\Omega}, \quad (7)$$

где $k(\lambda)$ – коэффициент светоотдачи светодиода; $U_{cd}(\lambda)$ – прямое падение напряжения на светодиоде; I_{cd} – ток питания на светодиоде.

В самом простейшем случае при моделировании кровь внутри сосуда можно представить как непоглощающий свет растворитель-основу с двумя растворенными в ней фракциями гемоглобина – оксигемоглобином HbO_2 и дезоксигемоглобином Hb . Зависимость коэффициентов молярной экстинкции, характеризующих поглощение света данными веществами и другими формами гемоглобина, от длины волны представлена на рис. 2.

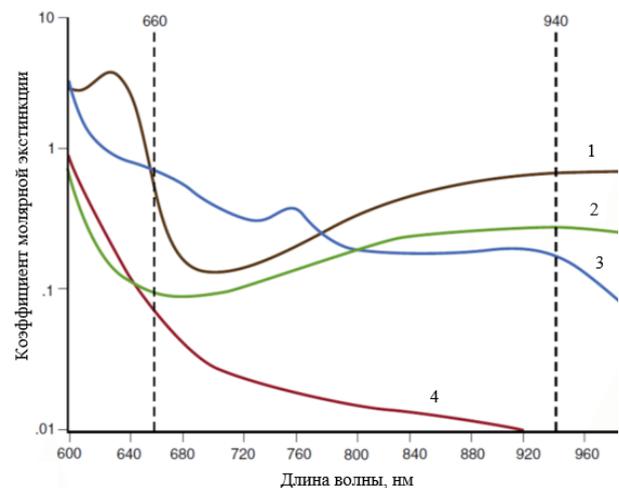


Рис. 2. Зависимость коэффициента молярной экстинкции от длины волны излучения для различных форм гемоглобина: 1 – метгемоглобин; 2 – оксигемоглобин; 3 – дезоксигемоглобин; 4 – карбоксигемоглобин [8]

Результаты

С учетом вышеизложенного на основании закона Бугера–Ламберта–Бера (1) сигнал на выходе фо-

тодетектора может быть представлен в виде выражения (8):

$$I(t, \lambda) = I_0(\lambda) \cdot e^{-\mu_\alpha(\lambda) \cdot d_t} \times e^{-(\epsilon_{\text{HbO}_2}(\lambda) \cdot C_{\text{HbO}_2} \cdot (d_k + \Delta d_k) + \epsilon_{\text{Hb}}(\lambda) \cdot C_{\text{Hb}} \cdot (d_k + \Delta d_k))} \quad (8)$$

где $I(t, \lambda)$ – ток на выходе фотодетектора; $\mu_\alpha(\lambda)$ – коэффициент поглощения излучения с длиной волны λ непугсирующими компонентами биологической ткани; $\epsilon_{\text{HbO}_2}(\lambda)$ – коэффициент молярной экстинкции оксигемоглобина; C_{HbO_2} – молярная концентрация оксигемоглобина; $\epsilon_{\text{Hb}}(\lambda)$ – коэффициент молярной экстинкции дезоксигемоглобина; C_{Hb} – молярная концентрация дезоксигемоглобина.

Учитывая спектральную чувствительность фотодиода, основные электрические параметры светодиода, а также изменение во времени диаметра пульсирующего сосуда, окончательно получим следующий вид математической модели сигнала на выходе датчика, реализующего фотометрический метод измерения в проходящем свете:

$$I(t, \lambda) = S(\lambda) \cdot k(\lambda) \cdot U_{\text{сд}}(\lambda) \cdot I_{\text{сд}} \cdot e^{-\mu_\alpha(\lambda) \cdot d_t} \times \left(\epsilon_{\text{HbO}_2}(\lambda) \cdot C_{\text{HbO}_2} \left(d_k + \frac{3}{2} v \frac{d_k^2}{h} \frac{P(t)}{\xi} \right) + \epsilon_{\text{Hb}}(\lambda) \cdot C_{\text{Hb}} \left(d_k + \frac{3}{2} v \frac{d_k^2}{h} \frac{P(t)}{\xi} \right) \right) \quad (9)$$

Далее следует сказать, что выбор оптимальной длины волны для проведения исследования на данной модели зависит от конкретных решаемых задач.

Точки пересечения обеих кривых поглощения (рис. 2), которые многие литературные источники [6, 8] называют изобестическими, соответствуют длинам волн, при которых растворы равной концентрации HbO_2 и Hb характеризуются равной степенью пропускания света. Если длина волны световых лучей соответствует изобестической точке, то поглощение их гемоглобином не зависит от степени его оксигенации, подобный подход используется для случаев определения концентрации гемоглобина без необходимости проведения дополнительных химических модификаций.

В случае проведения спектрофотометрических исследований с целью определения уровня оксигенации гемоглобина необходимо выбирать свет с такой длиной волны, при которой разница между коэффициентами молярной экстинкции оксигемоглобина и дезоксигемоглобина максимальна. Так, при использовании источника монохроматического излучения с длиной волны 660 нм (красная область спектра) дезоксигемоглобин Hb поглощает на порядок больше света, нежели оксигемоглобин HbO_2 , а при использовании длины волны в 940 нм (инфракрасная область) уже превалирует поглощение оксигенированной фракции.

Для проведения математического моделирования были использованы численные значения параметров разработанной математической модели (9), взятые из работ [2, 5–8, 10].

Результаты численного моделирования представлены на рис. 3.

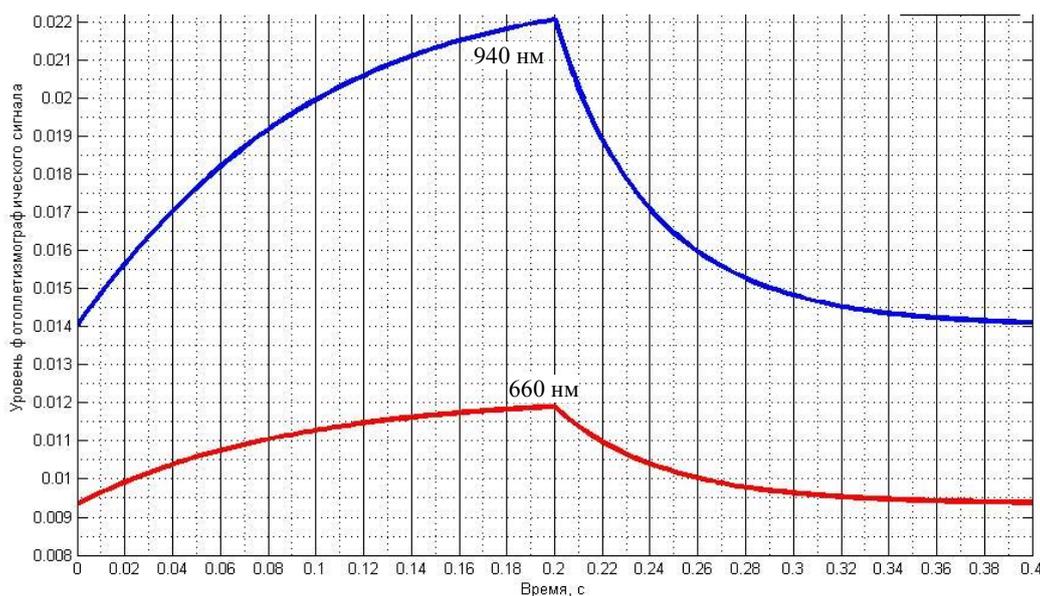


Рис. 3. Оциллограммы фотоплетизмографических сигналов, полученные путем математического моделирования для источников монохроматического излучения 660 нм (нижний) и 940 нм (верхний)

Разницу уровней фотоплетизмографических сигналов можно объяснить существенным превалированием в поглощении одним из основных хромофоров биологической ткани – меланином именно в красной области спектра. С увеличением длины волны его поглощательная способность снижается.

Более крутой спад фотоплетизмографического сигнала в инфракрасной области наблюдается вследствие того, что в данной области спектра существенно преобладает поглощение в липидах и воде, в то время как для красной области спектра оно минимально.

Заключение

В представленной статье разработана математическая модель фотоплетизмографического сигнала, регистрируемого в проходящем свете. Данная модель позволяет определить уровень фотоплетизмографического сигнала на выходе фотодетектора. В отличие от аналогов [7] модель в комплексе позволяет учитывать различные характеристики пульсоксиметров, параметры сердечного выброса, поглощательную способность транспортирующих кислород фракций крови, а также биологической ткани, варьировать параметры артериальных сосудов. Дальнейшим этапом оптимизации модели может являться учет дополнительных фракций крови, таких как метгемоглобин (metHb) и карбоксигемоглобин (HbCO), которые хоть и в малых концентрациях, но все же присутствуют в составе крови и вносят свой вклад в суммарное поглощение светового потока от источника излучения.

Литература

1. Красников И.В. Распространение оптического излучения в биологических тканях / И.В. Красников, В.Е. Привалов, А.Ю. Сетейкин, А.Э. Фотиади // Вестник СПбГУ. – 2013. – № 11. – С. 202–217.
2. Печень Т.М. Моделирование процесса взаимодействия электромагнитной волны оптического диапазона с кожей человека // Доклады БГУИР. – 2015. – № 1 (87). – С. 28–33.
3. Мошкевич В.С. Фотоплетизмография (аппаратура и методы исследования). – М.: Медицина, 1970. – 166 с.

4. Корневский Н.А. Биотехнические системы медицинского назначения / Н.А. Корневский, Е.П. Попечителей. – Старый Оскол: Изд-во ТНТ, 2012. – 688 с.
5. Пушкарева А.Е. Методы математического моделирования в оптике биоткани. – СПб.: Изд-во СПбГУ ИТМО, 2008. – 103 с.
6. Тучин В.В. Лазеры и волоконная оптика в биомедицинских исследованиях. – М.: Физматлит, 2010. – 478 с.
7. Федотов А.А. Математическое моделирование и анализ погрешностей измерительных преобразователей биомедицинских сигналов / А.А. Федотов, С.А. Акулов. – М.: Физматлит, 2013. – 282 с.
8. Zijlstra W.G., Buursma A., Meeuwse-van der Roest W.P. Absorption spectra of human fetal and adult oxyhemoglobin, de-oxyhemoglobin, carboxyhemoglobin and methemoglobin // Clin. Chem. – 1991. – Vol. 37, No. 9. – P. 1633–1638.
9. Мухин И.Е. Метод определения уровня периферической сатурации крови пилота воздушного судна в телекоммуникационной системе оперативного медицинского контроля / И.Е. Мухин, Д.С. Коптев // Телекоммуникации. – 2019. – № 2. – С. 2–10.
10. Федотов А.А. Измерительные преобразователи биомедицинских сигналов систем клинического мониторинга / А.А. Федотов, С.А. Акулов. – М.: Радио и связь, 2013. – 250 с.

Коптев Дмитрий Сергеевич

Преп. каф. космического приборостроения и систем связи,
Юго-Западного государственного ун-та
50 лет Октября ул., 94, г. Курск, Россия, 305040
Тел.: +7-951-084-14-27
Эл. почта: d.s.koptev@mail.ru

УДК 004, 612.821, 612.84, 57.081.23

М.Я. Марусина, М.Е. Калинкина

Цифровая визуализация активности нейронных сетей по данным функциональной магнитно-резонансной томографии

Разработаны фрактальные методы количественной оценки изменения BOLD-сигнала, регистрируемого с помощью МРТ при изучении активности нейронных сетей головного мозга человека. Реализован алгоритм вычислительно-аналитических методов, в качестве методов были выбраны фрактальные методы анализа. Методом box-counting рассчитана фрактальная размерность, алгоритм был создан в среде разработки MATLAB. Алгоритм лёг в основу программного комплекса FracLab, с помощью которого были обработаны BOLD-сигналы, полученные при помощи фМРТ при распознавании изображений. Расчеты были проведены для левого и правого полушария для 13 испытуемых.

Ключевые слова: фрактальный анализ, пороги распознавания, цифровая обработка изображений, функциональная магнитно-резонансная томография.

При обработке больших объемов данных автоматизированные вычислительно-аналитические методы становятся рабочими инструментами для качественного и количественного анализа медицинских изображений.

Функциональная магнитно-резонансная томография (фМРТ) является мощным инструментом при изучении активности нейронных сетей головного мозга человека. Современные технические возможности позволяют изучать различные виды деятельности нейронных сетей. Одной из основных задач анализа данных при таких исследованиях является поиск зон головного мозга, участвующих в определенных видах деятельности нейронных сетей. Поэтому разработка надежных алгоритмов обработки сигналов/изображений для качественного анализа данных фМРТ является первостепенной задачей при цифровой визуализации активности нейронных сетей. Для количественной оценки BOLD-сигнала, регистрируемого с помощью МРТ при изучении активности нейронных сетей головного мозга человека, было решено использовать фрактальный анализ.

Хотя в большинстве исследований в области МРТ в качестве метода для определения наиболее активных частей мозга используется BOLD-контрастная визуализация, некоторые исследователи ставят под сомнение достоверность этого метода, поскольку сигналы относительны, а не количественно индивидуальны. В связи с тем, что достоверность статистических методов извлечения количественных параметров BOLD-сигналов вызывает сомнения, появляется необходимость создания новых методов количественной оценки. Проблема описания неупорядоченных сред решается введением макроскопических величин, зависящих от масштаба усреднения. Развитые Мандельбротом математическое понятие фрактала и его приложения к описанию форм различных объектов дают возможность построить модели широкого класса нетривиальных случайных масштабно-инвариантных структур.

Фрактальные модели не всегда поддаются аналитическому исследованию, но могут быть построены при помощи компьютерной реализации. Законо-

мерности сложных неупорядоченных процессов изучают в компьютерных экспериментах с такими моделями.

Применение фрактальных моделей обусловлено тем, что фрактальные формы присущи огромному числу процессов и структур. Модели многих неупорядоченных процессов опираются на различные варианты случайного блуждания или динамического хаоса, также обладающих фрактальными свойствами.

В последние годы начали уделять внимание возможности использования преимуществ фрактальной геометрии в медицине, особенно в кардиологии и радиологии. Например, в [1, 2] был предложен метод классификации очаговых образований с помощью мультифрактального анализа. Ряд исследований показал потенциал фрактального анализа как характеристики нерегулярных структур очаговых образований, опираясь на то, что фрактальная геометрия является теоретической базой для изучения и моделирования нерегулярных структур [3–10].

Цель исследования – разработка фрактальных методов количественной оценки BOLD-сигнала, регистрируемого с помощью МРТ при изучении активности нейронных сетей головного мозга человека.

Методы исследования

Анализ фМРТ изображений проводился вычислительно-аналитическими методами на основе вычисления фрактальной размерности для изображений или их отдельных элементов.

В качестве диагностических характеристик для томографических изображений была выбрана фрактальная размерность изображения $\dim_{\text{box}}(s)$. Фрактальная размерность характеризует сложность, понятие, связанное с определенными ключевыми характеристиками фракталов: самоподобие и детализация. Фрактальная размерность для регулярных фракталов описывает повторяемость геометрии, а для нерегулярных – повторяемость статистических характеристик при изменении масштаба [11].

Один из наиболее широко используемых методов определения фрактальной размерности – box-counting метод. Его популярность обоснована до-

вольно простыми математическими расчетами, эмпирической оценкой и одинаковой эффективностью применения для точечных множеств, линейных объектов, областей и объемов [12], что делает его идеальным при работе с цифровыми изображениями.

Данный метод расчета фрактальной размерности $\dim_{\text{box}}(s)$ описывается следующим образом: сначала область, содержащая исследуемый объект, на каждом этапе исследования разбивается на клетки, размеры которых на каждом этапе меняются, при каждом размере ячеек подсчитывается их число, необходимое для покрытия объекта исследования, строится график зависимости размера клеток от их количества, тангенс угла наклона которого является клеточной размерностью, которую можно выразить следующим образом:

$$\dim_{\text{box}}(s) := \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \frac{\ln N(\varepsilon)}{\ln \frac{1}{\varepsilon}}.$$

Успешное применение фрактального анализа в качестве инструмента для количественной оценки изменений структуры изображений как здоровых, так и патологических тканей было показано в работах [13–17, 21]. Результаты проведенных исследований, представленные в [18, 19, 22], свидетельствуют о значительных различиях фрактальной размерности для различных видов тканей.

Разработанный алгоритм, состоит из нескольких самостоятельных блоков: блок загрузки данных, подготовки цифровых изображений, выбора информации для обработки и вывода полученных данных. Алгоритм был реализован при использовании среды разработки MATLAB с применением вычислительно-аналитических методов.

Данные были получены после исследования феномена инсайта, в качестве динамических изображений использовался Голлин-тест, работа которого приводит к постепенно нарастающему контуру из случайно возникающих фрагментов [20]. Голлин-тест был построен по следующей схеме: первые пять минут испытуемому предъявлялась точка, после начинался показ 26 стимулов, каждый стимул предъявлялся с 0 до 45, по 1% в секунду. Мозг сканировался каждые 3 с (15 сканов для одного стимула). Голлин-тест заключается в том, что испытуемый наблюдает фрагменты рисунка, ожидая увидеть какой-либо объект, но не может угадать, что это за объект. Распознавание образа происходило неожиданно, что вызывало у испытуемых эмоциональную реакцию, которая регистрировалась за счёт изменения BOLD-сигнала, регистрация и визуализация которого осуществлялась с помощью фМРТ. Для работы были использованы снимки фМРТ головного мозга 13 испытуемых в формате NIfTI (Neuroimaging Informatics Technology Initiative).

Результаты

Были получены фрактальные размерности BOLD-сигнала для зон Бродманна медиальной теменной области (BA7), височно-теменной коры

(BA22), задневисочной коры (BA37), венстролатеральной префронтальной коры BA44, префронтальной коры (BA46) с левой и правой сторон для 13 испытуемых.

Для выявления динамики активности зон головного мозга были использованы нормированные значения фрактальной размерности, которые получены путём унифицирования шкалы значений исследуемых рядов.

На рис. 1 представлена зависимость нормированных значений фрактальной размерности для 13 испытуемых от времени предъявления стимула и процента заполнения контура, также приведены средние значения фрактальной размерности по всей выборке – полужирная черная линия. График средних значений фрактальной размерности изображений зоны BA7 для 13 пациентов показывает, что изменение фрактальной размерности имеет общую тенденцию. Присутствует заметная динамика на протяжении времени предъявления стимула: в среднем наблюдается тенденция всплесков активности на 10-й секунде (10% предъявления контура стимула), на 20-й секунде и на 50-й секунде от начала времени предъявления стимула. Минимум активности наблюдается на 30-й секунде, что соответствует спаду активности, наблюдаемому после инсайта.

Данная зависимость отражает изменение во времени фрактальной размерности BOLD-сигнала в относительных единицах, где можно выделить допороговое состояние, пороговое и послепороговое, что говорит о наличии реакции отдельных участков мозга на тестовые изображения. Важно отметить, что момент распознавания у разных испытуемых наступает в разное время, а также размах разности активности для одного и того же стимула различен.

На рис. 2 представлены зависимости фрактальной размерности изображений стимулов от процента предъявления контура стимулов, где пунктирная линия – это усредненные значения по всем 26 стимулам. Все изображения стимулов в начале предъявления имеют одинаковую фрактальную размерность, но с наращиванием контура значения расходятся, что связано с образованием различных рисунков или различных замкнутых контуров, которые имеют разную длину и форму. Графики имеют в целом линейную зависимость, но после предъявления 40–50% контура стимула наклон прямых изменяется, что связано с формированием контура стимула из хаотично разбросанных точек.

Обсуждение

В работе [20] были представлены результаты изучения активности крупномасштабных нейронных сетей. Было показано, что при инсайте существуют различия в активации левого и правого полушария и максимум ответа наблюдается в зоне затылочно-височной коры BA37. Представленная авторами регистрация активности этой зоны по BOLD-сигналу показала, что максимум сигнала совпадает с моментом распознавания или возникновением инсайта.

Применение фрактального анализа для оценки активности различных зон головного мозга при наступлении инсайта также показало, что активность правого полушария превышает активность левого полушария. Максимум ответа в зоне ВА7 с 20-й по 30-ю секунду предъявления стимула, соответствующий распознаванию стимула, совпадает с

максимумом фрактальной размерности фМРТ изображения зоны ВА7 в диапазоне от 20 до 30 с. Максимальное значение фрактальной размерности наблюдается на 24-й секунде, а затем уменьшается до минимума на 30-й секунде, что соответствует спаду активности, наблюдаемому после инсайта (см. рис. 1).



Рис. 1. Нормированные значения фрактальной размерности в зоне Бродманна ВА7 в аксиальной проекции для 13 испытуемых. По оси абсцисс – время и соответствующий ему процент предъявления контура

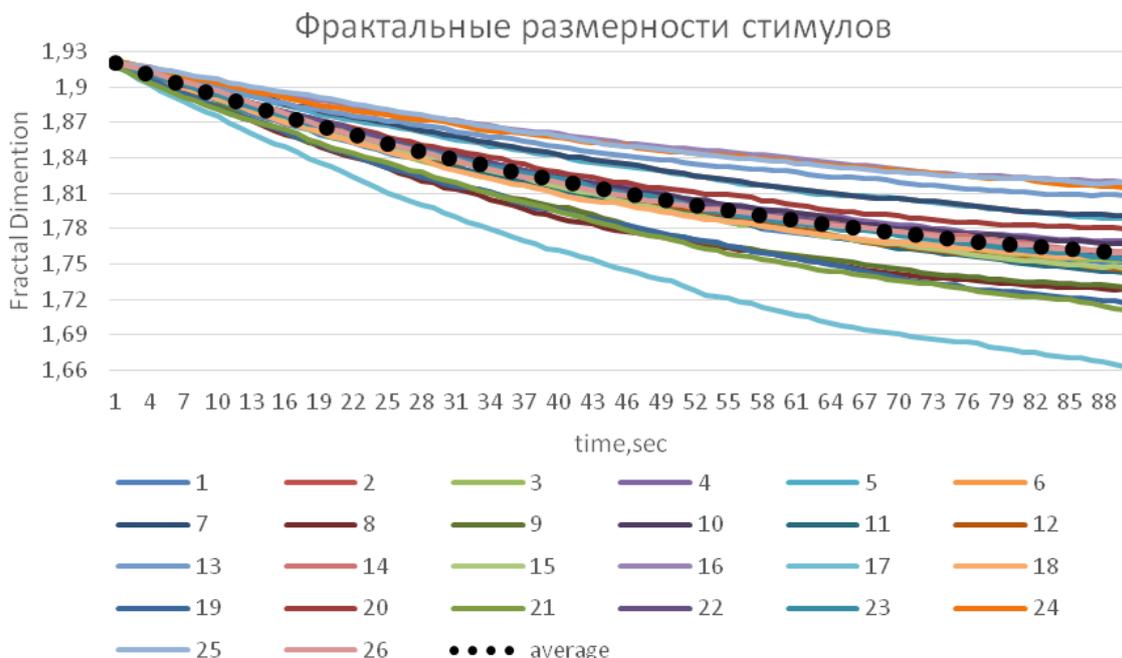


Рис. 2. Фрактальные размерности стимулов при предъявлении от 0 до 90% контура. По оси абсцисс – время и соответствующий ему процент предъявления контура

Зависимость Z-оценки фрактальной размерности изображения стимула от времени носит линейный характер, что согласуется со способом предъявления стимула испытуемому: стимул предъявлялся с 0 до 45%, по 1% в секунду. Чем больше фрактальная

размерность изображения стимула, тем менее выражены фрактальные свойства тестового изображения, тем меньше заполнен контур изображения и, следовательно, тем неопределеннее картина перед испытуемым.

Разработанный алгоритм состоит из нескольких самостоятельных блоков: блок загрузки данных, подготовки цифровых изображений, выбора информации для обработки и вывода полученных данных. Алгоритм был реализован при использовании среды разработки MATLAB с применением вычислительно-аналитических методов.

Заключение и выводы

Разработаны фрактальные методы количественной оценки изменения структуры фМРТ изображений при цифровой визуализации активности нейронных сетей головного мозга человека.

Для фМРТ изображений головного мозга методом box-counting были получены значения фрактальной размерности. Расчеты проводились для зон Бродманна медиальной теменной области (BA7), височно-теменной коры (BA22), задневисочной коры (BA37), венстролатеральной префронтальной коры BA44, префронтальной коры (BA46) для левого и правого полушария для 13 испытуемых, которым предъявлялось 26 стимулов.

Результаты показали, что характер активности мозга при наступлении инсайта для левой и правой сторон различный. Полученные данные позволяют утверждать, что временной ход откликов (значений BOLD-сигналов) зоны BA37 и изменение во времени фрактальной размерности фМРТ изображения этой зоны имеют одинаковый характер. Представленные в данной работе результаты доказали достоверность и перспективность фрактального анализа для количественной оценки изменения структуры фМРТ изображений. В настоящий момент существует необходимость оценки надежности результатов на более крупных выборках.

Литература

- Landini G. Fractal dimensions of the epithelial-connective tissue interfaces in premalignant and malignant epithelial lesions of the floor of the mouth / G. Landini, J.W. Rippin // *Anal. Quant. Cytol. Histol.* – 1993. – Vol. 15. – P. 144–149.
- Hemsley A. Multifractal measures for tissue image classification and retrieval / A. Hemsley, R. Mukundan // *In Proceedings of the 11th IEEE International Symposium on Multimedia.* – 2009. – P. 618–623.
- Мандельброт Б. Фрактальная геометрия природы. – М.: Институт компьютерных исследований, 2002. – 670 с.
- Кроновер Р.М. Фракталы и хаос в динамических системах. Основы теории. – М.: Постмаркет, 2000. – 352 с.
- Djurić G.J., Radulović M., Sopta J.P., Nikitović M., Milošević N.T. (2017) Fractal and Gray Level Cooccurrence Matrix Computational Analysis of Primary Osteosarcoma Magnetic Resonance Images Predicts the Chemotherapy Response. *Front. Oncol.* 7:246. DOI: 10.3389/fonc.2017.00246.
- Wąsik P., Seddon A.M., Wu H., Briscoe W.H. Dendritic surface patterns from Bénard–Marangoni instabilities upon evaporation of a reactive ZnO nanofluid droplet: A fractal dimension analysis // *Journal of Colloid and Interface Science.* – 2019. – Vol. 536. – P. 493–498.
- Марусина М.Я. Инвариантный анализ и синтез в моделях с симметриями. – СПб.: СПбГУ ИТМО, 2004. – 144 с.
- Flegontov A.V., Marusina M.J. The Comparison Method of Physical Quantity Dimensionalities // *Lecture Notes in Computer Science.* – 2009. – Т. 5743 LNCS. – С. 81–88. DOI: 10.1007/978-3-642-04103-7_8.
- Марусина М.Я. Современные виды томографии / М.Я. Марусина, А.О. Казначеева: учеб. пособие. – СПб: СПбГУ ИТМО, 2006. – 132 с.
- Марусина М.Я. Физические основы и аппаратура для позитронной эмиссионной томографии / М.Я. Марусина, Н.А. Костеников, А.О. Казначеева / Национальное руководство по радионуклидной диагностике / под ред. Ю.Б. Лишманова, В.И. Чернова: в 2 т. – Томск: STT, 2010. – Т. 1. – 290 с.; т. 2. – 418 с.
- Hurst H.E. Long-term storage capacity of reservoirs // *Transactions of the American Society of Civil Engineers.* – 1951. – Vol. 116. – P. 770–799.
- Lopez T., Manjarrez J., Plascencia N. et. al. Fractal analysis of EEG signal in the brain of epileptic rats, with and without biocompatible implanted neuroreservoirs // *Applied Mechanics and Materials.* – 2009. – Vol. 15. – P. 127–136.
- Marusina M.Y., Sizikov V.S., Volgareva A.P. Noise suppression in the task of distinguishing the contours and segmentation of tomographic images // *Journal of Optical Technology.* – 2015. – Vol. 82, No. 10. – P. 673–677. DOI: 10.1364/JOT.82.000673.
- Marusina M.Y., Mochalina A.P., Frolova E.P., Saticov V.I., Barchuk A.A., Kuznetsov V.I., Gaidukov V.S., Tarkanov S.A. MRI Image Processing Based on Fractal Analysis // *Asian Pacific Journal of Cancer Prevention.* – 2017. – Vol. 18, No. 1. – P. 51–55. DOI: 10.22034/APJCP.2017.18.1.51.
- Kiryakova T.N., Marusina M.Ya., Fedchenkov P.V. Automatic methods of contours and volumes determination of zones of interest in MRI images // *REJR.* – 2017. – No. 7(2). – P. 117–127. DOI: 10.21569/2222-7415-2017-7-2-117-127.
- Marusina M.Ya., Karaseva E.A. Automatic Segmentation of MRI Images in Dynamic Programming Mode // *Asian Pacific journal of cancer prevention: APJCP.* – 2018. – Vol. 19, No. 10. – P. 2771–2775. DOI: 10.22034/APJCP.2018.19.10.2771.
- Marusina M.Ya., Karaseva E.A. Application of fractal analysis for estimation of structural changes of tissues on MRI images // *REJR.* – 2018. – No. 8 (3). – P. 107–112. DOI: 10.21569/2222-7415-2018-8-3-107-112.
- Marusina M.Y., Karaseva E.A. Automatic analysis of medical images based on fractal methods // *Proceedings of the 2019 IEEE International Conference «Quality Management, Transport and Information Security, Information Technologies» (IT&QM&IS), September, 23–27, 2019.* – P. 349–352. DOI: 10.1109/ITQMIS.2019.8928378
- Marusina M.Y., Karaseva E.A. Application of the box-counting method for the evaluation of medical images // *Proceedings of the 2019 IEEE International Conference «Quality Management, Transport and Information Security, Information Technologies» (IT&QM&IS), September, 23–27, 2019.* – P. 353–355. DOI: 10.1109/ITQMIS.2019.8928375
- Шелепин К.Ю., Труфанов Г.Е., Фокин В.А., Васильев П.П., Соколов А.В. Цифровая визуализация активности нейронных сетей головного мозга человека до, во время и после инсайта при распознавании изображений // *Оптический журнал.* – 2018. – Т. 85, № 8. – С. 29–38.

Марусина Мария Яковлевна

Д-р техн. наук, профессор, доцент фак-та систем
управления и робототехники (СУиР)
Национального исследовательского ун-та ИТМО (ИТМО)
Кронверкский пр., д. 49, литер А,
г. Санкт-Петербург, Россия, 197101
ORCID: 0000-0002-5611-8812
Тел.: +7-911-208-06-32
Эл. почта: marusina_m@mail.ru

Калинкина Мария Евгеньевна

Магистрант факультета СУиР ИТМО
Кронверкский пр., д. 49, литер А,
г. Санкт-Петербург, Россия, 197101
ORCID: 0000-0002-2344-7257
Тел.: +7-911-132-87-62
Эл. почта: mariia_kalinkina@mail.ru

УДК 621.396.41

Д.С. Коптев, И.Е. Мухин

Пульсовый оксиметр для контроля уровня периферической сатурации крови пилота воздушного судна

Приведена структурно-функциональная схема пульсового оксиметра, осуществляющего контроль уровня периферической сатурации крови пилота непосредственно в процессе полёта, а также описаны принципы функционирования данного устройства. Особенности предлагаемого пульсового оксиметра являются использование четырех источников излучения, что повышает точность определения уровня кислородного насыщения крови, а также возможность записи контролируемых значений в блок памяти устройства для проведения наземного послеполётного анализа и разработки индивидуальных медицинских рекомендаций по улучшению переносимости полетных нагрузок путем внесения корректировок в наземную подготовку пилотов. Предлагаемое в данной статье устройство позволяет непрерывно контролировать функциональное состояние оператора за счет постоянного сравнения текущих значений уровня насыщения крови кислородом с пороговыми, отражающими как его оптимальное функциональное состояние, так и критическое, при наступлении которого в устройстве предусмотрено срабатывание сигналов оповещения.

Ключевые слова: пилот, функциональное состояние, уровень периферической сатурации крови, источник излучения, поглощение оптического излучения, фотоприёмник, пульсовый оксиметр.

На сегодняшний день является принятой и реализуемой в виде комплекса мероприятий государственная программа Российской Федерации «Развитие авиационной промышленности на 2013–2025 гг.» [1]. Одной из наиболее значимых задач данной программы является повышение уровня безопасности полётов воздушных судов, решение которой заключается в организации непрерывного мониторинга технического состояния воздушного судна непосредственно в процессе полёта, а также проведении постоянного диагностического контроля функционального состояния здоровья оператора (пилота) при выполнении им профессиональных функций. Практика авиационной медицины показывает [2], что в настоящее время показателями, эффективно интерпретирующими функциональное состояние пилота, являются уровень периферической сатурации крови, частота дыхания и частота пульса. В связи с этим актуальной задачей является разработка методов и средств диагностического контроля названных показателей у оператора воздушного судна в процессе полёта.

Анализ работ [3–6] показал, что существенным недостатком имеющихся на сегодняшний день пульсовых оксиметров является низкая точность определения уровня периферической сатурации крови из-за того, что данные устройства имеют в своем составе только два источника излучения, что не позволяет исследовать все фракции гемоглобина, присутствующие в составе крови. Наличие двух источников излучения позволяет исследовать фракции, отвечающие за перенос кровью кислорода, а именно: оксигемоглобин HbO_2 и гемоглобин Hb . Неучтенными в данной ситуации остаются фракции, не участвующие в транспортировке кислорода, однако влияющие на величину насыщения крови кислородом: карбоксигемоглобин COHb и метгемоглобин MetHb .

Целью данной статьи является разработка структурно-функциональной схемы пульсового ок-

симетра, работающего на четырех длинах волн, и описании принципов его работы.

Материалы и методы исследования

В известных литературных источниках по клинической медицине [7, 8] выделяют два вида периферической сатурации крови: функциональную и фракционную, являющуюся более точным параметром, учитывающим в своем составе все фракции гемоглобина. На рис. 1 представлена структурно-функциональная схема пульсового оксиметра, предназначенного для контроля уровня фракционной сатурации крови оператора воздушного судна.

Подробнее следует остановиться на принципах работы данного пульсового оксиметра.

Генератор тактовых импульсов, имеющийся в составе блока синхронизации, формирует семь импульсных последовательностей, назначением которых является запуск отдельных узлов устройства. Последовательности импульсов, отвечающие за включение блоков: красного излучателя (660 нм), инфракрасного излучателя (940 нм), желтого излучателя (580 нм), инфракрасного излучателя (880 нм) – поступают с выходов блока синхронизации. Для нивелирования возможных переходных влияний данные последовательности отправляются с задержкой по времени относительно друг друга. Поток излучения от каждого излучателя при прохождении сквозь исследуемую биоткань изменяет свою интенсивность, в результате чего варьируется уровень оптического сигнала на входе и электрического сигнала на выходе фотоприемника.

Данный сигнал пропорционален величине поглощения излучения тканями и кровью. Разбирая его структуру, следует отметить, что в его составе имеются постоянная и переменная составляющие. Первая обусловлена поглощением оптического излучения биологической тканью, венозной и артериальной (капиллярной) кровью на участке диагностирования. Вторая компонента является следствием изме-

нения объема наполнения артериальной кровью сосудов при каждом сердечном сокращении (пульсациях сердца во времени). В общем виде сигнал на выходе фотоприёмника как функциональная зависи-

мость поглощения в пульсирующих и неп пульсирующих компонентах биологической ткани имеет вид, показанный на рис. 2.

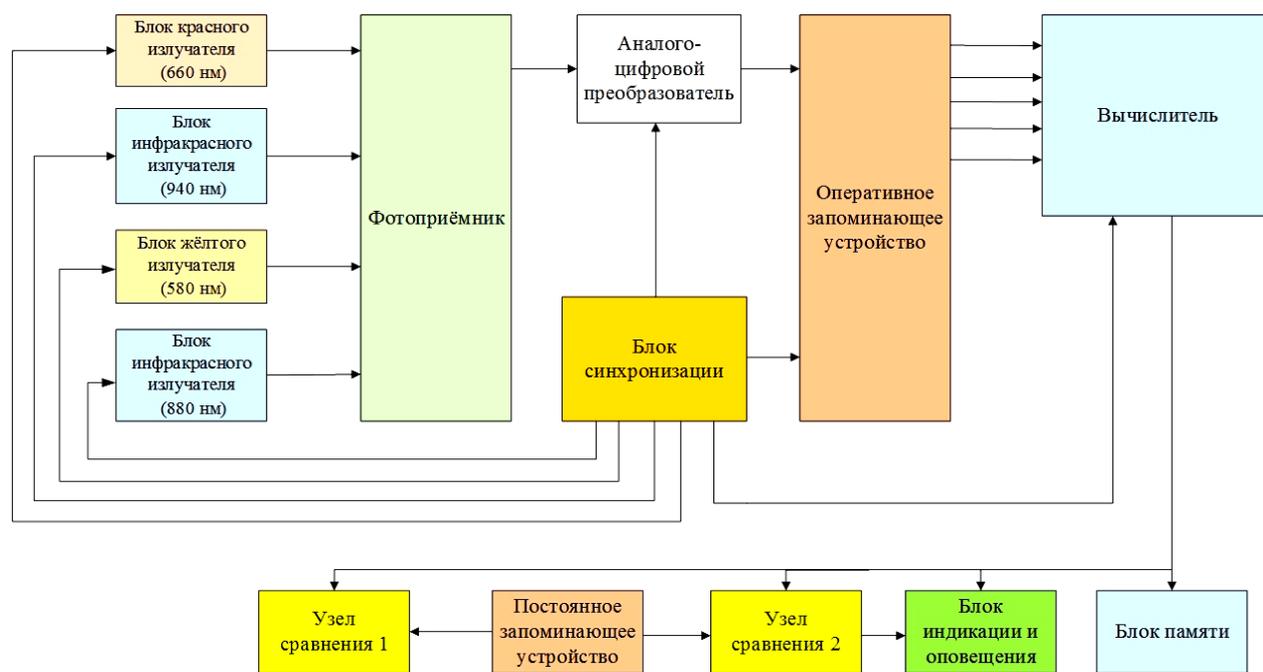


Рис. 1. Структурно-функциональная схема пульсового оксиметра

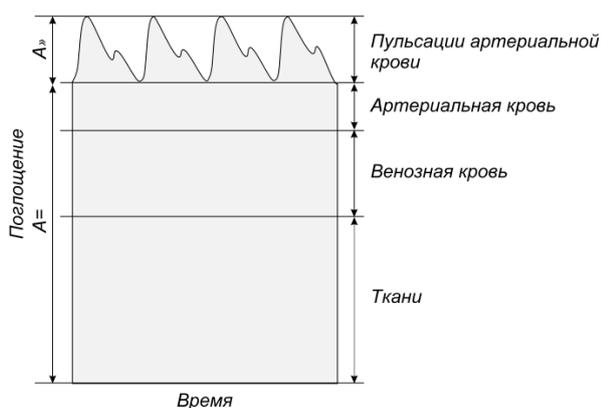


Рис. 2. Характеристика поглощения пульсирующими и неп пульсирующими компонентами биологической ткани

Клинические лабораторные исследования оптических свойств крови показали, что каждая форма гемоглобина имеет свою собственную спектральную характеристику [9]. Для повышения чувствительности пульсового оксиметра при решении задачи определения уровня сатурации следует использовать длины волн источников излучения из тех участков спектральной характеристики, в которых наблюдается максимальная разница в поглощении света между оксигемоглобином и гемоглобином, карбоксигемоглобином и метгемоглобином [10]. Соответственно, для измерения поглощения оптического излучения всеми четырьмя формами гемоглобина необходимо проводить измерения на четырех длинах волн.

Результаты

Разновременное кратковременное включение блоков красного излучателя (660 нм), инфракрасного излучателя (940 нм), жёлтого излучателя (580 нм) и инфракрасного излучателя (880 нм) обеспечивает раздельное измерение величины поглощения излучения во всех четырех формах гемоглобина (дезоксигемоглобине Нb, оксигемоглобине НbO₂, карбоксигемоглобине СОНb, и метгемоглобине MetHb) на различных длинах волн, которые соответствуют максимальным значениям поглощения для указанных веществ, определенных в клиничко-лабораторных условиях, а именно дезоксигемоглобин Нb – 660 нм, оксигемоглобин НbO₂ – 940 нм, карбоксигемоглобин СОНb – 580 нм, метгемоглобин MetHb – 880 нм.

Указанные численные значения длин волн выбраны не случайно. Анализ спектральных характеристик основных поглощающих хромофоров крови [9] показывает, что оксигемоглобин НbO₂ имеет минимальное значение коэффициента молярной экстинкции в красной области спектрального диапазона на длине волны 660 нм, на которой уровень поглощения оптического излучения дезоксигемоглобином Нb в десять раз выше. В инфракрасном участке спектральной характеристики наблюдается обратная ситуация. На длине волны 940 нм на порядок превалирует уже поглощение оптического излучения оксигемоглобином по сравнению с гемоглобином. Карбоксигемоглобин СОНb характеризуется существенным уменьшением коэффициента молярной экстинкции, характеризующим поглощательную

способность вещества, по мере увеличения длины волны. Более сложную спектральную характеристику поглощения имеет метгемоглобин MetHb, это говорит о том, что его оптические свойства существенно отличаются от свойств других форм гемоглобина. На всём участке спектра поглощение метгемоглобином больше, нежели в карбоксигемоглобине. Поэтому для исследования данных фракций были выбраны длины волн, на которых разница в поглощении данных веществ минимальна (580 нм) и максимальна (880 нм).

Блок синхронизации управляет включением аналого-цифрового преобразователя (АЦП) с частотой 1 кГц, необходимой для получения заданной точности в определении параметров пульсовой волны и в то же время обеспечивающей необходимую временную задержку, требуемую для исключения влияния переходных процессов между импульсами запуска блоков излучателей.

С выхода фотоприёмника аналоговые электрические сигналы поступают на АЦП и после дискретизации, квантования и кодирования зафиксированные цифровые отсчеты записываются в определённые ячейки памяти оперативного запоминающего устройства (ОЗУ). Следует отметить, что в памяти ОЗУ также фиксируется цифровой отсчет сигнала фоновой засветки (шума), снимаемый при неактивных блоках излучателей. Данный помеховый сигнал всегда присутствует при проведении оптических измерений, и применение данной меры направлено на компенсацию явления внешней засветки фотоприёмника, что становится возможным путем нахождения разности в блоке вычислителя между отсчетами, снятыми при работе АЦП, и помеховыми отсчетами. После этапа проведения серии измерений уровней сигналов с выхода фотоприёмника и фиксации их в соответствующих ячейках памяти ОЗУ блока синхронизации направляет на вход блока вычислителя команду готовности.

В блоке вычислителя происходит обработка входного цифрового сигнала, рассчитываются значения постоянной составляющей A_+ (момент минимального кровенаполнения – диастола) и переменной составляющей A_- (момент максимального кровенаполнения – систола) электрических сигналов на выходе фотоприёмника. Для увеличения точности определения уровня периферической сатурации SpO_2 методом пульсовой оксиметрии используется нормирование сигналов поглощения света [7], для чего рассчитывается отношение амплитуды пульсирующей составляющей A_- к постоянной величине A_+ для каждой из длин волн излучения отдельно по формуле (1):

$$A_{\text{норм}} = A_- / A_+ \quad (1)$$

Отталкиваясь от известного закона Бугера–Ламберта–Бера [8], можно сказать, что подобная процедура нормирования величины поглощения оптического излучения в биологических тканях лишает полученные результаты зависимости от величины интенсивности источников излучения, что

позволяет проводить измерения и фиксировать результаты, учитывая только оптические свойства живой биологической ткани исследуемого участка.

После процесса нормировки в вычислителе определяется значение уровня фракционной сатурации крови SpO_2 в соответствии с формулой (2):

$$SpO_2 = \left(\frac{HbO_2}{HbO_2 + Hb + COHb + MetHb} \right) \cdot 100\% \quad (2)$$

Определение функционального состояния оператора в процессе полета достигается путем сравнения его текущих значений уровня периферической сатурации крови со значениями Y и Z , поступающими с выходов постоянного запоминающего устройства, причем Y – допустимый уровень кислородного насыщения, а Z – пороговое значение уровня кислородного насыщения, соответствующее критическому уровню кислородной недостаточности, наступлению у оператора воздушного судна начальной стадии гипоксической гипоксии. Сравнение осуществляется в блоках сравнения, сигналы на выходах которых отсутствуют ровно до того момента времени, пока величина текущего значения уровня периферической сатурации крови $SpO_2(i)$ превалирует над пороговым значением Y . В данном случае справедливо считается, что функциональное состояние оператора находится в норме. Однако как только величина текущего значения $SpO_2(i)$ станет ниже уровня Y , с выхода первого узла сравнения на вход блока индикации и оповещения поступит сигнал предварительного оповещения [11].

Изменение функционального состояния оператора в данной ситуации можно охарактеризовать как предвестие наступлению гипоксии. В этот интервал времени необходимо принять превентивные меры, чтобы восстановить уровень периферической сатурации крови, что прекратит сигналы оповещения.

Одним из наиболее действенных мер в данном случае является использование баллонов со сжатым кислородом и азотом и специальной дыхательной маски. Если и дальше наблюдается последовательное снижение величины $SpO_2(i)$ до порогового значения Z и ниже, со второго узла сравнения на вход блока индикации и оповещения пульсового оксиметра поступит команда на формирование акустического и визуального сигналов оповещения, отличающихся от сигналов предварительного оповещения, которые являются лишь предупредительными и свидетельствуют о том, что уровень периферической сатурации крови снизился до значений, при которых пилот продолжает находиться в сознании, выполнять профессиональные функции по управлению воздушным судном, а следовательно, может выполнить необходимые процедуры, направленные на восстановление оптимального значения SpO_2 .

Второй сигнал оповещения является основным, подтверждающим наступление состояния гипоксии (кислородной недостаточности). Если не принять никаких мер, то в среднем в течение 5 с пилот испытывает полную потерю работоспособности. Второй

сигнал предназначен для информирования наземных служб о состоянии здоровья пилота по каналам авиационной связи, а также, помимо этого, данное значение выводится на дисплее блока индикации и отображения [11].

Важно отметить, что значения Y и Z носят строго индивидуальный характер и определяются физиологическими особенностями организма пилота. Следовательно, запись значений Y и Z в ячейки памяти ПЗУ возможна только на основании медицинских наблюдений после проведения необходимых клинико-лабораторных испытаний и тщательного анализа полученных результатов. В процессе профессиональной карьеры в силу влияния существенных физических и эмоциональных нагрузок при выполнении летных заданий эти значения могут варьировать в зависимости от степени подготовки пилота, а также его реакции на нештатные ситуации [12].

Заключение

Таким образом, применение описанного пульсового оксиметра позволит повысить точность определения уровня периферической сатурации крови у пилота воздушного судна за счет использования четырех блоков излучения на определенных длинах волн, что позволяет осуществлять измерения величины поглощения света для всех четырех форм гемоглобина: оксигемоглобина HbO_2 , гемоглобина Hb , карбоксигемоглобина $COHb$, метгемоглобина $MetHb$. Использование в устройстве блока памяти позволяет ввести новую функцию, заключающуюся в проведении послеполётного анализа динамики изменения уровня периферической сатурации крови у пилота в течение полёта, что позволит корректировать индивидуальные значения Y и Z , а также вводить корректирующие действия в наземную подготовку пилота.

Литература

1. Распоряжение Правительства РФ от 18 сентября 2017 г. № 1997-р «О стратегии развития экспорта гражданской продукции авиационной промышленности РФ на период до 2025 г.» [Электронный ресурс]. – М., 2017. – URL: <https://www.garant.ru/products/ipo/prime/doc/71673808/> (дата обращения: 17.03.2020).
2. Пантюхов А.П. Авиационная медицина: учеб. пособие / А.П. Пантюхов, Ю.А. Соколов. – Минск: Изд-во БГМУ, 2013. – 355 с.
3. Матус К.М. Пульсовый оксиметр: Патент 2233620 РФ / К.М. Матус, С.А. Муранов, С.В. Иванов. Заяв. и патентооблад. ЗАО «МИКАРД-ЛАНА». – № 2003118781/14; заявл. 23.06.2003; опубл. 10.08.2004. Бюл. № 22.
4. Мамджян Г.Г. Пульсовый оксиметр: Пат. 2332165 РФ / Г.Г. Мамджян, В.С. Смелов, Е.К. Сакс. Заяв. и патентооблад. ООО «МЕДЦИАНТ». – №2006134450/14; заявл. 29.09.2006; опубл. 27.08.2008, Бюл. № 24.
5. Винокуров Д.С. Пульсовый оксиметр: Пат. 2259161. Заяв. и патентооблад. Д.С. Винокуров. – № 2003137515/14; заявл. 26.12.2003; опубл. 27.08.2005. Бюл. № 24.
6. Горчаковский А.А. Пульсовый оксиметр: Пат. 2496418 РФ / А.А. Горчаковский, С.П. Панько. Заяв. и патентооблад. ФГОУ ВПО СФУ. – №2012123895/14; заявл. 08.06.2012; опубл. 27.10.2013, Бюл. № 30.
7. Калакутский Л.И. Аппаратура и методы клинического мониторинга / Л.И. Калакутский, Э.С. Манелис. – Самара: Изд-во Самар. гос. аэрокосм. ун-та, 2004. – 156 с.
8. Корневский Н.А. Биотехнические системы медицинского назначения / Н.А. Корневский, Е.П. Попечитель. – Старый Оскол: Изд-во ТНТ, 2012. – 688 с.
9. Zijlstra W.G., Buursma A., Meeuwse-van der Roest W.P. Absorption spectra of human fetal and adult oxyhemoglobin, de-oxyhemoglobin, carboxyhemoglobin and methemoglobin // Clin. Chem. – 1991. – Vol. 9, No. 37. – P. 1633–1638.
10. Ушаков Б.И. Основы авиационной и космической медицины / И.Б. Ушаков. – М.: Слово, 2007. – 344 с.
11. Коптев Д.С. Цифровой биометрический комплекс оценки функционального состояния пилота воздушного судна / Д.С. Коптев, И.Г. Бабанин, И.Е. Мухин // Биомедицинская радиоэлектроника. – 2019. – Т. 2, № 7. – С. 23–31.
12. Мухин И.Е. Методологические основы синтеза систем диагностики технического состояния космических и летательных аппаратов / И.Е. Мухин, А.И. Мухин, С.Н. Михайлов, Д.С. Коптев. – Курск, Юго-Зап. гос. ун-т, 2018. – 212 с.

Коптев Дмитрий Сергеевич

Преп. каф. космического приборостроения и систем связи Юго-Западного гос. ун-та
50 лет Октября ул., 94, г. Курск, Россия, 305040
Тел.: +7-951-084-14-27
Эл. почта: d.s.koptev@mail.ru

Мухин Иван Ефимович

Профессор каф. космического приборостроения и систем связи Юго-Западного гос. ун-та
50 лет Октября ул., 94, г. Курск, Россия, 305040
Тел.: +7-910-218-91-05
Эл. почта: ramonkursk@yandex.ru

УДК 538.9; 538.956

А.И. Бердюгин, А.В. Бадьин, С.Н. Жакупов

Неразрушающий терагерцовый имиджинг объектов микроэлектроники

Представлены результаты терагерцовой дефектоскопии микроэлектронных устройств. На основе спектрометра терагерцового диапазона и двумерной системы ориентации образца была получена матрица значений интенсивности электромагнитного излучения для микросхемы в PLCC корпусе. Результаты демонстрируют возможность применения терагерцового излучения для неразрушающего контроля элементов микроэлектроники.

Ключевые слова: терагерцовая спектроскопия, квазиоптика, неразрушающий контроль, визуализация, дефектоскопия.

На сегодняшний день технологии, использующие терагерцовое (ТГц) излучение, являются одними из самых многообещающих. ТГц-диапазоном длин волн принято называть электромагнитное излучение, частота которого от 300 ГГц до 10 ТГц. Перспективы широкого применения ТГц-излучения в фундаментальных исследованиях [1, 2] обуславливают интерес к данному диапазону. Благодаря тому, что в ТГц-спектре располагаются резонансы важных органических молекул [3] и многих кристаллических решеток [4], развиваются новые методы спектроскопии [5] биологических, а также полупроводниковых материалов.

Благодаря интересу к исследованиям в ТГц-области, за последние 30 лет резко возросло количество научно-исследовательских работ, связанных с ТГц-спектроскопией [6]. Это обусловлено прежде всего развитием методов генерации ТГц-излучения (мощных фемтосекундных лазеров [7], источников, основанных на лампе обратной волны [8], и т.д.), а также благодаря тому, что ТГц-излучение неионизирующее [9] (энергия фотонов 0,1–0,001 эВ).

Одним из наиболее востребованных применений ТГц-излучения является обнаружение оптически скрытых изображений [10], имиджинг и спектроскопия предметов искусства [11], а также объектов, представляющих культурную и историческую ценность [12]. Первые изображения (рис. 1), полученные с помощью оптоэлектронной ТГц-системы, были опубликованы в 1995 г. Ху и Нуссом [13].

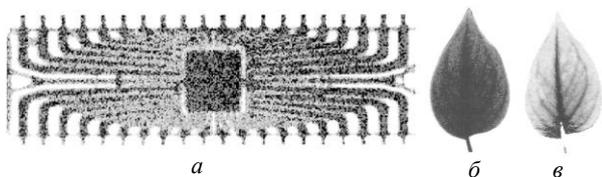


Рис. 1. Первое ТГц-изображение: *а* – микросхема; *б* – свежий лист; *в* – лист, исследованный через 48 ч [13]

Эти ТГц-изображения показывают структуру интегральной схемы под черной пластиковой упаковкой или визуализируют распределение воды в листе растения. В 1998 г. Кох, Нусс и др. [14] впервые провели исследования (спектроскопию) с применением ТГц-излучения в области дендрохронологии

– науке об определении возраста деревянных материалов.

Решение данных актуальных задач требует разработки новых функциональных композиционных материалов на основе нанокристаллических магнитных материалов [15] и углеродных наноструктур: углеродных нанотрубок [16], графена [17], углерода луковичной структуры [18], нановолокон [19], сегнетоэлектриков [20].

Активно развивающиеся сегодня аддитивные технологии позволили создавать трехмерные конструкции, эффективно взаимодействующие с ТГц-излучением, поляризаторы, поглотители, антенны, волноводы [21–23]. Важным свойством при этом является высокая технологичность, однако электромагнитный отклик изготовленных методом 3D-печати конструкций имеет расхождение с расчетным [24]. Разработка более высокочастотных элементов требует от аддитивной технологии повышения пространственного разрешения. В этом случае одним из подходов к решению данной задачи является комбинация численного моделирования в САПР и экспериментальной проверки с использованием ТГц-систем визуализации [25] и последующей корректировкой математической модели.

Повышению эффективности ТГц-сканеров способствует активное развитие субволновой квазиоптики [26], позволяющей обеспечить высокую пространственную разрешающую способность в нижней части ТГц-диапазона, где происходит максимально эффективное взаимодействие излучения с исследуемым материалом. Так, большое внимание сегодня уделяется субволновой дефектоскопии интегральных схем [27], когда, используя малую диэлектрическую частицу, формирующую фотонную струю [28], удастся увеличивать пространственную разрешающую способность квазиоптических систем диагностики материалов в 1,6 раза [29, 30]. Малые длины волн субмиллиметрового диапазона позволяют определять неоднородности контролируемых объектов с высокой точностью и локально различать их химический состав [31].

Эксперимент

В данной работе в качестве инструмента контроля предлагается использовать сканирующую си-

стему ТГц-диапазона, которая обладает глубокой проникающей способностью, а также позволяет определять свойства составляющего объекта вещества путем анализа полученных частотных характеристик.

Методы и материалы

В качестве исследуемого образца использовалась типовая микросхема в PLCC-корпусе размерами 11,58×11,58 мм с 28 выводами. Образец размещался в механизме двумерной ориентации системы регистрации двумерного распределения интенсивности излучения. Механизм, установленный в ТГц-тракте спектрометра СТД-21, перемещал исследуемый образец последовательно (шаг за шагом) относительно электромагнитного пучка с рабочей длиной волны $\lambda = 371$ мкм. Механизация системы осуществлялась с помощью шаговых двигателей, управляемых модулем ввода-вывода L-card E-154. Интенсивность прошедшего через образец электромагнитного излучения оцифровывалась 12-битным аналого-цифровым преобразователем модуля E-154. Управление модулем ввода-вывода осуществлялось посредством программного обеспечения, написанного на языке LabVIEW (G).

Результаты

Значения, оцифрованные с детектора в точках на плоскости образца, в совокупности создают картину распределения прошедшей через образец интенсивности ТГц-излучения (рис. 2). По картине видно, что в исследуемом образце присутствуют пустоты и их границы различимы. Наличие данных пустот указывает не на дефекты, а скорее на конструктивную особенность производителя (малое количество выводов – 28 штук).

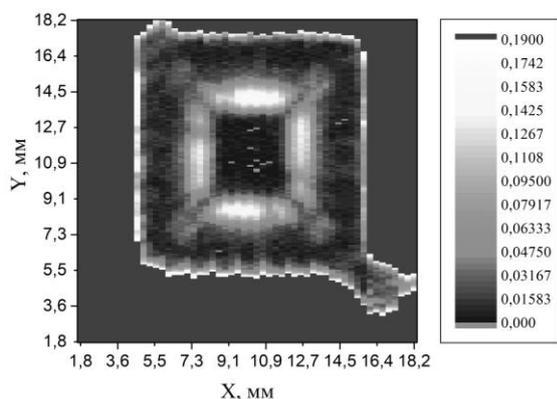


Рис. 2. Распределение интенсивности ТГц-излучения ($\lambda = 371$ мкм), прошедшего через микросхему

Заключение

В результате проведенного исследования получена информация о внутреннем строении интегральной микросхемы. Используя предварительно полученную картину с помощью спектрального анализа, возможно определить химический состав локальных пустот образца. Увеличение разрешения изображения либо сканирование на более низкой частоте при сохранении пространственного разре-

шения возможно за счет применения малой диэлектрической частицы [30].

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 20-32-90125.

Литература

1. Усанов Д.А., Романова Н.В., Салдина Е.А. Перспективы и тенденции развития терагерцовых технологий: патентный ландшафт // Экономика науки. – 2017. – Т. 3, № 3.
2. Алюшин М.В., Колобашкина Л.В. Перспективы использования терагерцового диапазона излучения для дистанционного мониторинга психоэмоционального состояния // Вопросы психологии. – 2016. – № 4. – С. 140–147.
3. Gong A., Qiu Y., Chen X., Zhao Z., Xia L., Shao Y. Biomedical applications of terahertz technology // Applied Spectroscopy Reviews. – 2020. – Vol. 55, No. 5. – P. 418–438.
4. Ангелуц А.А., Балакин А.В., Бородин А.В. и др. Терагерцовые спектры и изображения // Вестник Российского фонда фундаментальных исследований. – 2014. – № 3. – С. 21–36.
5. Dexheimer S.L. (ed.). Terahertz spectroscopy: principles and applications. – CRC press, 2017.
6. Кулипанов Г.Н. Генерация и использование терагерцового излучения: история и перспективы // Вестник Новосиб. гос. ун-та. Сер.: Физика. – 2010. – Т. 5, № 4. – С. 24–27.
7. Kitaeva G.K. Terahertz generation by means of optical lasers // Laser Physics Letters. – 2008. – Vol. 5, No. 8. – P. 559–576.
8. Cai J., Wu X., Feng J. Traveling-wave tube harmonic amplifier in terahertz and experimental demonstration // IEEE Transactions on Electron Devices. – 2014. – Vol. 62, No. 2. – P. 648–651.
9. Mattsson M.O., Simkó M. Emerging medical applications based on non-ionizing electromagnetic fields from 0 Hz to 10 THz // Medical Devices (Auckland, NZ). – 2019. – Vol. 12. – P. 347.
10. Cooper K.B., Dengler R.J., Llombart N., Thomas B., Chattopadhyay G., Siegel P.H. THz imaging radar for standoff personnel screening // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2011. – Vol. 1, No. 1. – P. 169–182.
11. Fukunaga K., Ikari T., Iwai K. THz pulsed time-domain imaging of an oil canvas painting: a case study of a painting by Pablo Picasso // Applied Physics A. – 2016. – T. 122, No. 2. – P. 106.
12. Cosentino A. Terahertz and cultural heritage science: examination of art and archaeology // Technologies. – 2016. – Vol. 4, No. 1. – P. 6.
13. Hu B.B., Nuss M.C. Imaging with terahertz waves // Optics letters. – 1995. – Vol. 20, No. 16. – P. 1716–1718.
14. Koch M., Hunsche S., Schumacher P., Nuss M.C., Feldmann J., Fromm J. THz-imaging: a new method for density mapping of wood // Wood Science and Technology. – 1998. – Vol. 32, No. 6. – P. 421–427.
15. Zhuravlev V.A., Itin V.I., Minin R.V., Lilenko I.Y. Influence of different organic fuels on the phase composition, structure parameters and magnetic properties of hexaferrites BaFe₁₂O₁₉ synthesized by the sol-gel combustion // Journal of Alloys and Compounds. – 2019. – Vol. 771. – P. 686–698.
16. Dunaevskn G.E., Suslyaev V.I., Zhuravlev V.A., Badin A.V., Dorozhkin K.V., Okotrub A.V. Electromagnetic response of anisotropic polystyrene composite materials containing oriented multiwall carbon nanotubes // 2014 39th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz waves (IRMMW-THz). – IEEE, 2014. – P. 1–2.

17. Tasolamprou A.C., Koulouklidis A.D., Daskalaki C., Mavidis C.P., Economou E.N. Experimental Demonstration of Ultrafast THz Modulation in a Graphene-Based Thin Film Absorber through Negative Photoinduced Conductivity // *ACS Photonics*. – 20 March 2019. – Vol. 6, Is. 3. – P. 720–727.
18. Okotrub A.V., Bulusheva L.G., Larionova I.S., Molodtsov S.L. Surface electronic structure of detonation nanodiamonds after oxidative treatment // *Diamond and related materials*. – 2007. – Vol. 16, No. 12. – P. 2090–2092.
19. Das A., Megaridis C.M., Liu L., Wang T., Biswas A. Design and synthesis of superhydrophobic carbon nanofiber composite coatings for terahertz frequency shielding and attenuation // *Applied Physics Letters*. – 2011. – Vol. 98, No. 17. – P. 174101.
20. Wu Y., Isakov D., Grant P.S. Fabrication of composite filaments with high dielectric permittivity for fused deposition 3D printing // *Materials*. – 2017. – Vol. 10, No. 10. – P. 1218.
21. Li S., Dai Z., Wang Z., Qi P., Su Q., Gao X., Gong C., Liu W. A 0.1 THz low-loss 3D printed hollow waveguide // *Optik (Stuttg)*. Elsevier GmbH. – 2019. – Vol. 176. – P. 611–616.
22. Badin A.V., Kuleshov G.E., Dorozhkin K.V., Dunaevskii G.E., Suslyaev V.I., Zhuravlev V.A. Anisotropy of electrical properties of 3D-printing MWCNT composites at the THz frequency range // 43th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves. – 2018. – P. 1–2.
23. Dorozhkin K.V., Kuleshov G.E., Badin A.V., Gering M.O., Simonova K.V. Selective EHF absorber based on BaFe12O19 hexaferrite // *ITM Web of Conferences*. – EDP Sciences. – 2019. – Vol. 30. – P. 07006.
24. Adams J.J., Duoss E.B., Malkowski T.F., Motala M.J., Bernhard J.T., Lewis J.A. Conformal printing of electrically small antennas on three-dimensional surfaces // *Adv. Mater.* – 2011. – Vol. 23, No. 11. – P. 1335–1340.
25. Perraud J.B., Obaton A. F., Bou-Sleiman J., Recur B., Mounaix P. Terahertz imaging and tomography as efficient instruments for testing polymer additive manufacturing objects // *Appl. Opt.* – 2016. – Vol. 55, No. 13. – P. 3462.
26. Zografopoulos D.C., Algorri J.F., Ferraro A., García-Cámara B., Sánchez-Pena J.M., Beccherelli R. Toroidal metasurface resonances in microwave waveguides // *Sci. Rep.* – 2019. – Vol. 9, No. 1. – P. 7544.
27. Ahi K., Shahbazmohamadi S., Asadizanjani N. Quality control and authentication of packaged integrated

circuits using enhanced-spatial-resolution terahertz time-domain spectroscopy and imaging // *Opt. Lasers Eng.* – July 2017. – Vol. 104. – P. 274–284.

28. Минин И.В., Минин О.В. Фотонные струи в науке и технике // *Вестник СГУГиТ*. – 2017. – Т. 22, № 1. – С. 212.

29. Zhakupov S.N., Badin A.V., Berdugin A.I. Automated Quasioptical System for EHF Imaging of Heterogeneous Materials with Subwavelength Resolution / 2019 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). – IEEE, 2019. – P. 1–4.

30. Zhakupov S., Badin A., Berdyugin A. The practical application of subwavelength focusing elements in the EHF imaging system // *ITM Web of Conferences*. – EDP Sciences, 2019. – Vol. 30. – P. 12008.

31. Dhillon S.S., Vitiello M.S., Linfield E.H., Davies A.G., Hoffmann M.C., Booske J., Castro-Camus E. The 2017 terahertz science and technology roadmap // *J. Phys. D: Appl. Phys.* – 2017. – Vol. 50, No. 4. – P. 043001.

Бердюгин Александр Игоревич

Аспирант радиофизического фак-та (РФФ)
Национального исследовательского
Томского государственного ун-та (НИ ТГУ)
Ленина пр-т, д. 36, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-922-036-65-60
Эл. почта: aleksanderberdyugin@gmail.com

Бадьин Александр Владимирович

Канд. физ.-мат. наук, доцент, доцент каф. РФФ НИ ТГУ
Ленина пр-т, д. 36, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0003-2712-4356
Эл. почта: thzlab@mail.ru

Жакупов Сергей Николаевич

Студент каф. РФФ НИ ТГУ
Ленина пр-т, д. 36, г. Томск, Россия, 634050
Эл. почта: zhak.sn@yandex.ru

УДК 621.315.592

С.Г. Еханин, А.А. Томашевич, А.В. Кинах, А.С. Степанова

Исследование нестабильности тока в GaN-светодиодах на начальных участках ВАХ в зависимости от времени испытаний

Представлены результаты исследования влияния долговременных испытаний на изменения вида начальных участков вольт-амперной характеристики синих GaN-светодиодов с множественными квантовыми ямами, изготовленных по флип-чип-технологии. Показано, что появление нестабильности тока на начальном участке вольт-амперной характеристики и сдвиг напряжения включения в область меньших напряжений свидетельствуют о существенном увеличении концентрации точечных дефектов и возникновении механизма прыжкового туннелирования электронов по состояниям дефектов. Выявлена высокая чувствительность этих параметров к деградационным процессам и показана возможность их использования в методах диагностики и неразрушающего контроля.

Ключевые слова: светодиод, нестабильность тока, прыжковое туннелирование, механизмы деградации.

Во многих работах было показано, что протекание тока в гетероструктуре светоизлучающих диодов (СИД) на основе нитрида галлия обусловлено туннелированием носителей заряда с участием локализованных состояний дефектов [1–3]. Причем предполагается, что туннелирование происходит посредством туннельных прыжков между дефектными состояниями [2, 3]. Наличие механизма протекания тока, связанного с туннелированием по состояниям дефектов в области объемного заряда, должно отражаться в спектре и уровне нестабильности нано- и микротоков в СИД.

В данной работе мы используем результаты измерений начальных участков вольт-амперных характеристик (ВАХ), в которых наблюдаются туннельно-рекомбинационные процессы, а термоэмиссионный механизм протекания тока еще не наступил.

Эксперимент

В работе представлены результаты, полученные при исследовании гетероструктур светоизлучающих диодов (СИД) средней мощности на основе нитрида галлия (GaN) с пятью квантовыми ямами, изготовленными по флип-чип-технологии. Образцы СИД представлены АО НИИ ПП. Светодиоды имеют номинальную величину рабочего тока 300 мА при реальной площади кристалла СИД, равной 1 мм². Кристаллы светодиодов размещены на теплоотводы с площадью, рекомендованной производителем. Измерения ВАХ проводились на 16 образцах до и после испытаний.

Испытания проводились при комнатной температуре при номинальном рабочем токе в течение трех месяцев непрерывно. Температура кристалла СИД контролировалась во время испытаний с помощью тепловизора Testo 876 и не превышала 50 °С.

Измерения статических вольт-амперных характеристик (ВАХ) проведены с помощью прецизионного параметрического анализатора Keysight B2912A в режиме «Long» с временем одного измерения, равным 0,2 с. Диапазоны измерений составляли по напряжению: от 0 до 3,0 В, по току – от 10⁻¹² до 0,3 А. Количество точек измерения при каждом исследовании ВАХ составляло 3 000.

Результаты эксперимента

На рис. 1 представлены ВАХ одного из образцов СИД до и после испытания. ВАХ построены в диапазоне напряжений от 0 до 3 В в полулогарифмическом масштабе, поэтому значения тока отрицательной величины, наблюдаемые при малых напряжениях до испытаний, не отображены (см. кривую 1). Отрицательные токи при малых напряжениях обусловлены, как показано в [4], встроенными внутрикристаллическими полями.

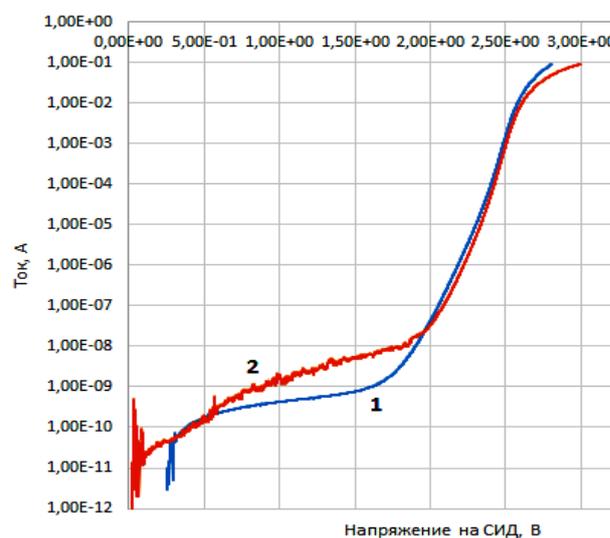


Рис. 1. Вольт-амперные характеристики СИД до испытаний (1) и после испытаний (2)

Если рассмотреть ВАХ СИД, измеренную до испытаний, то можно сказать, что она имеет вид, характерный для ВАХ с паразитным параллельным сопротивлением [5]. В данной ВАХ (см. рис. 1, кривая 1) в диапазоне напряжений от 0,5 до примерно 1,5 В наблюдается участок с небольшим наклоном в полулогарифмическом масштабе. Причем величина тока на этом участке должна примерно совпадать по величине с обратным током насыщения [5]. Ток на этом участке объясняется утечками, обусловленными внутренними дефектами, имеющимися еще до испытаний.

Как видно из рис. 1, наибольшие изменения ВАХ после испытаний наблюдаются на начальном участке ВАХ в диапазоне напряжений от нуля до примерно 2,0 В.

Как видно из рис. 1 (кривая 2), участок с отрицательными токами, обусловленный внутрикристаллическими полями, практически исчез. Сравнивая ВАХ СИД после долговременных испытаний с первоначальной (до испытаний), можно сказать, что после испытаний ток утечки, обусловленный внутренними дефектами, возрос примерно на порядок, что согласуется с выводами многих авторов, что в процессе протекания через СИД тока большой плотности в гетероструктуре образуются дополнительные дефекты [6].

Следует отметить, что после длительных испытаний появились изменения и на участках ВАХ при больших напряжениях, что свидетельствует о том, что изменилось не только паразитное параллельное, но и паразитное последовательное сопротивление, которое и ограничивает ток через гетероструктуру.

Вернемся к описанию изменений начальных участков ВАХ СИД. Как видно из рис. 1 (кривая 2), на начальных участках ВАХ в диапазонах напряжений от 0 до 0,5 В и от 0,5 до 2 В появилась нестабильность тока.

Поскольку начальные участки ВАХ в полулогарифмическом масштабе не выявляются полностью, рассмотрим ВАХ в обычном (линейном) масштабе (рис. 2).

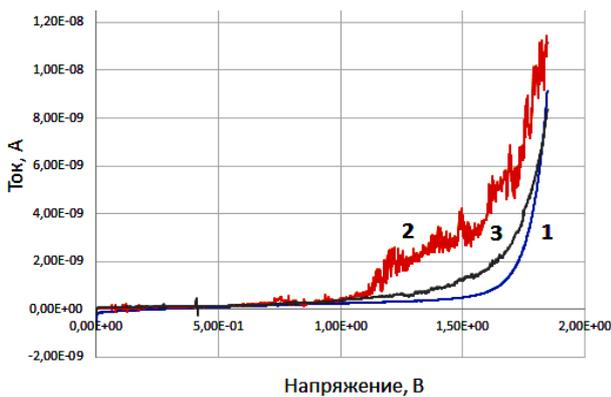


Рис. 2. Начальные участки ВАХ СИД до испытаний (1), после испытаний (2) и спустя месяц отдыха после испытаний (3)

Из рис. 2 видно, что ВАХ до испытаний (кривая 1) имеет гладкий (без нестабильности) вид. Небольшая в линейном масштабе нестабильность наблюдается только в диапазоне существования отрицательных токов. Нарастание тока на кривой 1 плавное и наблюдается, начиная с напряжения примерно 1,75 В.

После продолжительных испытаний начальный участок ВАХ существенно изменяется: уменьшается напряжение, при котором начинается увеличение тока (напряжение включения), и появляется нестабильность (скачки тока) (см. рис. 2, кривая 2).

После отдыха образца в течение месяца ВАХ частично релаксирует к первоначальному положе-

нию: увеличивается напряжение включения и существенно уменьшается амплитуда нестабильности (см. рис. 2, кривая 3).

Обсуждение результатов

Как уже говорилось выше, на участке ВАХ от 0 до примерно 0,5 В ток через светодиодную гетероструктуру отрицательные и связаны очевидно со встроенными внутрикристаллическими полями [4]. Как известно, нитриды АІІІV, обладающие структурой вюрцита, имеют макроскопическую поляризацию (сумма спонтанной и пьезоэлектрической). Наличие такой поляризации и приводит к возникновению на гетерограницах нитридных соединений встроенного электрического поля.

В процессе испытаний при протекании через гетероструктуру токов большой плотности на гетерограницах могут накапливаться объемные заряды [7], компенсирующие эти встроенные электрические поля.

Как указано в [5], для диодов с подобными ВАХ характерно преждевременное включение, что и наблюдается в данном случае. Позднее было показано, что механизм возрастания тока от напряжения на этом участке ВАХ обусловлен туннелированием носителей через треугольный барьер на границе с *n*-областью [2]. Характер изменения тока от напряжения на этом участке будет зависеть от проницаемости этого барьера.

Как показано в [3], туннелирование носителей происходит с участием локализованных состояний дефектов. При этом предполагается, что туннелирование носителей происходит посредством туннельных прыжков между дефектными состояниями (рис. 3).

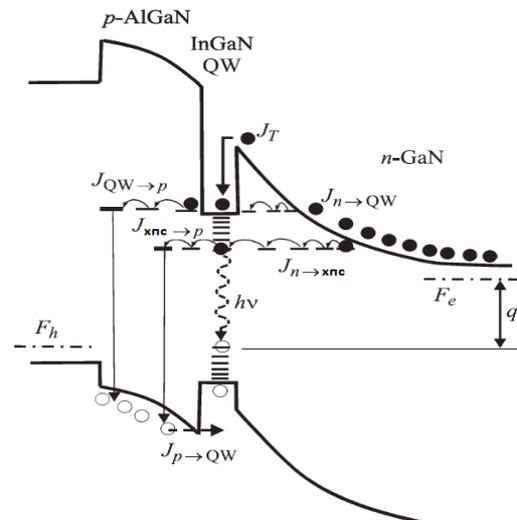


Рис. 3. Энергетическая диаграмма туннельно-рекомбинационных процессов в гетероструктуре СИД [3]

Для иллюстрации процессов, протекающих в гетероструктуре вблизи *n*-контакта, рассмотрена энергетическая диаграмма СИД с одной квантовой ямой и защитным барьерным слоем.

При малых напряжениях U_j надбарьерный инжекционный ток J_T практически отсутствует. Через гетероструктуру будет протекать туннельный ток

$J_{n \rightarrow \text{хпс}}$ из зоны проводимости n -GaN в хвосты плотности состояний (хпс), находящиеся в запрещенной зоне под квантовой ямой. В стационарном состоянии электроны, находящиеся на уровнях под квантовой ямой, могут рекомбинировать (излучательно или безызлучательно) с аналогично расположенными дырками.

При нарастании концентрации дефектов при испытаниях вследствие протекания токов большой плотности прозрачность треугольного барьера на границе с n -GaN будет увеличиваться вследствие возможности их туннелирования по состояниям дефектов сквозь область объемного заряда (прыжковая электропроводность) (см. рис. 3).

В свою очередь электроны, локализованные на уровнях под квантовой ямой, могут утекать отсюда посредством прыжкового туннелирования с последующей рекомбинацией в p -области. Величина такого туннельно-рекомбинационного тока может ограничиваться любым из этих процессов.

Туннельный прыжковый транспорт через область объемного заряда приводит не только к увеличению прозрачности энергетического барьера и избыточному стационарному току, но и обуславливает переходные процессы с широким диапазоном времен релаксации [3]. Наличие широкого диапазона релаксации, связанного с туннелированием по состояниям дефектов в области объемного заряда, должно отражаться в спектре и уровне шумов (высокочастотной нестабильности токов) СИД.

Действительно, как показано на рис. 2, после длительных испытаний ВАХ (кривая 2) существенно изменилась по сравнению с первоначальной. Во-первых, значительно уменьшилось напряжение включения СИД, что свидетельствует об увеличении прозрачности энергетического барьера на границе с гетероструктурой. Во-вторых, резко усилилась нестабильность тока на участке включения (роста тока).

Все это свидетельствует о том, что после длительных испытаний при рабочем токе большой плотности в гетероструктуре образуется большое количество дефектов (вероятнее всего, точечных). Вследствие этого увеличивается вероятность прыжкового туннелирования в области объемного заряда, а сам этот процесс и создает «шумовую» компоненту на ВАХ.

После отдыха образца в течение месяца существенная часть дефектов диффундирует из областей их скопления (рассасывается), что и приводит к релаксации (см. рис. 2, кривая 3).

Согласно вышеописанной картине процессов вероятность многопрыжкового туннелирования будет зависеть от концентрации дефектов. Следовательно, эти процессы можно смоделировать цепочкой потенциальных ям, разделенных параболическими барьерами [8]. При этом туннельный ток можно описать следующим выражением [8]:

$$J = J_0 \exp(eU/\varepsilon). \quad (1)$$

Согласно модели [8], величина ε связана с параметром r , который представляет собой кривизну

параболического барьера при вершине, следующим образом:

$$\varepsilon = \frac{h}{2\pi^2} \sqrt{\frac{r}{m^*}}, \quad (2)$$

где m^* – эффективная масса туннелирующего носителя (для электрона $m^* = 0,2m_0$ [8]).

Можно определить ширину этого барьера d при его высоте, равной половине запрещенной зоны E_g :

$$d = \sqrt{\frac{E_g}{r}}. \quad (3)$$

Предэкспоненциальный множитель в формуле (1) определяется величиной тока утечки до начала роста тока.

Таким образом, по начальным участкам ВАХ можно оценивать концентрацию точечных дефектов, а значит, имеется возможность определять динамику процессов дефектообразования в зависимости от режимов и времени испытаний.

Заключение

После длительных испытаний СИД на основе GaN с множественными квантовыми ямами при комнатной температуре и номинальном рабочем токе на начальных участках ВАХ появляется нестабильность тока.

Нестабильность тока и уменьшение напряжения включения СИД свидетельствуют о реализации механизма туннельного прыжкового транспорта носителей заряда в гетероструктуру по дефектам сквозь треугольный барьер на границе с n -GaN. Увеличение туннельной проницаемости инжекционного барьера сопровождается сдвигом ВАХ по оси абсцисс в область с меньшим напряжением.

Длительная релаксация образца приводит к обратному эффекту: уменьшению уровня нестабильности тока и сдвигу ВАХ в область больших напряжений, что подтверждает предложенный механизм проводимости.

Установленная связь между возникновением нестабильности тока утечки, изменением порога его нарастания и концентрацией дефектов позволит в дальнейшем определять динамику дефектообразования в гетероструктуре в зависимости от режимов и времени испытаний, а также стать основой метода неразрушающего входного контроля качества СИД.

Литература

1. Аверкиев Н.С., Левинштейн М.Е., Петров П.В., Черняков А.Е., Шабунина Е.И., Шмидт Н.М. Особенности рекомбинационных процессов в светодиодах на основе InGaN/GaN при большой плотности инжекционного тока // Письма в ЖЭТФ. – 2009. – Т. 35, вып. 19. – С. 97–102.
2. Бочкарева Н.И., Вороненков В.В., Горбунов Р.И. и др. Туннельная инжекция и энергетическая эффективность на основе InGaN/GaN // Физика и техника полупроводников. – 2013. – Т. 47, вып. 1. – С. 129–136.
3. Бочкарева Н.И., Иванов А.М., Клочков А.В. и др. Прыжковый транспорт в области объемного заряда p - n -структур с квантовыми ямами InGaN/GaN как источник избыточного 1/f шума и потерь эффективности светодиода

дов // Физика и техника полупроводников. – 2015. – Т. 49, вып. 6. – С. 847–855.

4. Супрядкина И.А., Абгарян К.К., Бажанов Д.И., Мутигуллин И.В. Исследование поляризаций нитридных соединений (Al, Ga, AlGa)N и зарядовой плотности различных интерфейсов на их основе // Физика и техника полупроводников. – 2013. – Т. 47, вып. 12. – С. 1647–1651.

5. Шуберт Ф. Светодиоды / пер. с англ. под ред. А.Э. Юновича. – 2-е изд. – М.: Физматлит, 2008. – 496 с.

6. Ковалев А.Н., Маняхин Ф.И., Кудряшов В.Е., Туркин А.Н., Юнович А.Э. Изменения люминесцентных и электрических свойств светодиодов из InGaN/AlGaIn/GaN при длительной работе // Физика и техника полупроводников. – 1999. – Т. 33, вып. 2. – С. 224–232.

7. Бочкарева Н.И., Ефремов А.А., Ребане Ю.Т. и др. Неоднородность инжекции носителей заряда и деградация голубых светодиодов // Физика и техника полупроводников. – 2006. – Т. 40, вып. 1. – С. 122–127.

8. Бессолов В.Н., Евстропов В.В., Компан М.Е., Меш М.В. Фотолюминесценция GaN: зависимость от интенсивности возбуждения // Физика и техника полупроводников. – 2002. – Т. 36, вып. 10. – С. 1207–1210.

Еханин Сергей Георгиевич

Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. конструирования узлов и деталей РЭС (КУДР) ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 51-23-27
Эл. почта: exan@ultranet.tomsk.ru

Томашевич Александр Александрович

Аспирант каф. КУДР ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-923-431-01-81
Эл. почта: tom.alex@mail.ru

Кинах Анна Владимировна

Студент каф. КУДР ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-952-164-80-19
Эл. почта: annagroznaya@gmail.com

Степанова Анастасия Сергеевна

Студент каф. КУДР ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-950-570-54-00
Эл. почта: nastrenca2@mail.ru

Секция 7

НЕЛИНЕЙНАЯ ОПТИКА

Председатель секции – *Шандаров Станислав Михайлович*, зав. каф. ЭП,
д-р физ.-мат. наук, профессор

УДК 537.874.2

К.В. Короткова, С.В. Смирнов

Поверхностный плазмонный резонанс в наноразмерных пленках титана на сапфировых подложках

Приводятся результаты исследований спектров отражения тонких пленок титана на подложках сапфира. Показано, что при толщинах пленок менее 15 нм в спектрах отражения наряду с поверхностным плазмонным резонансом при 230–240 нм появляется широкая полоса при 300–600 нм, связанная с локальным плазмонным резонансом в отдельных наночастицах титана.

Ключевые слова: плазмонный резонанс, титан, спектр отражения.

Для измерения адсорбции материала на плоских металлических поверхностях, а чаще на поверхностях металлических наночастиц применяется поверхностный плазмонный резонанс [1, 2]. Это явление представляет собой резонансные колебания электронов проводимости на границе раздела между материалами с отрицательной и положительной диэлектрической проницаемостью, которые появляются под воздействием падающего на поверхность материала света. В настоящее время плазмонный резонанс находит широкое применение при создании различных датчиков «лаборатория на чипе», химических и биологических сенсоров, позволяющих значительно расширить возможности обнаружения и идентификации различных биологических объектов.

В настоящей работе исследованы оптические спектры наноструктур Ti-сапфир с разной толщиной слоя титана.

Методика эксперимента

Исследуемые тонкопленочные структуры получали на подложках из сапфира методом магнетронного распыления на установке «Яшма-5» (НИТПУ, Томск). Были изготовлены образцы с толщиной пленки титана 5, 10, 15 и 60 нм. Спектры отражения пленок исследовались с помощью спектрометра Shimadzu UV-2700.

Полученные результаты и их обсуждение

На рис. 1 представлено изображение поверхности пленки титана толщиной 5 нм, полученное с помощью растрового электронного микроскопа Raith 150 TWO.

Из рис. 1 видно, что полученные магнетронным распылением пленки сплошные, но имеют бугристую текстуру. Бугорки различной формы высотой до 7 нм, но с большим разбросом по площади.

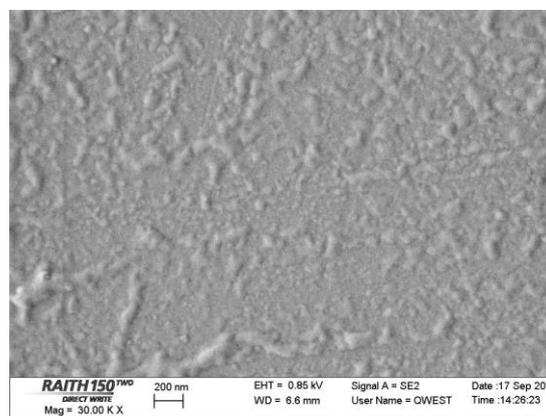


Рис. 1. Поверхность пленки титана толщиной 5 нм, нанесенная методом магнетронного распыления на сапфировую подложку

На рис. 2 представлены спектры отражения пленок титана различной толщины, нанесенные на сапфировую подложку.

Как следует из спектров отражения (см. рис. 2), в «толстых» пленках титана на сапфире поверхностный плазмонный резонанс наблюдается при длинах волн 230–240 нм, в то время как в монокристаллических образцах он наблюдается на длине волны 180–190 нм [3]. С уменьшением толщины объемный плазмонный резонанс смещается в сторону более длинных волн. При толщинах пленок меньше 15 нм в спектре отражения появляется полоса, связанная с локальным плазмонным резонансом в отдельных наночастицах («нанобугорках») титана.

Отражение и рассеяние оптического излучения наночастицами может быть описано с помощью теории МИ. Суммарное эффективное сечение рассеяния света определяется из формулы [1]

$$C_{\text{ext}} = \frac{24\pi^2 R \varepsilon_v^{3/2}}{\lambda} \left(\frac{\varepsilon_2}{(\varepsilon_1 + 2\varepsilon_m)^2 + \varepsilon_2^2} \right), \quad (1)$$

где ε_m – диэлектрическая проницаемость подложки; ε_1 и ε_2 – вещественная и мнимая части диэлектрической проницаемости материала наночастицы; R – радиус наночастицы. Локальный плазмонный резонанс в частице возникает тогда, когда $\varepsilon_1 = -2\varepsilon_m$.

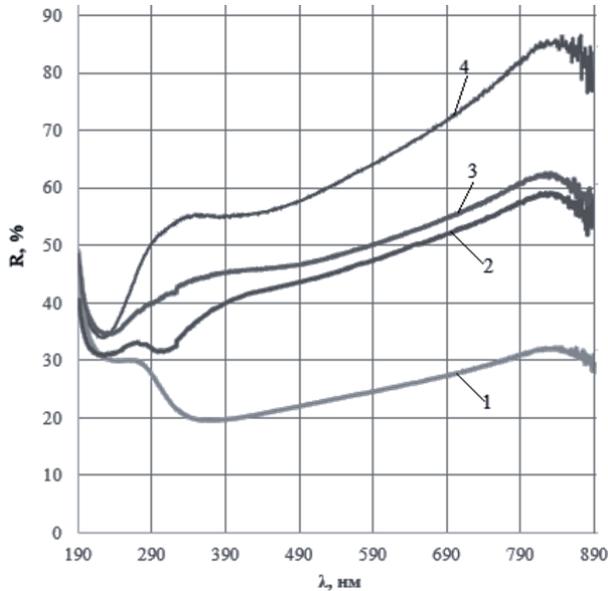


Рис. 2. Спектры отражения тонких пленок Ti, нанесенных на сапфировую подложку:

1 – образец толщиной 5 нм; 2 – образец толщиной 10 нм; 3 – образец толщиной 15 нм; 4 – образец толщиной 60 нм

Выводы

На основании полученных экспериментальных результатов и их анализа установлено, что в «бугорковых» нанометровых пленках титана на подложках из сафира наряду с поверхностным плазмонным резонансом существует и локальный плазмонный резонанс, что открывает широкие возможности для их использования в медицинской аппаратуре и создании биологических сенсоров.

Работа выполнена коллективом научной лаборатории интегральной оптики и радиофотоники при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ в рамках соглашения № 075-03-2020-237/1 от 05 марта 2020 г. (внутренний номер проекта FEWM-2020-0040). Экспериментальные результаты получены с использованием оборудования ЦКП «Импульс» (регистрационный номер 200568).

Литература

1. Майер С.А. Плазмоника. Теория и приложения. – Москва; Ижевск: НИЦ «Регулярная и хаотическая динамика», 2011. – 296 с.
2. Pompa P.P. Metal-enhanced fluorescence of colloidal nanocrystals with nanoscale control / P.P. Pompa, L. Martiradonna et al. // Nature Nanotechnology. – 2006. – Vol. 1. – P. 126–130.
3. Короткова К.В. Плазмонный резонанс в «тепловых зеркалах» на основе тонкопленочной системы Ti-Au / К.В. Короткова, С.В. Смирнов // Матер. междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления». – 2019. – Т. 1. – С. 86–87.

Короткова Клавдия Владимировна

Аспирант каф. физической электроники (ФЭ) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0002-7957-583X
Тел.: +7-952-151-05-56
Эл. почта: klavdiya_95k@mail.ru

Смирнов Серафим Всеволодович

Д-р техн. наук, профессор, вед. науч. сотр. лаб. интегральной оптики и радиофотоники каф. ФЭ ТУСУРа Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0002-7993-162X
Тел.: +7-909-540-86-23
Эл. почта: serafim.smirnov@mail.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 621.311.69

Д.Б. Бородин, В.Д. Семёнов

Исследование энергетических показателей двунаправленного преобразователя на основе модернизированной схемы Вайнберга

Рассматриваются и сравниваются энергетические характеристики имитационной модели реверсивного преобразователя на основе модернизированной схемы Вайнберга и натурального макета преобразователя.

Ключевые слова: преобразователь Вайнберга, реверсивный преобразователь, двунаправленный преобразователь.

Несмотря на то, что схема Вайнберга стала уже классической, интерес к ней не падает по мере совершенствования элементной базы силовой электроники. В статье [1] рассмотрена классическая, а в [2] предложена реверсивная схема, в которой реализован двунаправленный режим работы. В работах [1, 3] построены имитационные модели преобразователей на основе классической схемы Вайнберга и предложенной реверсивной схемы, получены характеристики энергоэффективности, рассмотрена работа преобразователя как элемента системы автоматического регулирования (САР).

Следующим этапом исследования предложенного реверсивного преобразователя было его натурное макетирование с использованием современных ключевых элементов, разработка системы управления, способной обеспечить как прямой, так и обратный режимы работы, а также проверка адекватности имитационного моделирования в статических и динамических режимах.

В данной статье представлены результаты натурального макетирования и имитационного моделирования реверсивного преобразователя в прямом и обратном режимах работы.

Модernизированная реверсивная схема преобразователя Вайнберга

При испытаниях экспериментального образца реверсивного преобразователя было выявлено, что внутренний обратный диод дополнительного силового полевого транзистора, обеспечивающий режим реверса, имеет большой обратный ток при выключении, что негативно сказывается на энергоэффективности реверсивной схемы. В связи с этим было применено известное техническое решение по «нейтрализации» внутреннего диода полевого транзистора.

Схему преобразователя с таким «нейтрализованным» внутренним диодом условно назвали модернизированной. Модernизированная схема преобразователя Вайнберга с возможностью обеспечения реверса тока представлена на рис. 1. Отличительной особенностью этой схемы от схемы, представленной в [2], является, как уже говорилась, то, что цепь верхнего транзистора VT3, необходимого для реализации обратного режима работы, дополнена дополнительными диодами VD2, VD3 и демпферной цепью R1, C2. Данное схемотехническое решение необходимо для уменьшения потерь при работе внутреннего диода транзисторного ключа VT3 в прямом режиме из-за большого значения времени восстановления диода, что негативно влияет на работу преобразователя. Следует отметить, что данное решение будет влиять на энергоэффективность преобразователя как в прямом, так и в обратном режиме. Причем в обратном режиме влияние будет заключаться в том, что цепь, состоящая из диода VD2, конденсатора C2 и резистора R1, будет являться демпферной цепью для силового транзистора VT3, обеспечивающего режим понижающего преобразователя в модернизированной схеме Вайнберга, а в прямом режиме цепь R1, C2 будет демпфировать высокочастотные колебания на диоде VD2. Поэтому такая дополнительная демпферная цепь может негативно отразиться на энергоэффективности преобразователя в прямом и обратном режимах работы, что требует дополнительного исследования, проводимого в данной статье.

При имитационном моделировании модернизированной схемы преобразователя Вайнберга были получены зависимости КПД преобразователя от выходной мощности как с использованием дополни-

тельных диодов и демпферной цепи, так и без них в прямом и обратном режимах работы. Полученные зависимости КПД от уровня выходной мощности представлены на рис. 2 и 3.

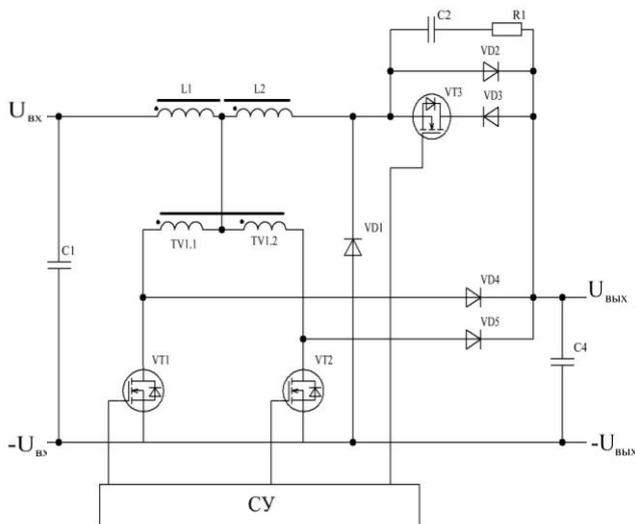


Рис. 1. Модернизированная реверсивная схема преобразователя Вайнберга

При анализе графиков, представленных на рис. 2 можно отметить, что весь диапазон изменения уровня выходной мощности можно разделить на несколько областей: область малых мощностей, от 500 до 800 Вт, в которой модернизированная реверсивная схема преобразователя выигрывает по КПД на 0,25–0,5%; средняя область, от 800 до 1200 Вт, в которой схемы имеют практически одинаковые значения КПД, где схемы равноценны, и наконец, третья область выше 1200 Вт, в которой схема модернизированного реверсивного преобразователя Вайнберга имеет лучший КПД по сравнению реверсивной схемой.

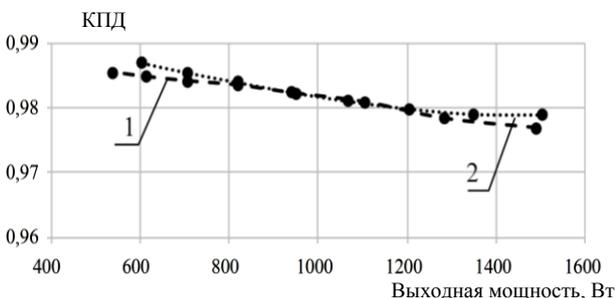


Рис. 2. Зависимость КПД реверсивного преобразователя Вайнберга от выходной мощности в прямом режиме работы: 1 – реверсивная схема преобразователя; 2 – модернизированная реверсивная схема преобразователя

Из рис. 3 видно, что КПД у модернизированного преобразователя Вайнберга с использованием дополнительных цепей верхнего транзисторного ключа VT3 ниже, чем у упрощенной схемы на 0,5–0,75%, что объясняется влиянием демпферной цепи модернизированного преобразователя Вайнберга.

Представленные зависимости свидетельствуют об ухудшении показателей энергоэффективности

модернизированной схемы преобразователя в обратном режиме, что допустимо в тех случаях, когда мощность в обратном режиме существенно меньше, чем в прямом. В связи с этим допущением для дальнейшего исследования выбрана схема модернизированного реверсивного преобразователя Вайнберга.

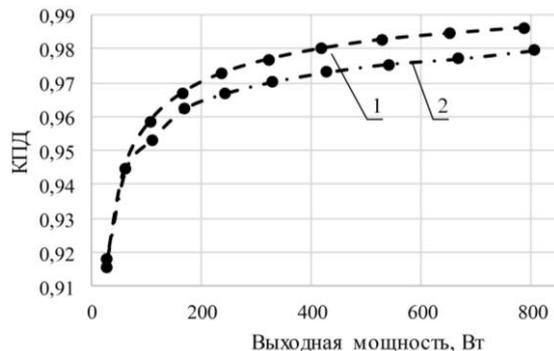


Рис. 3. Зависимость КПД реверсивного преобразователя Вайнберга от выходной мощности в обратном режиме работы: 1 – реверсивная схема преобразователя; 2 – модернизированная реверсивная схема преобразователя

Разработка макета силовой части реверсивного преобразователя Вайнберга

При разработке натурного макета силовой части преобразователя были использованы элементы, представленные в табл. 1.

Таблица 1

Элементы схемы, используемые при создании натурного макета силовой части реверсивного преобразователя Вайнберга

Обозначение элемента	Наименование	Примечание
VT1, VT2, VT3	IRFP4768	250 В, 93 А
VD1, VD2, VD3, VD4, VD5	MBR20200СТ	200 В, 20 А
L1, L2	Сердечник ETD39, материал N87	8,1 мкГн, лента 0,3 мм
TV1	Сердечник ETD39, материал N87	200 мкГн, лента 0,3 мм
C1, C4	B32524Q3106K	10 мкФ, 250 В, 4 шт.
C2	K15-5	330 пФ, 2000 В
R1	MF-2	100 Ом 5%

На макетном образце необходимо экспериментально подтвердить следующие функции, показатели и характеристики:

1) практическую возможность реализации двунаправленного режима работы при заданной энергоэффективности;

2) временные диаграммы, характеризующие электромагнитные процессы в силовых полупроводниковых ключах и магнитных элементах схемы;

3) практическую возможность уменьшения потерь мощности до приемлемого уровня при использовании дополнительной цепи верхнего транзистора VT3.

Фотография натурного макета модернизированного преобразователя Вайнберга представлена на рис. 4.

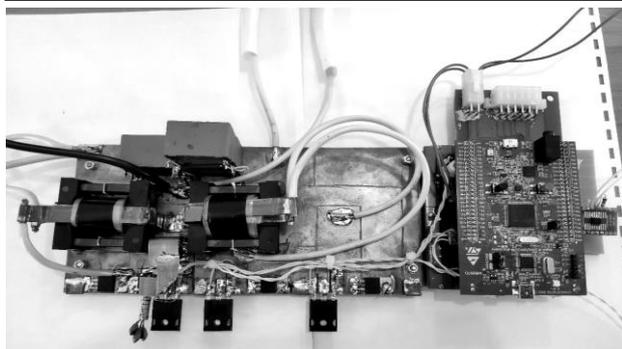


Рис. 4. Макет силовой части модернизированной схемы реверсивного преобразователя Вайнберга

Система управления транзисторными ключами была построена на основе демонстрационной платы микроконтроллера серии STM32, обеспечивающей возможность управления временем открытого состояния транзисторных ключей, изменения частоты работы и выбора режима работы реверсивного преобразователя по интерфейсу RS-485. Увеличение физической длины управляющих цепей, из-за применения такой схемы управления, является в некотором смысле ценой, которая была заплачена за возможность оперативного получения осциллограмм тока в силовых цепях полупроводниковых и магнитных элементов.

Осциллограммы временных диаграмм работы преобразователя в прямом режиме представлены на рис. 5–7.

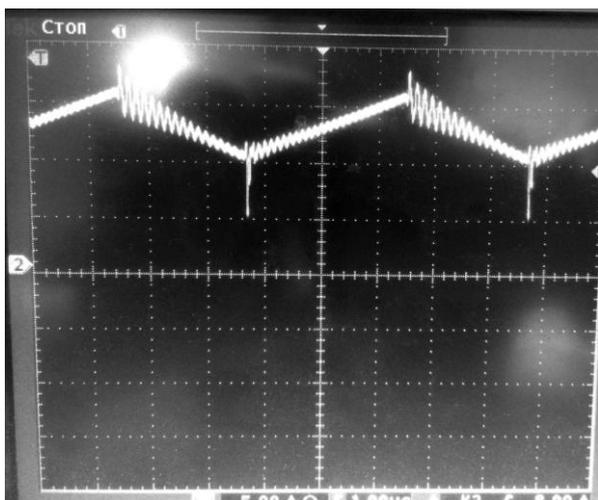


Рис 5. Ток обмотки магнитосвязанного дросселя L1 в прямом режиме работы (5 А/дел, 1 мкс/дел)

По осциллограммам включения и выключения транзисторных ключей VT1, VT2 можно отметить, что включение транзисторных ключей осуществляется мягко, что обеспечивает уменьшение динамических потерь в транзисторных ключах. Выключаются транзисторы жестко, но перенапряжения на ключах не превышают 20 В, что позволяет использовать более низковольтные транзисторные ключи с улучшенными характеристиками. Жесткое выключение силовых ключей требует еще [5] дополнительного изучения.

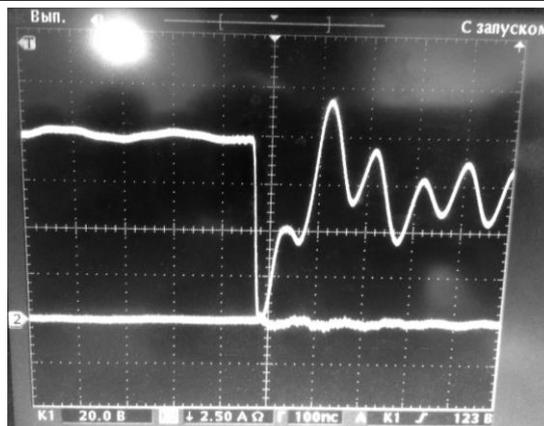


Рис. 6. Процесс включения транзисторного ключа VT1 или VT2 в прямом режиме работы (20 В/дел, 2,5 А/дел, 100 нс/дел)

При анализе осциллограмм, представленных на рис. 5–7, следует отметить, что преобразователь работает в проектной области непрерывного тока дросселя, что говорит об адекватном расчете дросселя и правильной реализации алгоритма управления транзисторными ключами.

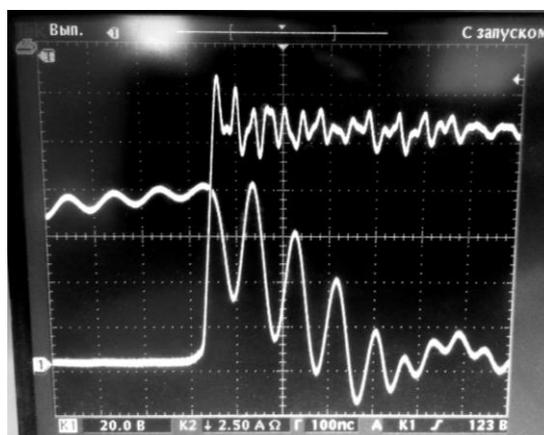


Рис. 7. Процесс выключения транзисторных ключей VT1 или VT2 в прямом режиме работы (20 В/дел, 2,5 А/дел, 100 нс/дел)

В обратном режиме работы модернизированный реверсивный преобразователь Вайнберга представляет собой непосредственный преобразователь напряжения понижающего типа, диаграммы работы которого представлены на рис. 8.

Анализ рис. 8 показывает, что напряжение на транзисторном ключе имеет выброс около 50 В в момент выключения ключа. В схеме преобразователя, в которой верхний транзистор VT3 не имеет дополнительных цепей, данный выброс может достигать до 50% от амплитуды выходного напряжения.

Представленные осциллограммы, характеризующие работу модернизированной схемы реверсивного преобразователя Вайнберга в прямом и обратном режимах работы, свидетельствуют об адекватности имитационных моделей преобразователя в среде LTSpice и возможности количественного сравнения энергетических характеристик реверсивного преобразователя.

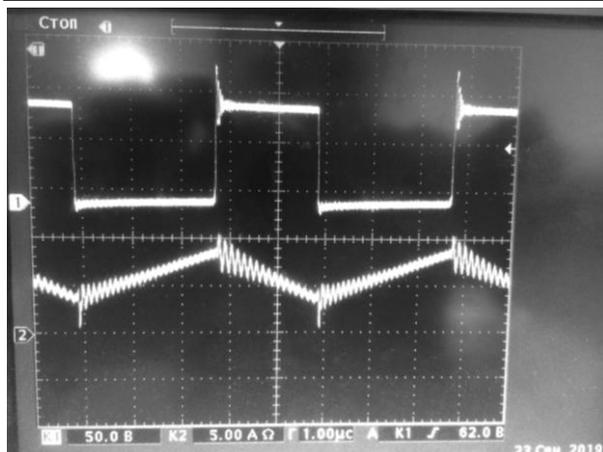


Рис. 8. Осциллограммы напряжения на транзисторном ключе VT3 (верхний) и ток магнитосвязанного дросселя (нижний) реверсивного преобразователя Вайнберга в обратном режиме работы (50 В/дел, 5 А/дел, 1 мкс/дел)

Анализ энергетических показателей модернизированного реверсивного преобразователя Вайнберга

Для проведения сравнительного анализа результатов моделирования и макетирования силовой части реверсивного преобразователя был выбран наиболее тяжелый режим работы, параметры которого представлены в табл. 2.

Таблица 2

Параметры моделирования и макетирования реверсивного преобразователя

Параметр моделирования	Величина
Входное напряжение, В	55
Выходное напряжение, В	100
Частота работы, кГц	100

Результаты расчета КПД на имитационной модели и его экспериментального измерения на макете представлены на рис. 9 и 10.

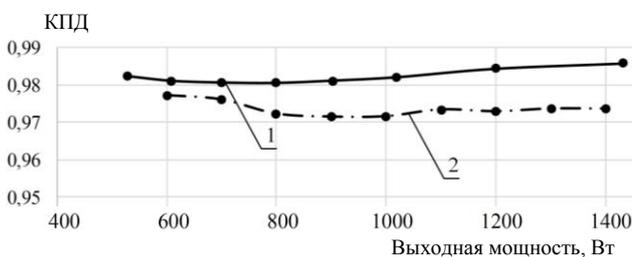


Рис. 9. Зависимость КПД реверсивного преобразователя Вайнберга от выходной мощности в прямом режиме работы: 1 – модель реверсивного преобразователя; 2 – макет реверсивного преобразователя

Как видно из рис. 9, экспериментальная величина КПД макета меньше, чем у имитационной модели во всём диапазоне изменения мощности, причем в самой худшей точке не более 1,5%.

При работе в обратном режиме экспериментальная величина КПД и величина КПД, измеренная на имитационной модели, представленные на рис. 10, совпадают с погрешностью менее 1%.

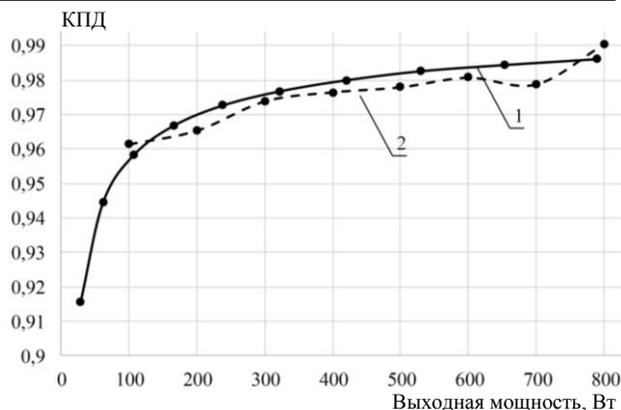


Рис. 10. Зависимость КПД реверсивного преобразователя Вайнберга от выходной мощности в обратном режиме работы: 1 – модель реверсивного преобразователя; 2 – макет реверсивного преобразователя

Выводы

На основании имитационного моделирования модернизированного реверсивного преобразователя Вайнберга, макетирования его силовой части и сравнительного анализа полученных энергетических характеристик можно сделать следующие выводы:

1) Результаты расчёта параметров силовых элементов схемы, ее имитационное моделирование и макетирование позволяют говорить об адекватности имитационных моделей и полномасштабном их использовании при оценке новых технических решений.

2) Схемотехнические решения по реализации реверса тока в «классическом» преобразователе Вайнберга, подтвержденные имитационным моделированием и макетированием, позволяют расширить диапазон применения данной схемы в различных сферах применения альтернативных источников энергии.

3) Представленные технические решения при реализации макета силовой части позволят в дальнейшем использовать их при разработке штатного образца источника питания.

4) Полученные энергетические показатели позволяют рассматривать этот преобразователь в качестве одного из основных вариантов при построении сложных автономных систем электропитания.

Литература

- Maset E., Ferreres A., Ejea J.B., Sanchis-Kilders E., Jordan J., Esteve V. 5kW Weinberg Converter for Battery Discharging in High-Power Communications Satellites // IEEE PESC Conf. – 2005. – P. 69–75 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/1581604/>
- Пат. РФ № 194732. Зарядно-разрядное устройство // Патент России № 194732. 2019, Бюл. № 35 / Д.Б. Бородин, С.С. Тюнин, Н.П. Винтоняк, В.А. Кабиров, В.Д. Семёнов, Ю.А. Шиняков.
- Бородин Д.Б., Тюнин С.С., Кабиров В.А., Семёнов В.Д. Двухнаправленный преобразователь Вейнберга для зарядно-разрядного устройства системы электропитания космических аппаратов // Электронные средства и системы управления: матер. докл. XIII Междунар. науч.-практ. конф. (29 ноября – 1 декабря 2017 г.): в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2017. – 304 с.

4. Бородин Д.Б., Тюнин С.С., Кабилов В.А., Семёнов В.Д. Имитационная модель вольтодобавочного варианта схемы преобразователя Вейнберга // Электронные средства и системы управления: матер. докл. XIII Междунар. науч.-практ. конф. (29 ноября – 1 декабря 2017 г.): в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2017. – 304 с.

5. Бородин Д.Б., Семёнов В.Д. Коммутационные процессы в транзисторе при работе на индуктивную нагрузку без нулевого диода: матер. Междунар. науч.-практ. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР–2016». – Томск, 2016. – Ч. 2. – С. 191–195.

Бородин Данила Борисович
М.н.с. ЛИМЭС каф. ПрЭ ТУСУРа
Вершинина ул., д. 74, г. Томск, Россия, 634034
Тел.: +7-952-881-65-61
Эл. почта: borodindanila@mail.ru

Семёнов Валерий Дмитриевич
Канд. техн. наук, профессор каф. ПрЭ ТУСУРа
Вершинина ул., д. 74, г. Томск, Россия, 634034
Тел.: +7-913-821-22-92
Эл. почта: svd@ie.tusur.ru

УДК 621.314.12

Т.В. Лобанова, Д.Б. Бородин, В.Д. Семенов

Расчет и моделирование характеристик полумостового резонансного LLC-преобразователя

Произведен расчет элементов силовой части полумостового резонансного LLC-преобразователя, на основании которого построена его имитационная модель в среде LN-Spice, с помощью которой получено семейство регулировочных характеристик.

Ключевые слова: полумостовой резонансный LLC-преобразователь, источники питания, понижающий преобразователь, импульсный источник питания, силовая электроника.

Полумостовой резонансный LLC-преобразователь, будучи разновидностью импульсных преобразователей напряжения, является перспективным устройством силовой электроники. Его растущая популярность обусловлена высокой эффективностью, низким уровнем электромагнитных шумов и возможностью достижения высокого уровня удельной мощности. Эти функции в полной мере отвечают требованиям, предъявляемым к устройствам питания многих современных устройств, таких как ЖК и плазменные телевизоры или системные блоки АТХ 80+, что обуславливает актуальность данной работы [1].

Целью данной статьи является расчет силовой части полумостовой схемы LLC-преобразователя, построение его имитационной модели в среде LTSpice в соответствии с произведенными расчетами и получение семейства регулировочных характеристик данного устройства.

Расчет силовой части. При расчете элементов полумостовой схемы резонансного LLC-преобразователя воспользуемся методикой, изложенной в статье, которая указана в списке использованной литературы под номером [1].

Исходя из технического задания, зададим проектную спецификацию.

Диапазон входного напряжения: $U_{\min} - U_{\max} = 255 - 330$ В; номинальное входное напряжение: постоянное, $U_{\text{ном}} = 300$ В; регулируемое выходное напряжение: $U_{\text{out}} = 84 \pm 2$ В; максимальная выходная мощность: $P_{\text{out}} = 63$ Вт; резонансная частота: $f_r = 30$ КГц; максимальная рабочая частота: $f_{\text{max}} = 45$ КГц.

Дополнительная информация для расчета: мертвое время в цепи управления $T_D = 200$ нс.

Общие критерии проектирования: а) преобразователь будет работать на резонанс при номинальном входном напряжении; б) преобразователь должен иметь возможность регулировать нагрузку до нуля при максимальном входном напряжении; в) преобразователь всегда будет работать в ZVS во всем рабочем диапазоне [1, с. 9].

Чтобы удовлетворить первому критерию, полагаем, что требуемый коэффициент усиления силового тракта $M_{\text{ном}}$ при номинальном входном напряжении равен единице, и рассчитаем коэффициент

трансформации n трансформатора по следующему соотношению:

$$M_{\text{ном}} = 2 \cdot n \cdot \frac{U_{\text{out}}}{U_{\text{ном}}} = 1, \quad (1)$$

тогда коэффициент трансформации n трансформатора равен

$$n = \frac{1}{2} \cdot \frac{300}{84} = 1,786.$$

Рассчитаем максимальное M_{max} и минимальное M_{min} значения коэффициента усиления при предельных значениях диапазона входного напряжения по следующим соотношениям, соответственно:

$$M_{\text{max}} = 2 \cdot n \cdot \frac{U_{\text{out}}}{U_{\text{min}}} = 2 \cdot 1,786 \cdot \frac{84}{255} = 1,176, \quad (2)$$

$$M_{\text{min}} = 2 \cdot n \cdot \frac{U_{\text{out}}}{U_{\text{max}}} = 2 \cdot 1,786 \cdot \frac{84}{330} = 0,909. \quad (3)$$

Рассчитаем максимальную нормированную рабочую частоту $f_{n,\text{max}}$ по следующему соотношению (согласно определению):

$$f_{n,\text{max}} = \frac{f_{\text{max}}}{f_r} = \frac{45 \cdot 10^3}{30 \cdot 10^3} = 1,5. \quad (4)$$

Рассчитаем эффективное сопротивление нагрузки R_{ac} , прикладываемой к первичной стороне трансформатора.

Эквивалентное сопротивление нагрузки

$$R_{\text{out}} = U_{\text{out}}^2 / P_{\text{out}} = 84^2 / 63 = 112 \text{ Ом},$$

$$R_{\text{ac}} = \frac{8}{\pi^2} \cdot n^2 \cdot \frac{U_{\text{out}}^2}{P_{\text{out}}} = \frac{8}{\pi^2} \cdot 1,786^2 \cdot \frac{84^2}{63} = 289,5 \text{ Ом}. \quad (5)$$

Рассчитаем коэффициент соотношения индуктивностей λ , полагая, что трансформатор работает на максимальной частоте при нулевой нагрузке и максимальном входном напряжении, по следующему соотношению:

$$\lambda = \frac{1 - M_{\text{min}}}{M_{\text{min}}} \cdot \frac{f_{n,\text{max}}^2}{f_{n,\text{max}}^2 - 1} = \frac{1 - 0,909}{0,909} \cdot \frac{(1,5 \cdot 10^3)^2}{(1,5 \cdot 10^3)^2 - 1} = 0,18. \quad (6)$$

Рассчитаем максимальное значение добротности $Q_{\text{zvs.1}}$ для работы в рабочей области ZVS при минимальном входном напряжении и полной нагрузке по следующему соотношению:

$$Q_{ZVS.1} = 0,95 \cdot Q_{\max}, \quad (7)$$

где Q_{\max} – максимальное значение добротности, которое позволяет получить необходимое максимальное усиление напряжения на границе между емкостным и индуктивным режимами работы преобразователя.

Максимальное значение добротности Q_{\max} , позволяющее получить необходимое максимальное усиление напряжения на границе между емкостным и индуктивным режимами, рассчитывается по следующей формуле:

$$Q_{\max} = \frac{\lambda}{M_{\max}} \sqrt{\frac{1 + \frac{M_{\max}^2}{\lambda}}{M_{\max}^2 - 1}} = \frac{0,18}{1,176} \sqrt{\frac{1 + \frac{1,176^2}{0,18}}{1,176^2 - 1}} = 0,46. \quad (8)$$

С учетом формулы (8) формула для расчета максимального значения добротности $Q_{ZVS.1}$ для работы в рабочей области ZVS при минимальном входном напряжении и полной нагрузке принимает следующий вид:

$$Q_{ZVS.1} = 0,95 \cdot \frac{\lambda}{M_{\max}} \sqrt{\frac{1 + \frac{M_{\max}^2}{\lambda}}{M_{\max}^2 - 1}} = 0,95 \cdot \frac{0,18}{1,176} \sqrt{\frac{1 + \frac{1,176^2}{0,18}}{1,176^2 - 1}} = 0,44. \quad (9)$$

Для расчета максимального значения добротности $Q_{ZVS.2}$ для работы в рабочей области ZVS при нулевой нагрузке и максимальном входном напряжении существует соотношение

$$Q_{ZVS.2} \leq \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\lambda \cdot f_{n,max}}{(\lambda + 1) \cdot f_{n,max}^2 - \lambda} \cdot \frac{T_D}{R_{ac} \cdot C_{ZVS}}, \quad (10)$$

где T_D – так называемое «мертвое время», т.е. время, в течение которого оба MOSFET-транзистора не проводят ток: один транзистор при этом уже закрылся, но второй еще не открылся; C_{ZVS} – общая емкость, равная сумме паразитной емкости C_{stray} , присутствующей на импедансе резонансного контура, и двойного значения эффективной сток-исток емкости C_{oss} силового MOSFET-транзистора, т.е.

$$C_{ZVS} = C_{stray} + 2 \cdot C_{oss}. \quad (11)$$

Значение эффективной сток-исток емкости C_{oss} берется из технической документации к выбранным силовым MOSFET-транзисторам, а значением паразитной емкости нагрузки C_{stray} в данном случае пренебрегаем, потому что нам не известна конструкция нагрузки. С учетом этого соотношение для вычисления общей емкости C_{ZVS} приобретает следующий вид:

$$C_{ZVS} = 2 \cdot C_{oss}. \quad (12)$$

Для данной схемы резонансного LLC-преобразователя выберем силовые MOSFET-транзисторы STF13NM50N, техническая документация к которым приведена в [2].

Для силовых MOSFET-транзисторов STF13NM50N $C_{oss} = 50$ пФ.

Тогда общая емкость C_{ZVS} равна

$$C_{ZVS} = 2 \cdot 50 = 100 \text{ пФ}.$$

Вычислив общую емкость C_{ZVS} , мы теперь можем по формуле (10) рассчитать значение максимального значения добротности $Q_{ZVS.2}$ для работы в рабочей области ZVS при нулевой нагрузке и максимальном входном напряжении, которое равно

$$Q_{ZVS.2} \leq \frac{2}{\pi} \cdot \frac{0,18 \cdot 1,5}{(0,18 + 1) \cdot 1,5^2 - 0,18} \cdot \frac{200 \cdot 10^{-9}}{289,5 \cdot 100 \cdot 10^{-12}} = 0,48.$$

Выберем минимальный коэффициент добротности для ZVS Q_{ZVS} во всем рабочем диапазоне, такой что

$$Q_{ZVS} \leq \min(Q_{ZVS.1}, Q_{ZVS.2}) = 0,44. \quad (13)$$

Рассчитаем минимальную рабочую частоту f_{\min} при полной нагрузке и минимальном входном напряжении по следующей приближенной формуле:

$$f_{\min} = f_r \sqrt{\frac{1}{1 + \frac{1}{\lambda} \left(1 - \frac{1}{M_{\max}^{1 + (Q_{ZVS}/Q_{\max})^4}} \right)}} = 30 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{1}{1 + \frac{1}{0,18} \left(1 - \frac{1}{1,176^{1 + (0,44/0,46)^4}} \right)}} = 19,3 \text{ кГц}. \quad (14)$$

Рассчитаем характеристический импеданс колебательного контура и значения всех его компонентов (по определению) [1].

Добротность Q принимаем как Q_{ZVS} , т.е.

$$Q = Q_{ZVS} = 0,44.$$

Рассчитаем волновое сопротивление Z_0 по соотношению:

$$Z_0 = Q \cdot R_{ac} = 0,44 \cdot 289,5 = 127,4 \text{ Ом}. \quad (15)$$

Рассчитаем индуктивность резонансного контура L_r по соотношению

$$L_r = \frac{Z_0}{2\pi \cdot f_r} = \frac{127,4}{2\pi \cdot 30 \cdot 10^3} = 675,7 \text{ мкГн}. \quad (16)$$

Рассчитаем емкость резонансного контура C_r по соотношению

$$C_r = \frac{1}{2\pi \cdot f_r \cdot Z_0} = \frac{1}{2\pi \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 127,4} = 41,65 \text{ нФ}. \quad (17)$$

Рассчитаем индуктивность намагничивания L_m по соотношению

$$L_m = \frac{L_r}{\lambda} = \frac{675,7 \cdot 10^{-6}}{0,18} = 3,8 \text{ мГн}. \quad (18)$$

Моделирование

При построении модели полумостовой схемы резонансного LLC-преобразователя в среде LTSpice без обратной связи был произведен ряд следующих допущений:

- коэффициент связи между обмотками трансформатора равен 1;
- диоды D_1 и D_2 и силовые транзисторы M_1 и M_2 выбраны из имеющихся во встроенной библиотеке;
- система управления силовыми транзисторами имитируется на этом этапе с помощью источников однополярных импульсов.

Компьютерная модель полумостовой схемы резонансного LLC-преобразователя в среде LTSpice представлена на рис. 1.

Номинальные значения элементов L_r , C_r , C_{out} и R_{out} заданы в соответствии с приведенным выше расчетом схемы.

На рис. 2 приведен процесс пуска преобразователя. Видно, что установившееся значение выходного напряжения при частоте 35 кГц составляет 84 В.

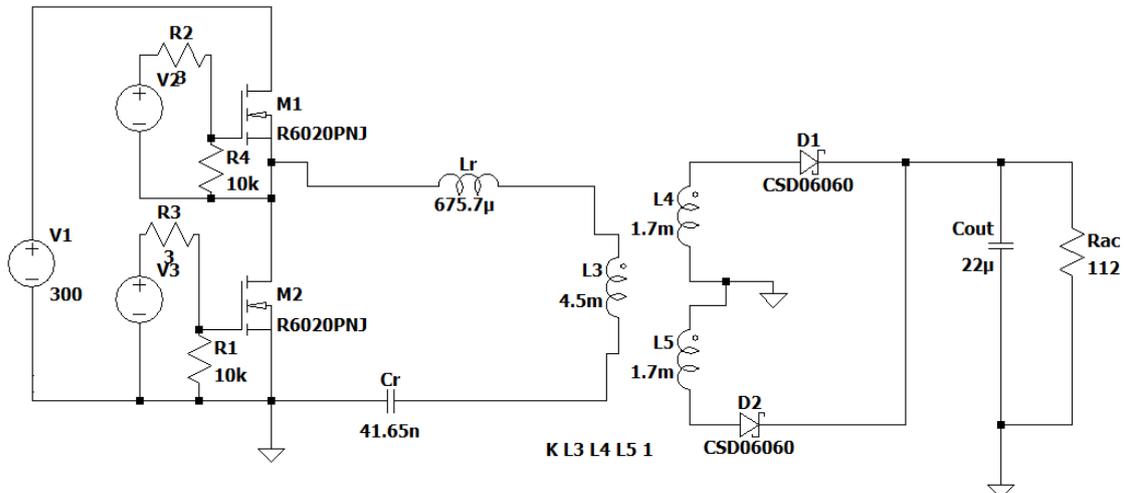


Рис. 1. Модель полумостовой схемы резонансного LLC-преобразователя в среде LTSpice

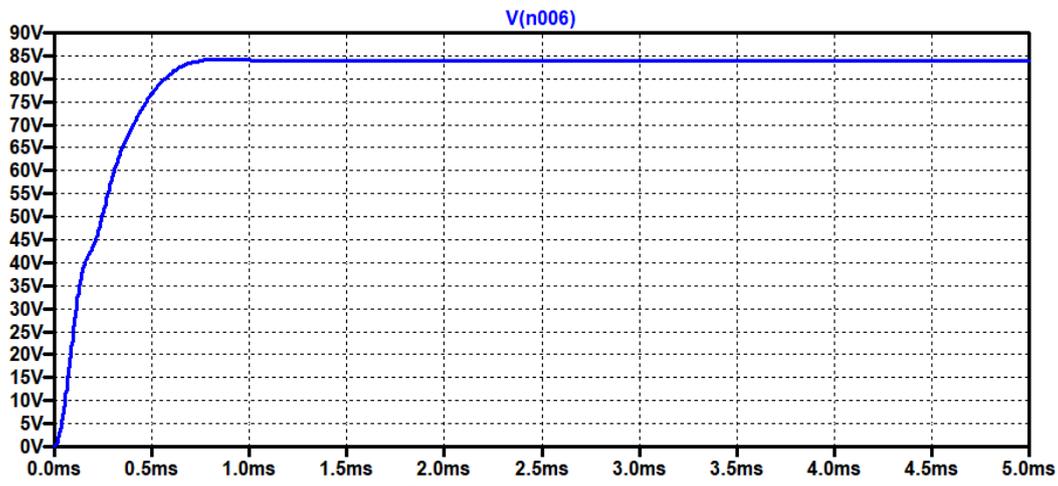


Рис. 2. Процесс пуска преобразователя

Частота инвертора является параметром регулирования для LLC-преобразователя и изменяется в расширенных пределах от 15 кГц до $f_{max} = 100$ кГц.

Из приведенных регулировочных характеристик видно, что при изменяющемся входном напряжении, выходное напряжение всегда можно вернуть с помощью изменения частоты к его номинальному значению.

Например, при номинальном напряжении сети выходное напряжение будет равно 84 В при частоте 35 кГц, при минимальном значении напряжения, частоту нужно будет уменьшить примерно до 20 кГц, а при максимальном – увеличить до величины примерно 50 кГц.

На рис. 3 приведено семейство регулировочных характеристик полумостового резонансного LLC-преобразователя. $U_{out} = F(U_{ini}, f)$, где $U_{ini} = const$ – входное постоянное напряжение LLC-преобразователя без обратной связи, выступает в качестве параметра, принимающего три значения: $U_{in1} = U_{min} = 255$ В, $U_{in2} = U_{nom} = 300$ В, $U_{in3} = U_{max} = 330$ В; f – частота напряжения на выходе инвертора, которая задается сигналом управления.

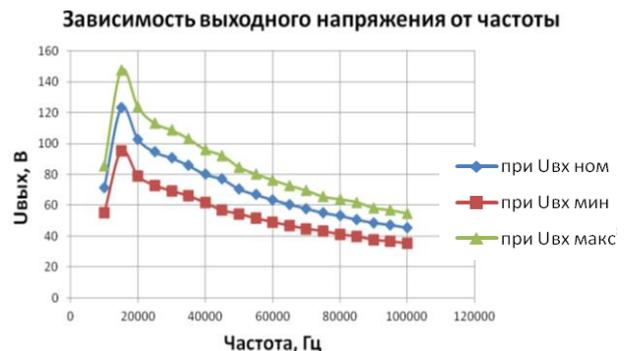


Рис. 3. Семейство регулировочных характеристик полумостового резонансного LLC-преобразователя без обратной связи

Заключение. В статье был рассмотрен расчет силовой части полумостового резонансного LLC-преобразователя и проведено его моделирование без обратной связи в среде LTSpice. Полученное семейство регулировочных характеристик устройства подтверждает правильность расчетов и возможность построения замкнутой системы автоматического регулирования на основе этого преобразователя. Однако необходимый диапазон изменения частоты управления получился немного больше расчетного.

Литература

1. Design-Oriented Steady-State Analysis of LLC Resonant Converters Based on FHA / S. De Simone, C. Adragna, C. Spini and G. Gattavari // Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion. – 2006. – P. 1–23.
2. STB13NM50N/-1 – STF13NM50N – STP13NM50N – STW13NM50N [Электронный ресурс]. – Datasheet / ST-Microelectronics. – Электронные данные. – Режим доступа: https://alltransistors.com/pdfdatasheet_update/stf13nm50n.pdf
3. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.

Лобанова Татьяна Владимировна
Магистрант каф. ПрЭ ТУСУРа
Вершинина ул., д. 74, г. Томск, Россия, 634034
Тел.: +7-952-885-64-12
Эл. почта: tatyanalobanova1997@gmail.com

Бородин Данила Борисович
М.н.с. ЛИМЭС каф. ПрЭ ТУСУРа
Вершинина ул., д. 74, г. Томск, Россия, 634034
Тел.: +7-952-881-65-61
Эл. почта: borodindanila@mail.ru

Семёнов Валерий Дмитриевич
Канд. техн. наук, профессор каф. ПрЭ ТУСУРа
Вершинина ул., д. 74, г. Томск, Россия, 634034
Тел.: +7-913-821-22-92
Эл. почта: svd@ie.tusur.ru

УДК 621.311.69

А.И. Бартенев, Н.С. Легостаев, В.Д. Семенов

Пути повышения энергетической эффективности обратного преобразователя

Рассмотрено влияние активного клампа во вторичной цепи обратного преобразователя на коммутационные процессы в транзисторе синхронного выпрямителя, представлены результаты анализа энергетической эффективности обратного преобразователя с синхронным выпрямителем и активным клампом в первичной и вторичной цепях.

Ключевые слова: обратный преобразователь, энергетическая эффективность, коммутационные перенапряжения, синхронный выпрямитель, активный кламп.

Современный этап развития электронной техники характеризуется повсеместным применением вторичных источников электропитания на базе высокочастотных импульсных преобразователей, работа которых сопровождается коммутационными перенапряжениями на ключевых элементах преобразователя. Коммутационные перенапряжения являются причиной увеличения высокочастотных радиопомех в питающей сети и ведут к дополнительной потере мощности на коммутационных элементах и демпфирующих цепях. Обратный преобразователь (ОХП) является одним из базовых схемотехнических решений для разработки и применения вторичных источников электропитания, и вопрос его модернизации с целью снижения радиопомех и повышения энергетической эффективности (КПД) является актуальной задачей.

Классическая схема ОХП, представленная на рис. 1, отличается простотой, но имеет как минимум один существенный недостаток, заключающийся в формировании высоковольтных перенапряжений на силовом транзисторе VT1 при его выключении, которые возникают по причине не идеальности дроселя-трансформатора (далее – трансформатор). Кроме того, на выпрямительном диоде VD1 выделяется мощность, которая является доминирующей в образовании потерь в условиях низких напряжений и высоких токов.

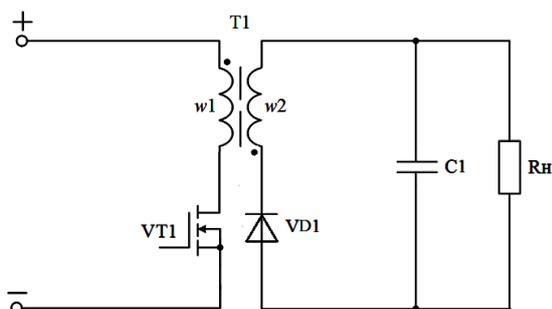


Рис. 1. Схема ОХП

Для уменьшения амплитуды коммутационных перенапряжений на силовом транзисторе VT1 применяют как пассивные, так и активные демпфирующие цепи. Пассивные демпфирующие цепи отлича-

ются простотой реализации, однако их применение сопровождается дополнительными потерями мощности и как следствие существенным снижением КПД источника вторичного электропитания в целом. Активные демпфирующие цепи позволяют значительно снизить коммутационные потери и повысить КПД преобразователя [1].

Применение активных демпфирующих цепей в маломощных источниках вторичного электропитания не было широко распространено по причине сложности в реализации схемы управления, но в настоящее время эти проблемы решены путем применения специализированных контроллеров, обладающих двумя каналами для управления силовым и дополнительным (клампным) транзистором.

Уменьшение потерь мощности на выпрямительном диоде особенно актуально для преобразователей с выходным напряжением менее 10 В и выходным током более 2 А. Так, например, в преобразователе мощностью 30 Вт и выходным напряжением 5 В потери мощности даже на выпрямительном диоде Шоттки достигают 3,6 Вт, что уменьшает КПД преобразователя на 12%.

Для достижения приемлемых значений КПД применяют синхронное выпрямление (СВ), реализованное на МДП-транзисторе. Так, потери мощности на МДП-транзисторе, обладающем сопротивлением канала в открытом состоянии 10 мОм, составят 0,06 Вт активных потерь и около 0,3 Вт динамических потерь, что составляет около 1,2% от выходной мощности преобразователя. Однако применение МДП-транзистора в качестве выпрямительного элемента приводит к увеличению амплитуды напряжения на транзисторе при его выключении. Для уменьшения уровня перенапряжений применяют демпфирующие цепи. Наибольшее распространение получила пассивная демпфирующая RC-цепь (ПД) из-за своей простоты. Однако ее применение в высокоэффективных преобразователях ограничено значительными потерями мощности на резисторе [2]. Кроме того, с увеличением частоты работы преобразователя потери мощности возрастают, причем пропорционально частоте, что является причиной ограниченного применения этой демпфирующей RC-цепи.

На рис. 2 представлена схема ОХП с СВ и ПД, шунтирующим сток-исток транзистора VT3 синхронного выпрямителя [3]. В настоящее время большинство обратноходовых преобразователей, обладающих низким входным и выходным напряжением, построены по данной схеме с применением различных схемотехнических решений по способам управления транзистором СВ. Наиболее простым для реализации является способ управления транзистором СВ от дополнительной обмотки трансформатора, назовем ее обмоткой w_3 . На рис. 3 представлены временные диаграммы работы преобразователя с требуемым сигналом управления транзистором СВ ($U_{зи}(VT_3)$) и сигналом от дополнительной обмотки силового трансформатора ($U_{упр}(w_3)$).

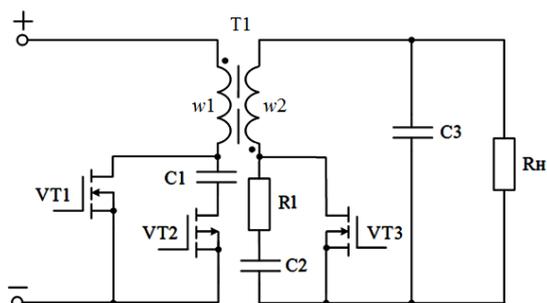


Рис. 2. Схема ОХП с СВ и ПД

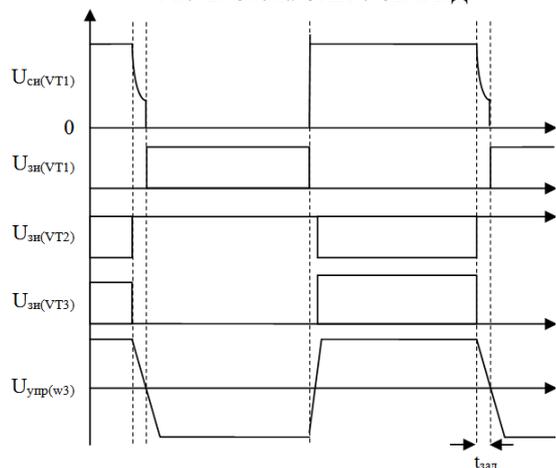


Рис. 3. Временные диаграммы ОХП с СВ

При использовании напряжения дополнительной обмотки (w_3) в качестве сигнала управления транзистором СВ в режиме холостого хода и малых нагрузок проявляется существенный недостаток, который связан с перекачкой энергии как из входной цепи в выходную, так и из выходной цепи во входную, что сопровождается дополнительными потерями мощности в транзисторах и трансформаторе. Следует отметить, что применение специализированных контроллеров решает обозначенные проблемы в режиме малой нагрузки, но усложняет реализацию преобразователя. Для преобразователя, работающего на постоянную нагрузку в номинальном режиме эти недостатки не существенны. Практический интерес представляет исследование ОХП, в котором использована дополнительная обмотка w_3

для управления СВ, что в дальнейшем упростит реализацию преобразователя.

В прямоходовом преобразователе [4] для уменьшения коммутационных перенапряжений на транзисторе СВ предложено применение активного клампа во вторичной цепи преобразователя, что обеспечивает уменьшение амплитуды перенапряжений на транзисторе синхронного выпрямителя и одновременное повышение КПД.

Для проверки возможности и эффективности применения активного клампа во вторичной цепи рассматриваемого ОХП (см. рис. 2), построена имитационная модель ОХП с СВ и ПД, на которой исследованы величины перенапряжений на транзисторах и энергетические характеристики преобразователя при трех значениях входного напряжения (36, 48 и 72 В). На рис. 4 показаны временные диаграммы напряжений, полученные на модели ОХП с СВ и ПД при входном напряжении 48 В, выходном напряжении 10 В и мощности нагрузки 30 Вт. Приведенные временные диаграммы показывают, что перенапряжения на ключе СВ достигают 44%, что требует применения более высоковольтных транзисторов СВ, что, естественно, приведет к увеличению сопротивления открытого канала транзистора.

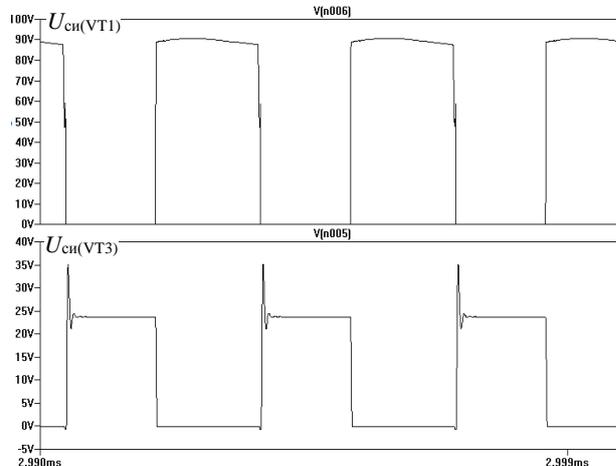


Рис. 4. Временные диаграммы ОХП с СВ и ПД

Для уменьшения перенапряжений на транзисторе VT3 синхронного выпрямителя произведена замена пассивной демпфирующей цепи на цепь активного клампа (рис. 5), управление транзистором которого осуществляется от обмотки w_3 , что существенно упрощает реализацию вторичного источника электропитания. Резистор R1 активного клампа выполняет функцию ограничения тока транзистора VT4 при заряде конденсатора C2 и приводит к увеличению скорости запирающего этого транзистора. При этом диод VD1 обеспечивает путь протекания тока в момент нарастания напряжения на транзисторе VT3 синхронного выпрямителя. Это положительно сказывается на снижении потерь мощности и уровня радиопомех.

Расчёт номинальных параметров элементов схемы активного клампа во вторичной цепи преобразователя базируется на известных уравнениях.

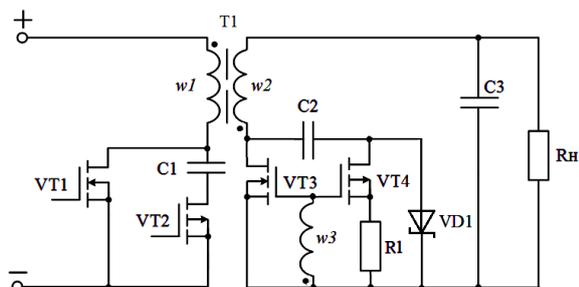


Рис. 5. Схема ОХП с СВ и АК

Емкость конденсатора $C2$ определяет частоту резонансных колебаний между этим конденсатором и индуктивностью рассеяния вторичной обмотки трансформатора, поэтому ее расчет основан на уравнении Томсона:

$$T = 2\pi\sqrt{LC}.$$

Для ОХП длительность периода колебания контура должна уложиться в период рабочего такта и иметь запас, для чего период колебания уменьшается вдвое. Уравнение принимает вид

$$T = \pi\gamma_{\min}\sqrt{L_s C2},$$

где γ_{\min} – коэффициент заполнения импульса; L_s – индуктивность рассеяния обмотки трансформатора; $C2$ – ёмкость конденсатора активного клампа.

Тогда емкость конденсатора $C2$ найдется по выражению

$$C2 = \frac{T^2}{\gamma_{\min}^2 \cdot \pi^2 \cdot L_s}$$

или

$$C2 = \frac{1}{\gamma_{\min}^2 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot L_s},$$

где f – рабочая частота преобразователя.

Резистор $R1$ рассчитывается для режима апериодического колебания по формуле

$$R1 = 2\sqrt{\frac{L_s}{C2}}.$$

В качестве транзистора $VT4$ активного клампа применен Р-канальный транзистор с напряжением сток-исток 60 В. Жёстких требований к сопротивлению открытого канала не предъявляется, так как высокий импульсный ток протекает через диод $VD1$, а обратный ток ограничен резистором $R1$ и имеет амплитуду около 0,5 А. При этом амплитуда тока через диод $VD1$ достигает 2,5 А, а длительность его протекания около 0,1 мкс. Величина и длительность протекания определяются индуктивностью рассеяния обмотки трансформатора.

Исследование имитационной модели показало, что перенапряжение на транзисторе $VT3$ синхронного выпрямителя снизилось до 8%, или в абсолютных значениях с 11 до 2 В (рис. 6).

В таблице представлены результаты исследования энергетических характеристик (КПД) применения активного клампа во вторичной цепи ОХП при нагрузке 30 Вт, выходном напряжении 10 В и входных напряжениях 36, 48 и 72 В.

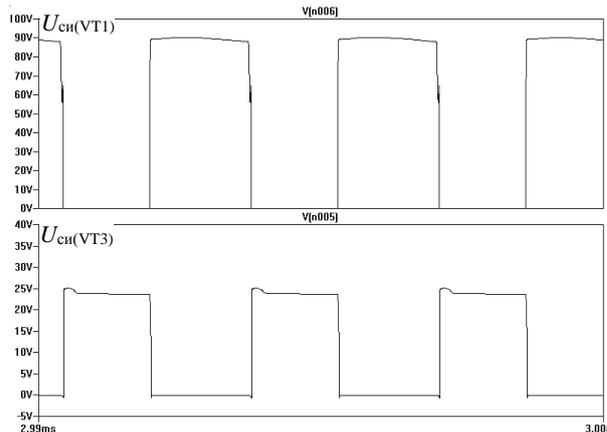


Рис. 6. Временные диаграммы ОХП с СВ и АК

Энергетические характеристики

$U_{ВХ}$, В	ОХП с СВ и ПД		ОХП с СВ и АК	
	U_{VT3} , В	КПД	U_{VT3} , В	КПД
36	30	0,924	21	0,939
48	33	0,925	24	0,941
72	45	0,906	33	0,932

Анализ полученных результатов показал, что применение активного клампа во вторичной цепи обратного преобразователя с синхронным выпрямителем позволяет уменьшить максимальную амплитуду напряжения на транзисторах синхронного выпрямителя с 45 до 33 В, что позволяет выбрать 40 В транзисторы с более чем 20% запасом и одновременно повысить КПД на 1,5 или 2,6% в зависимости от величины входного напряжения.

В прямоходовом преобразователе применение активного клампа во вторичной цепи позволило уменьшить помехоэмиссию преобразователя более чем на 3 дБ вследствие уменьшения амплитуды перенапряжений на транзисторе синхронного выпрямителя [5]. Полученный на имитационной модели результат позволяет предположить, что при применении активного клампа во вторичной цепи ОХП следует ожидать аналогичного эффекта.

Выводы

Проведённое исследование показало, что использование активного клампа во вторичной цепи ОХП приводит к уменьшению потерь мощности и тем самым позволяет повысить КПД преобразователя при одновременном уменьшении уровня радиопомех.

Снижение потерь мощности способствует снижению рабочей температуры, что может повысить надежность устройства.

Литература

1. Повышение энергетической эффективности обратных преобразователей [Электронный ресурс]. – URL: <https://compel.ru/lib/54426> (дата обращения: 08.05.2020).
2. Угринов П. Ограничение напряжения на силовом транзисторе в однотактных преобразователях напряжения // Силовая электроника. – 2004. – № 1. – С. 62–65.
3. Brian King, David Strasser. Incorporating Active-Clamp Technology to Maximize Efficiency in Flyback and

Forward Designs [Электронный ресурс]. – URL: <https://pdfs.semanticscholar.org/d1f6/32c35ce8fbf99fcfe04b4cf65d9d87690c6e.pdf> (дата обращения: 08.05.2020).

4. Бартнев А.И., Легостаев Н.С. Анализ эффективности применения активного клампа во вторичной цепи прямоходового преобразователя с синхронным выпрямителем // Научная сессия ТУСУР–2020: матер. междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 13–30 мая 2020 г.: в 3 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2020. – С. 175.

5. Бартнев А.И., Легостаев Н.С. Исследование помехоэмиссии прямоходового преобразователя с синхронным выпрямителем и активным клампом во вторичной цепи // Научная сессия ТУСУР–2020: матер. междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 13–30 мая 2020 г.: в 3 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2020. – С. 178.

Бартнев Александр Иванович

Магистрант каф. промышленной электроники (ПрЭ) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-906-950-11-71
Эл. почта: san4ubas1@gmail.com

Легостаев Николай Степанович

Канд. техн. наук, профессор каф. ПрЭ ТУСУРа
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 41-46-54
Эл. почта: lns@ie.tusur.ru

Семенов Валерий Дмитриевич

Канд. техн. наук, профессор каф. ПрЭ ТУСУРа
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-913-821-22-92
Эл. почта: svd@ie.tusur.ru

УДК 621.314

А.А. Дубина, А.Е. Грезева, П.А. Стрельников, В.Д. Семенов

Обратноходовой преобразователь напряжения с мягкой коммутацией силового транзисторного ключа

Представлена методика расчёта обратноходового преобразователя напряжения с мягкой коммутацией силового транзисторного ключа. Построена имитационная модель, подтверждающая правильность разработанной методики расчёта.

Ключевые слова: обратноходовой преобразователь напряжения, снаббер без рассеяния энергии, мягкая коммутация, методика расчёта.

Повышение выходной мощности и коэффициента полезного действия (КПД) обратноходовых преобразователей (ОХП) неразрывно связано с учетом индуктивности рассеяния трансформатора (ИРТ) и полезным использованием энергии, запасенной в ней. Привычные для такого преобразования мощности (менее 100 Вт) легко достигаются с использованием уже ставшими классикой вариантами RCD-снабберов. Увеличение выходной мощности ОХП приводит к росту энергии, которую необходимо рассеять, что становится затруднительно, особенно если габариты устройства ограничены.

Обыкновенно это означает, что ОХП для такой мощности уже неприменим и его не рассматривают по формальному ограничению указанной выходной мощности 100 Вт.

В этой работе показывается, как в ОХП с известной схемой снаббера [1] в комплексе с предлагаемыми соотношениями для учета ИРТ и методикой расчета элементов снаббера можно существенно расширить допустимый диапазон выходных мощностей и одновременно с этим повысить КПД обратноходовых преобразователей.

Анализ работы ОХП с LCDD-снаббером (рис. 1, 2) подробно рассмотрен в работе [2], там же получены аналитические соотношения, которые используются в данной работе для разработки методики расчета такого преобразователя.

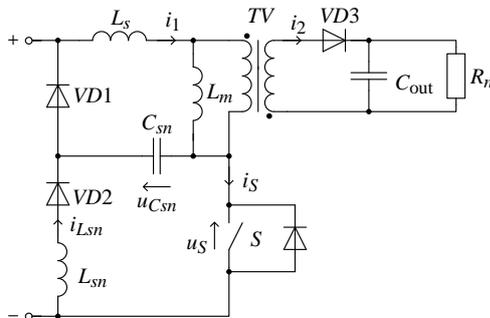


Рис. 1. Обратноходовой преобразователь со снаббером без рассеяния энергии

Разработка методики расчёта ОХП с LCDD-снаббером

Импульсные преобразователи представляют собой схему с переменной структурой, изменяющейся

в процессе функционирования вследствие периодической коммутации силовых ключей (транзисторы и диоды). Математический анализ таких схем сводится к нахождению функций решения систем дифференциальных уравнений на различных временных интервалах [2].

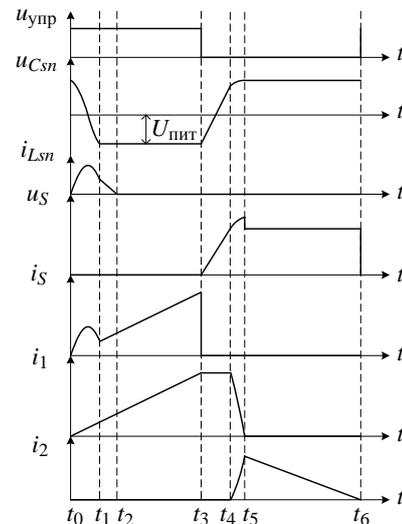


Рис. 2. Временные диаграммы, поясняющие работу преобразователя со снаббером без рассеяния энергии

Использованы следующие обозначения: L_{sn} – индуктивность снаббера; C_{sn} – конденсатор снаббера; $U_{пит}$ – напряжение питания; L_p – индуктивность первичной обмотки трансформатора; L_m – индуктивность намагничивания трансформатора; L_s – индуктивность рассеяния трансформатора; L_{sec} – индуктивность вторичной обмотки трансформатора; C_{out} – выходная емкость; R_n – нагрузка; U_{Csnmax} – максимальное напряжение на конденсаторе; $U_{вых}$ – выходное напряжение; I_{1max} – максимальный ток первичной обмотки трансформатора; k_{tr} – коэффициент трансформации; T – период работы преобразователя; TV – трансформатор; γ – относительная длительность импульса; m – коэффициент, характеризующий импульсное перенапряжение на ключе при его работе; S – силовой транзисторный ключ; $VD1$, $VD2$, $VD3$ – диоды; ω_{sn} – резонансная частота колебательного контура, образованного элементами C_{sn} и L_{sn} , рассчитывается по следующей формуле:

$$\omega_{sn} = \frac{1}{\sqrt{C_{sn}L_{sn}}};$$

ρ_{sn} – волновое сопротивление колебательного контура, образованного элементами C_{sn} и L_{sn} , рассчитывается по следующей формуле:

$$\rho_{sn} = \sqrt{\frac{L_{sn}}{C_{sn}}};$$

ω_p – резонансная частота колебательного контура, образованного элементами C_{sn} и L_p , рассчитывается по следующей формуле:

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{C_{sn}L_p}};$$

ρ_p – волновое сопротивление колебательного контура, образованного элементами C_{sn} и L_p , рассчитывается по следующей формуле:

$$\rho_p = \sqrt{\frac{L_p}{C_{sn}}};$$

ω_s – резонансная частота колебательного контура, образованного элементами C_{sn} и L_s , рассчитывается по следующей формуле:

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{C_{sn}L_s}};$$

ρ_s – волновое сопротивление колебательного контура, образованного элементами C_{sn} и L_s , рассчитывается по следующей формуле:

$$\rho_s = \sqrt{L_s/C_{sn}},$$

φ – сдвиг фазы напряжения на конденсаторе C_{sn} в момент времени t_3 :

$$\varphi = \text{atan}\left(\frac{\gamma T \rho_p}{L_p}\right);$$

k – коэффициент, характеризующий относительную длительность интервала времени t_{43} , равный

$$k = \frac{t_4 - t_3}{T} = C_{sn} \frac{U_{num} + \frac{U_{num} k_{tr}}{1 - \lambda}}{I_{1max} T};$$

λ – коэффициент, характеризующий соотношение ИРТ и индуктивности намагничивания трансформатора, рассчитывается по следующей формуле:

$$\lambda = \frac{L_s}{L_s + L_m}.$$

Процедура проектирования ОХП с LCDD-снаббером

Процедура проектирования подразумевает нахождение оптимального значения компонентов снабберной цепи, которые обеспечивают снижение динамических потерь и ограничение броска напряжения на силовом ключе. Далее представлены уравнения, совместное решение которых позволяет рассчитать параметры ОХП с LCDD-снаббером, удовлетворяющие поставленной цели.

Среднее значение мощности, потребляемой за период:

$$P_{in} = \frac{U_{пит}^2}{2L_p T} (\gamma^2 T^2) - \frac{C_{sn} (U_{Csn \max}^2 - U_{пит}^2)}{2T}.$$

Регулировочная характеристика ОХП, учитывающая индуктивность рассеяния трансформатора:

$$U_{вых}(\gamma) = \frac{U_{пит}(1-\lambda)\gamma}{k_{tr}(1-k-\lambda)}.$$

Максимальное напряжение на силовом транзисторном ключе S: $U_{S \max} = (1+m)(U_{пит} + k_{tr} \cdot U_{вых})$.

Максимальное значение напряжения на конденсаторе C_{sn} : $U_{Csn \max} = U_{вых} k_{tr} + \sqrt{\frac{\lambda L_p}{C_{sn}}} \cdot \frac{U_{num}}{L_p} \gamma T$.

Емкость снабберного конденсатора

$$C_{sn} = \frac{I_{1max}^2 \lambda \cdot L_p}{(U_{пит} - k_{tr} \cdot U_{вых})^2}.$$

Максимальное значение тока первичной обмотки трансформатора: $I_{1max} = \frac{U_{пит}}{L_p} \gamma T$.

Длительность интервала $t_3 - t_4$

$$t_{43} = \frac{C_{sn} \left(U_{пит} + \frac{k_{tr} \cdot U_{вых}}{1 - \lambda} \right) L_p}{\gamma \cdot T \cdot U_{пит}}.$$

Решение представленной системы уравнений позволяет получить пошаговую методику расчета обратного преобразователя с LCDD-снаббером.

Расчёт параметров трансформатора TV

Коэффициент трансформации:

$$k_{tr} = \frac{U_{пит} \cdot s + \sqrt{s^2 + 4 \cdot \gamma \cdot m^4 (1-\lambda)^2} \cdot (1-\gamma)}{2 \cdot m^2 \cdot U_{вых} (1-\lambda) \cdot (1-\gamma)},$$

где s – коэффициент, определяемый по формуле

$$s = \gamma \cdot \lambda + \gamma \cdot m^2 (1-\lambda)^2 - m^2 (1-\lambda) \cdot (1-\gamma).$$

Индуктивность первичной обмотки трансформатора:

$$L_p = \frac{\gamma^2 T U_{пит}^2 \lambda (U_{пит}^2 - k_{tr}^2 U_{вых}^2 - m^2 U_s - 2k_{tr} U_{вых} m U_s)}{2P_{in} m^2 U_s^2} + \frac{\gamma^2 T U_{пит}^2 m^2 U_s^2}{2P_{in} m^2 U_s^2},$$

где U_s – максимальное напряжение на силовом ключе без учета индуктивного выброса, определяемое по формуле $U_s = U_{пит} + k_{tr} \cdot U_{вых}$.

Индуктивность рассеяния трансформатора: $L_s = \lambda \cdot L_p$.

Тогда индуктивность намагничивания трансформатора $L_m = L_p (1-\lambda)$.

Индуктивность вторичной обмотки трансформатора $L_{sec} = \frac{L_p}{k_{tr}^2}$.

Максимальное значение тока, протекающего через первичную обмотку трансформатора

$$I_{1max} = \frac{U_{пит}}{L_p} \gamma T.$$

Действующее значение тока, протекающего через первичную обмотку трансформатора:

$$I_{1RMS} = I_{1max} \sqrt{\frac{\gamma}{3}}.$$

Максимальное значение тока, протекающего через вторичную обмотку трансформатора:

$$I_{2max} = \left[\frac{U_{пит}}{L_p} \gamma T - \frac{U_{вых} k_{tr}}{L_p (1-\lambda)} \frac{\pi}{2\omega_s} \right] \cdot k_{tr}.$$

Действующее значение тока, протекающего через вторичную обмотку трансформатора:

$$I_{2RMS} = I_{2max} \cdot \sqrt{\frac{1-\gamma-t_{43}}{3}}.$$

Расчёт параметров элементов LCDD-снаббера

Ёмкость конденсатора C_{sn}

$$C_{sn} = \frac{\gamma^2 T^2 \lambda U_{пит}^2}{L_p m^2 \cdot (U_{пит} + k_{tr} U_{вых})^2}.$$

Максимальное напряжение на конденсаторе C_{sn}

$$U_{C_{sn}max} = U_{вых} k_{tr} + \rho_s \cdot \frac{U_{пит}}{L_p} \gamma T.$$

Индуктивность дросселя L_{sn} : $L_{sn} = \frac{\gamma^2 T^2}{4\pi^2 \cdot C_{sn}}$.

Максимальный ток, протекающий через дроссель L_{sn} : $I_{L_{sn}max} = \frac{U_{C_{sn}max}}{\rho_{sn}}$.

Максимальное обратное напряжение на диоде VD1: $U_{VD1max} = U_{C_{sn}max} + U_{пит}$.

Максимальное обратное напряжение на диоде VD2: $U_{VD2max} = U_{пит}$.

Максимальное обратное напряжение на диоде VD3: $U_{VD3max} = U_{пит}$.

Расчёт параметров для выбора силового транзисторного ключа S

Максимальное значение тока через ключ S

$$I_{Smax} = \frac{U_{пит}}{L_p} \frac{\pi}{2\omega_{sn}} + \frac{U_{C_{sn}max}}{\rho_{sn}}.$$

Максимальное напряжение на ключе S

$$U_{Smax} = (1+m)(U_{пит} + U_{вых} k_{tr}).$$

Расчёт параметров для выбора выходного диода VD3

Максимальный ток через диод VD3

$$I_{VD3max} = I_{2max}.$$

Среднее значение тока через диод VD3

$$I_{VD3cp} = \frac{I_{2max} \gamma}{2}.$$

Максимальное обратное напряжение на диоде VD3

$$U_{VD3} = \frac{U_{пит} (1-\lambda)}{k_{tr}} + U_{вых}.$$

Расчёт параметров для выбора выходного конденсатора C_{out}

Ёмкость конденсатора C_{out}

$$C_{out} = \frac{\gamma P_{out}}{\Delta U_{out} \cdot U_{out} \cdot f}.$$

Среднеквадратичное значение тока через конденсатор C_{out} : $I_{C_{out}} = \sqrt{I_{2RMS}^2 + I_H^2}$.

Построение и исследование имитационной модели ОХП с LCDD-снаббером на идеальных элементах

Для проверки правильности разработанной методики расчёта ОХП с LCDD-снаббером была построена имитационная модель данного преобразователя в среде моделирования MATLAB Simulink (рис. 3).

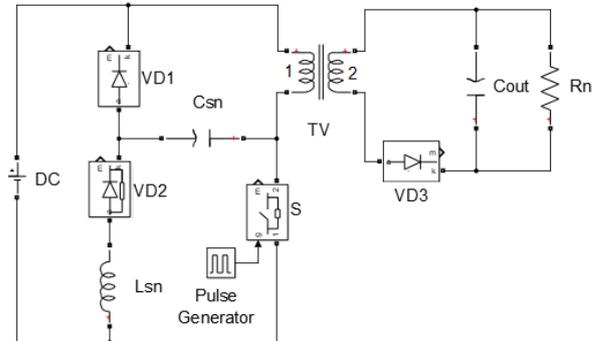


Рис. 3. Имитационная модель обратного преобразователя с LCDD-снаббером

Числовые значения параметров, использованные при моделировании обратного преобразователя с LCDD-снаббером на идеальных элементах, представлены в табл. 1.

Таблица 1

Значения параметров преобразователя с LCDD-снаббером

Входное напряжение $U_{вх}$, В	311
Выходное напряжение $U_{вых}$, В	50
Коэффициент полезного действия, %	95
Коэффициент трансформации k_{tr}	7,95
Индуктивность намагничивания L_m , мкГн	147,2
Индуктивность рассеяния L_s , мкГн	7,75
Ёмкость выходного конденсатора C_{out} , мкФ	55
Выходной резистор R_{out} , Ом	4,5
Конденсатор C_{sn} , нФ	18
Индуктивность L_{sn} , мкГн	33
Относительная длительность импульса γ	0,5
Частота переключения f , кГц	100

Временные диаграммы работы обратного преобразователя с LCDD-снаббером представлены на рис. 4.

Сравнение и анализ полученных результатов

Результаты имитационного моделирования и результаты расчетов по ранее представленным формулам сведены в табл. 2, после чего проведен их сравнительный анализ.

Процентное отношение полученных результатов, определялось как процентное отношение параметра, измеренного на модели к расчётному параметру. Из табл. 2 следует, что отклонение результатов моделирования от расчетных результатов составляет не более 5%, что является хорошим результатом. Испытания имитационной модели подтверждают корректность разработанной методики и обосновывают ее применение при проектировании

ОХП с LCDD-снаббером с обычной для практики точностью.

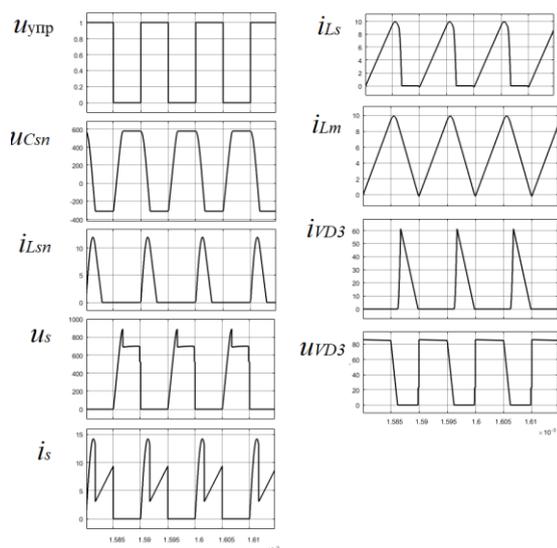


Рис. 4. Временные диаграммы ОХП с LCDD-снаббером на идеальных элементах

Выводы

В работе предложена методика расчета ОХП со снаббером без рассеяния энергии, позволяющая аналитически рассчитать элементы силовой схемы преобразователя, обеспечивающая совпадение токов и напряжений с точностью около 5%.

К достоинствам предлагаемого преобразователя относятся его простота, наличие гальванической развязки, низкие динамические потери в силовом ключе.

Литература

1. Muhammad Arif Sharafat Ali, Khawaja Khalid Mehmood, Ji-Kyung Park, Chul-Hwan Kim. Transient and Steady-State Analysis of Flyback Converter with Non-Dissipative LC Snubber (2017) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.ipstconf.org/papers/Proc_IPST2017/17IPST076.pdf (дата обращения: 25.04.2020).

2. Дубина А.А., Грезева А.Е., Стрельников П.А., Семенов В.Д. Обратногоходовой преобразователь с мягкой коммутацией силового ключа и коррекцией коэффициента мощности: сб. избранных статей научной сессии ТУСУР, Томск, 13–30 мая 2020 г.: в 2 ч. – Томск: В-Спектр, 2020. – Ч. 1. – С. 196–201.

Таблица 2

Значения параметров, полученных при моделировании и расчёте ОХП с LCDD-снаббером

Параметры	Моделирование	Расчёт	Процентное отношение
I_{1max}, A	9,89	9,59	0,97
I_{2max}, A	61,24	64,47	0,95
U_{Csnmax}, B	578,6	610,1	0,95
I_{Lsnmax}, A	11,96	12,63	0,95
U_{Smax}, B	889,5	921,05	0,97
I_{Smax}, A	14,22	15,04	0,95
I_{VD3}, A	61,24	64,47	0,95
U_{VD3}, B	85,8	87,16	0,98
U_{VD1}, B	888,4	921,1	0,96
U_{VD2}, B	311	311	1

Дубина Анастасия Александровна

Магистрант каф. ПрЭ ТУСУРа
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Эл. почта: nastya05_99@mail.ru

Грезева Александра Евгеньевна

Магистрант каф. ПрЭ ТУСУРа
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Эл. почта: aleksandrag98@mail.ru

Стрельников Павел Александрович

Аспирант каф. ПрЭ ТУСУРа
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Эл. почта: spa@ie.tusur.ru

Семенов Валерий Дмитриевич

Канд. техн. наук, профессор каф. ПрЭ ТУСУРа
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Эл. почта: svd@ie.tusur.ru

УДК 621.396.41

М.П. Сухоруков, Д.С. Торгаева, А.Г. Юдинцев, В.М. Рулевский

Цифровая система управления энергопреобразующей аппаратурой высоковольтных систем электропитания космических аппаратов

Приводятся результаты экспериментальных исследований макета системы электропитания автоматического космического аппарата с цифровой системой управления, обеспечивающей стабилизацию выходного напряжения в диапазоне (100 ± 1) В.

Ключевые слова: космический аппарат, система электропитания, цифровая система управления, удельные энергетические характеристики.

Одной из важнейших бортовых систем космического аппарата (КА) является система электропитания (СЭП), которая представляет собой совокупность первичных и вторичных источников тока, аппаратуры преобразования энергии и стабилизации выходного напряжения с необходимой автоматикой контроля и управления [1].

В качестве первичных источников энергии наибольшее применение находят солнечные батареи (СБ), а в качестве накопителей энергии для питания бортовых потребителей энергии на теневых участках орбиты и при пиковых нагрузках обычно используются аккумуляторные батареи (АБ). Аппаратура регулирования и контроля, включающая в свой состав как требуемый набор энергопреобразующих устройств, так и необходимые устройства контроля параметров СЭП, согласовывает работу СБ, АБ и нагрузки. При изменении освещенности СБ и деградации характеристик СБ и АБ она обеспечивает заданное качество выходного напряжения в установившихся и переходных режимах, реализацию оптимальных алгоритмов управления режимами заряда-разряда АБ и оптимальное использование СБ. В качестве первичного источника при проектировании долгоресурсных КА, как правило, выбираются СБ на основе кремниевых или арсенид-галлиевых фотоэлементов, а в качестве накопителей энергии – аккумуляторные батареи (никель-водородные, никель-кадмиевые, никель-металлогидридные, литий-ионные) [2]. Совершенствование СЭП прежде всего зависит от улучшения характеристик бортовых источников энергии (СБ, АБ), составляющих 70–80% её массы. Однако даже при самых совершенных источниках СЭП в целом может обладать неудовлетворительными характеристиками из-за нерационального использования их возможностей [3].

Условия работы КА обуславливают необходимость определения оптимального варианта построения СЭП и заставляют разработчиков искать оригинальные технические решения, позволяющие повысить эффективность генерирования и преобразования энергии, надёжность и ресурс СЭП, а также уменьшить её массу.

Применение сложных адаптивных алгоритмов управления энергопреобразующими модулями СЭП КА приводит к увеличению сложности ее реализа-

ции с помощью аналоговых компонентов, а следовательно, к увеличению массогабаритных показателей, ухудшению энергетических характеристик и надёжности СЭП КА. Поэтому становится очевидным, что для создания конкурентоспособных СЭП КА применение аналоговых систем управления становится нецелесообразным.

На ранних этапах были проработаны различные варианты технических решений [4–7], разработаны имитационные модели энергопреобразующей аппаратуры (ЭПА) и системы управления. На основании полученных результатов разработаны и изготовлены макетные образцы системы электропитания автоматического космического аппарата мощностью 2,5 кВт с цифровой системой управления.

В состав ЭПА входят: 4 модуля стабилизации напряжения, включающих каналы преобразования энергии от солнечных батарей и аккумуляторных батарей, фильтр шины 100 В (Ф100), а также цифровую систему управления. Канал преобразования энергии АБ разработан на основе мостовой вольтодобавочной инверторно-трансформаторной схемы [8]. Канал преобразования энергии БС разработан на основе двухфазной схемы непосредственного преобразователя напряжения повышающего типа с коммутационными дросселями.

Испытания разработанной ЭПА проводились при нормальных условиях в соответствии со структурной схемой, представленной на рис. 1. К силовым входам ЭПА подключены один имитатор АБ (ИАБ) и два имитатора БС (ИБС). На выход ЭПА подключен имитатор переменной частотно-регулируемой нагрузки ИПЧН-100 для имитации сброса / наброса тока нагрузки.

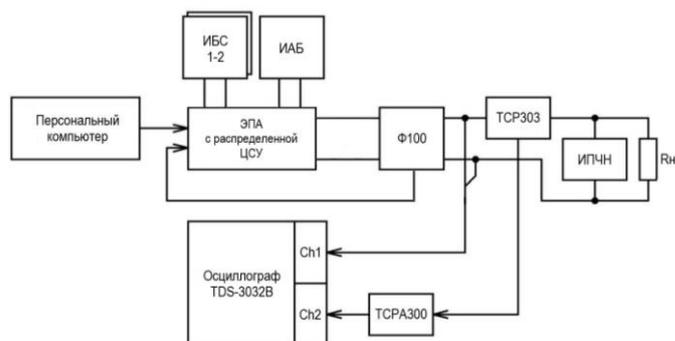


Рис. 1. Схема испытаний ЭПА

В ходе проведения экспериментальных исследований получены статические и динамические характеристики работы ЭПА с цифровой системой управления, в том числе: пульсации выходного напряжения ЭПА при работе на активную нагрузку; переходные процессы выходного напряжения ЭПА при пульсации тока нагрузки без изменения режима работы ЭПА; переходные процессы выходного напряжения ЭПА при изменении режимов его работы.

Оценка пульсаций выходного напряжения ЭПА произведена при параметрах, представленных в табл. 1.

Таблица 1

Параметры для измерения пульсаций выходного напряжения ЭПА при работе на активную нагрузку

Характеристика	Значение
Режим работы ЭПА	PM БС+ЗУ
Напряжение холостого хода имитатора БС, В	110
Ток короткого замыкания имитатора БС, А	4,7*8
Напряжение имитатора АБ, В	85
Задатчик тока заряда АБ, А	4*4
Сопротивление «ИПЧН-100», Ом	11,11
Амплитуда пульсаций выходного напряжения ЭПА, В	1

Осциллограмма переходных пульсаций выходного напряжения ЭПА показана на рис. 2, при этом первый канал осциллографа отображает выходное напряжение ЭПА, а второй канал осциллографа отображает выходной ток ЭПА.

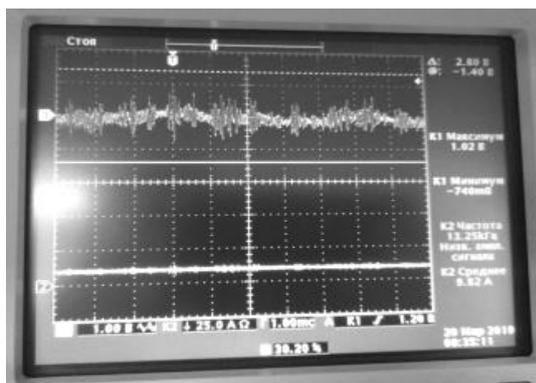


Рис. 2. Пульсации выходного напряжения ЭПА

Из анализа осциллограммы следует, что пульсации выходного напряжения ЭПА при работе на активную нагрузку не превышают 1 В, что удовлетворяет требованиям, предъявляемым к современной энергопреобразующей аппаратуре высоковольтных систем электропитания космических аппаратов.

Оценка переходных процессов выходного напряжения ЭПА в режиме режима регулирования мощности солнечной батареи произведена при параметрах, представленных в табл. 2.

Осциллограмма переходных процессов представлена на рис. 3, при этом первый канал осциллографа отображает выходное напряжение ЭПА по переменному току, а второй канал осциллографа отображает выходной ток ЭПА.

Таблица 2

Параметры для измерения переходных процессов выходного напряжения ЭПА при пульсации тока нагрузки без изменения режима работы ЭПА

Характеристика	Значение
Напряжение холостого хода имитатора БС, В	110
Ток короткого замыкания имитатора БС, А	4,7*8
Напряжение имитатора АБ, В	96
Сопротивление постоянной нагрузки, Ом	71
Сопротивление «ИПЧН-100», Ом	5,55
Величина сброса/наброса тока нагрузки, А	18
Время спада/нарастания тока нагрузки, мкс	6
Максимальное напряжение переходного процесса, В	2,8
Длительность переходного процесса, мс	4

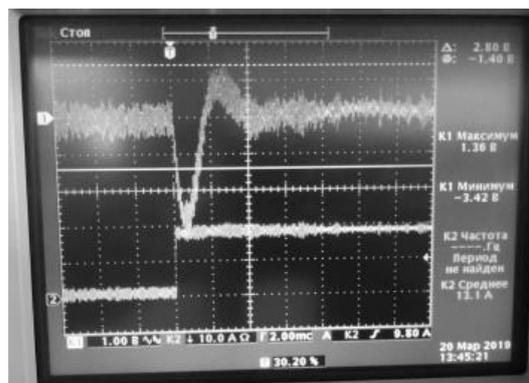


Рис. 3. Переходный процесс выходного напряжения ЭПА

Из анализа осциллограммы следует, что пульсации выходного напряжения ЭПА при работе на активную нагрузку не превышает 1 В.

Оценка переходных процессов выходного напряжения ЭПА режима регулирования мощности солнечной батареи в режим разряда проводилась при параметрах, представленных в табл. 3.

Таблица 3

Параметры эксперимента для измерения переходных процессов выходного напряжения ЭПА при изменении режимов его работы

Характеристика	Значение
Напряжение холостого хода имитатора БС, В	110
Ток короткого замыкания имитатора БС, А	2,5*8
Напряжение имитатора АБ, В	90
Сопротивление постоянной нагрузки, Ом	16,66
Сопротивление «ИПЧН-100», Ом	5,55
Величина сброса/наброса тока нагрузки, А	18
Время спада/нарастания тока нагрузки, мкс	6
Максимальное напряжение переходного процесса, В	4,28
Длительность переходного процесса, мс	3,5

Из анализа осциллограммы следует, что длительность переходных процессов изменения выходного напряжения не превышает 4 мс, а максимальное напряжение переходного процесса 5 В, что удовлетворяет требованиям предъявляемых к энергопреобразующей аппаратуре высоковольтных систем электропитания космических аппаратов.

Выводы

Результаты экспериментальных исследований статических, динамических характеристик энергопреобразующей аппаратуры высоковольтных систем электропитания автоматических космических аппаратов выходной мощностью 2,5 кВт с цифровой системой управления соответствуют требованиям, предъявляемым к современной ЭПА высоковольтных СЭП КА.

Статья подготовлена в рамках выполнения работы FEWM-2020-0046 «Фундаментальные основы и методология создания высокоэффективного энергопреобразования для систем космического и морского назначения на базе интеллектуальных силовых модулей сверхвысокой степени интеграции».

Литература

1. Шиняков Ю.А. Выбор структуры систем электропитания низкоорбитальных космических аппаратов / Ю.А. Шиняков, А.С. Гуртов, К.Г. Гордеев, С.В. Ивков // Вестник Самар. гос. аэрокосмического ун-та. – 2010. – № 1(21). – С. 103–113.
2. Алферов Ж.И. Тенденции и перспективы развития солнечной фотоэнергетики / Ж.И. Алферов, В.М. Андреев, В.Д. Румянцев // Физика и техника полупроводников. – 2004. – Т. 38, вып. 8. – С. 937–948.
3. Источники энергии систем электроснабжения космических аппаратов / М. В. Лукьяненко, М.М. Лукьяненко, А.Н. Ловчиков, А.Б. Базилевский; Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. – Красноярск, 2008. – 174 с.
4. Школьный В.Н., Семенов В.Д., Кабилов В.А., Сухоруков М.П., Торгаева Д.С. Методика синтеза цифрового регулятора для канала преобразования энергии солнечной батареи в системе электропитания космического аппарата // Сибирский журнал науки и технологий. – 2019. – Т. 20, № 1. – С. 74–86.
5. Soldatov A., Shinyakov J., Sukhorukov M. Digital control systems for power supplies of space vehicles // MATEC Web of Conferences. – 2018. – P. 01030.
6. Kabirov V.A., Vintonyak N.P., Tyunin S.S., Borodin D.B., Semenov V.D., Shinyakov Yu.A. Analysis of structures of energy conversion complexes of spacecraft power supply systems in development of their digital control systems // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. The

conference proceedings ISPCIEТ 2019. Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education «Yaroslavl-the-Wise Novgorod State University». – 2019. – P. 012022.

7. Винтоняк Н.П., Семенов В.Д., Тюнин С.С., Бородин Д.А., Шиняков Ю.А. Резервированная цифровая система автоматического регулирования автономного энергопреобразующего комплекса с реконфигурируемой иерархической структурой // Электронные средства и системы управления: матер. докл. Междунар. науч.-практ. конф. – 2019. – Т. 1, № 1-1. – С. 141–144.

8. Сухоруков М.П. Модуль заряда аккумуляторных батарей для космического применения / М.П. Сухоруков, В.Н. Школьный, Ю.А. Шиняков и др. // Доклады ТУСУР. – 2017. – № 1 (20). – С. 121–125.

Сухоруков Максим Петрович

Зав. лаб. цифровых систем управления
НИИ космических технологий ТУСУРа
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 90-01-06
Эл. почта: max_sukhorukov@mail.ru

Торгаева Дарья Сергеевна

М.н.с. лаб. цифровых систем управления
НИИ космических технологий ТУСУРа
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: + 7-923-425-70-35
Эл. почта: belial1349@mail.ru

Юдинцев Антон Геннадьевич

Канд. техн. наук, доцент каф. компьютерных систем в управлении и проектировании КСУП ТУСУРа,
директор НИИ АЭМ
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 41-47-17
Эл. почта: anton.g.iudintsev@tusur.ru

Рулевский Виктор Михайлович

Канд. техн. наук, доцент, ректор ТУСУР
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 51-05-30
Эл. почта: rector@tusur.ru

УДК 621.314.1

А.И. Дёмко, О.Ю. Семенов

Универсальный источник электропитания автономных приборов с длительным временем работы

Описан универсальный источник электропитания автономных приборов, рассчитанный на длительное время эксплуатации в сложных метеорологических условиях. Универсальный источник содержит как невозобновляемые и возобновляемые источники энергии, так и солнечные батареи. Универсальность определяется возможностью простой адаптации под требования энергопотребления автономного прибора по току, напряжению, режиму и общей длительности работы. Предусмотрена возможность местной и дистанционной диагностики работы источника питания. Учтена возможность пассивации используемых батарей.

Ключевые слова: источник электропитания, батарея, аккумулятор, суперконденсатор, солнечная батарея, управляющий микроконтроллер.

Возрастающие потребности различных сфер жизнедеятельности человека и возможности электроники, включая наличие энергоэкономичных микроконтроллеров, требуют создания и со своей стороны создают возможности для новых способов обеспечения электропитания приборов и систем. Всё больше устройств переходят в статус автономной работы, что требует обеспечения их энергоёмкими малогабаритными источниками электропитания. Увеличение времени необслуживаемой работы (от нескольких месяцев до нескольких лет) обеспечивает принципиально новые параметры обычных приборов и систем.

Для нефтегазового комплекса и метеорологических служб разрабатываются автономные метеорологические приборы (газосигнализаторы, уровнемеры, метеодатчики) для длительной необслуживаемой работы при температурах от -40 до $+50$ °С. Параметры требуемого электропитания во многих случаях получаются следующими: питающее напряжение 2–5 В (в некоторых случаях с требованиями стабилизации), потребляемый ток 0,1–30 мА, как правило, импульсного вида при среднем токе 0,2–1,5 мА и времени непрерывной необслуживаемой работы до нескольких лет [1–4].

Рассмотрим универсальный источник электропитания, разработанный для использования в составе автономных уровнемеров мониторинга нефтепродуктов в резервуарах [5].

Универсальный источник питания (УИП) состоит (рис. 1) из невозобновляемого источника энергии (батареи), возобновляемых источников энергии (аккумулятора и суперконденсатора) и солнечной батареи, объединённых коммутатором. Обеспечение выходных параметров и сервисных функций определяется радиомодемом, схемой управления, повышающим и выходным стабилизаторами [6]. Двухступенчатая схема стабилизации применена для обеспечения требуемой стабильности выходного напряжения и высокого КПД при изменении напряжения первичных источников (в большей степени это относится к солнечной батарее и суперконденсатору) в широких пределах (0,5–6 В).

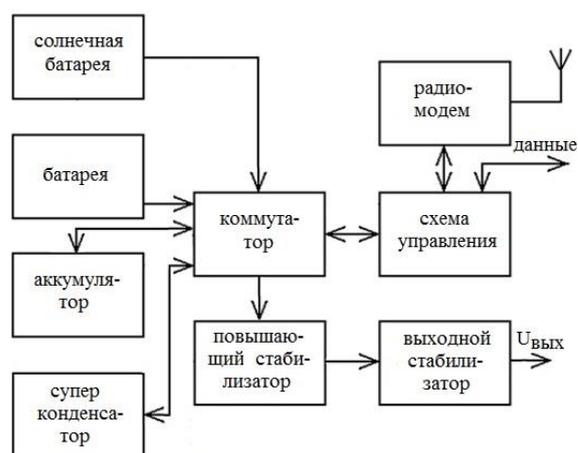


Рис. 1. Универсальный источник питания

Разработанный и изготовленный универсальный источник питания для уровнемера имеет следующие эксплуатационные параметры:

- мощность солнечных батарей – 1 Вт;
- ёмкость батарей – 68 Ач (4 элемента SAFT типоразмера D);
- ёмкость аккумулятора 2,6 Ач;
- ёмкость суперконденсатора – 200 Ф;
- номинальное выходное напряжение – 3,3 В (допустимые отклонения не более 5%);
- средний ток нагрузки – 1,0 мА;
- импульсный ток нагрузки – 100 мА;
- рабочая температура – от -40 до $+60$ °С;
- срок эксплуатации – 6 лет.

Алгоритм работы универсального источника питания (рис. 2) определяется схемой управления, реализованной с помощью микроконтроллера серии MSP430, обеспечивающего следующие функции [7, 8]:

- измерение напряжений батареи, аккумулятора, суперконденсатора и солнечной батареи;
- управление работой коммутатора, подсоединяющего один из первичных источников к повышающему стабилизатору;
- управление режимами заряда аккумулятора и суперконденсатора;
- выдача оперативной информации о режиме работы универсального источника питания и о прогнозе

оставшегося времени работы посредством проводного интерфейса или (при необходимости) радиомодема.

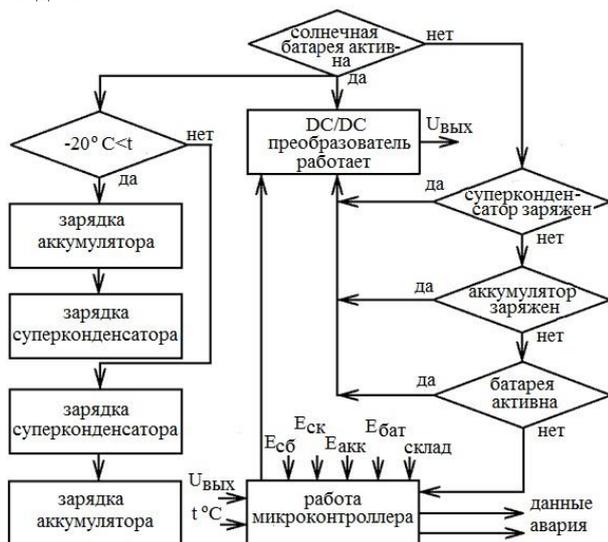


Рис. 2. Алгоритм работы универсального источника питания

Днём работа УИП происходит от солнечной батареи; от солнечной батареи происходит заряд аккумулятора и суперконденсатора [9, 10].

При отрицательной температуре эффективность заряда и энергоотдача аккумулятора ухудшаются, поэтому производится измерение температуры в объёме блока УИП: при отрицательных температурах энергия солнечной батареи направляется преимущественно на питание электронных схем и заряд суперконденсатора. В пасмурную погоду и ночью питание производится от суперконденсатора, а при его разряде – от аккумулятора, если последний заряжен. При расходовании энергии суперконденсатора и аккумулятора происходит переключение на питание от батареи (поочерёдно от каждой из батарей, если их несколько). Время работы от каждого из элементов учитывается для расчёта прогноза ресурса работы.

Предусмотрена возможность выдачи на технологический разъём и радиомодем сигнала «Авария», который передаётся за определённое время (значение времени вводится при начальном программировании) до полного исчерпывания ёмкости батарей.

В универсальном источнике используется отдельная батарея для работы микроконтроллера в течение месяца (режим микропотребления), что обеспечивает безотказную работу устройства при диагностике и замене первичных источников. Кроме этого, реализован режим «Склад»: отключение источников энергии от стабилизаторов, исключающее их разряд с момента производства до ввода в эксплуатацию. Имеется технологический разъём для заряда суперконденсатора и аккумулятора от внешнего источника питания после сборки схемы. Этот же разъём позволяет считывать параметры и статистику работы УИП.

На рис. 3 приведена информация, считываемая по проводному интерфейсу с технологического разъёма.

Универсальный Источник Питания									
Файл Конфигурация Калибровка									
Серийный номер	00000009			Чтение					
Версия ПО	01.07.07.05			Чтение					
U bat1	0,000	Fail							
U bat2	3,647	Ok							
U bat3	0,000	Fail							
U bat4	0,000	Fail							
U acc	4,162	Ok	DisCh + NoCh	4					
U ion	0,776	Ok	Charge	7 / 274					
U sys	3,936								
U sys_sol	3,901	Ok							
U bat c	3,901		Ion + Sol						
U DCDC	3,916								
U 3.3 V	3,298								
U 3.7 V	3,832								
U MCU	3,310								
T MCU	22,65								
RunTime	4535								
Alarm	No								
Stock	In use								

Рис. 3. Диагностическое окно УИП

В таблице диагностического окна отображаются значения напряжений в разных точках схемы УИП, статус возобновляемых источников энергии и признак аварии. Кроме этого, индицируется, от какого первичного источника в данный момент осуществляется работа стабилизаторов.

В УИП использованы литиевые аккумулятор и батареи [11–13], обладающие высокой энергетической ёмкостью, хорошими массогабаритными параметрами, большим временем хранения и числом циклов заряд/разряд (для аккумулятора). При длительном хранении литиевой батареи между её электродами возникает окисная плёнка (пассивация), что уменьшает напряжение на клеммах батареи и её электрическую ёмкость. Микроконтроллер по внутреннему сопротивлению выявляет наличие пассивации и, при необходимости, производит депассивацию с помощью специальной схемы, что обеспечивает поддержание высокой работоспособности литиевой батареи многие годы [14–16].

Параметры УИП определяются эффективностью работы DC/DC преобразователей, энергопотреблением вспомогательных схем и режимом нагрузки. Оптимизация схемы обеспечила высокую экономичность (собственное энергопотребление 60 мкА), что за один год требует расходование дополнительных 0,5 Ач.

Зависимость КПД УИП от потребляемого тока при фиксированном напряжении первичного источника представлена на рис. 4.

Максимальный КПД (около 80%) обеспечивается для первичного источника с электродвижущей силой 4,2 В при потребляемом токе 3–15 мА, что соответствует энергопотреблению радиомодемов. При уменьшении входного напряжения стабилизаторов (режим питания от суперконденсатора, максимальное напряжение которого 2,7 В) КПД снижается. Снижение КПД при малых токах не имеет существенного значения, так как в паузах потребляемый ток уменьшается до 100 мкА и менее.

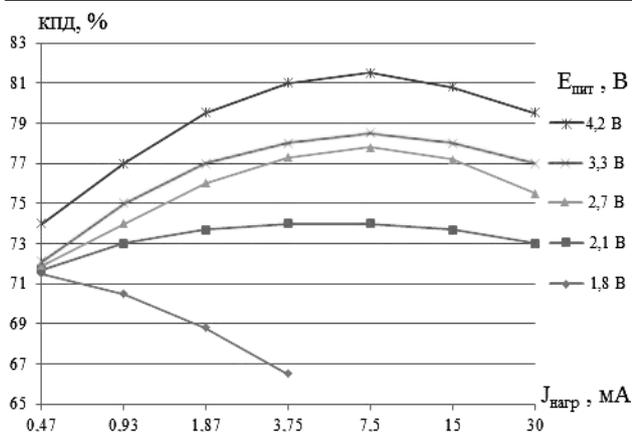


Рис. 4. Зависимость КПД от потребляемого тока

Суточные зависимости напряжения на суперконденсаторе от времени за четыре дня приведены на рис. 5 (регион ХМАО, август 2020 г., восход – 4 ч 58 мин; закат – 19 ч 25 мин). Зависимости соответствуют отсутствию прямых солнечных лучей, падающих на солнечные батареи: при этом максимальное напряжение достигается в районе 17 ч (до этого времени солнечная батарея как питает нагрузку, так и заряжает суперконденсатор), после чего энергия суперконденсатора используется для питания нагрузки вплоть до 6 ч утра. Минимальное рабочее напряжение суперконденсатора, обеспечивающего работу стабилизаторов, составляет около 0,5 В. Из приведённых зависимостей следует, что в летнее время (солнечно или переменная облачность) используется энергия суперконденсатора и солнечной батареи и лишь в пасмурную погоду по ночам используется энергия, запасённая аккумулятором [17, 18].

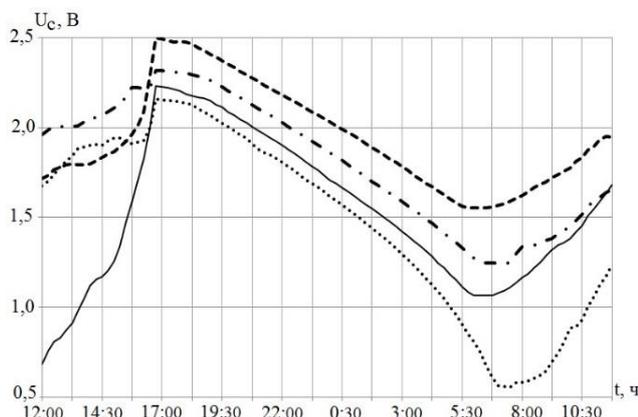


Рис. 5. Суточные зависимости напряжения на суперконденсаторе от времени

Внешний вид источника питания представлен на рис. 6.

Внутренний объём УИП залит компаундом (защита типа «т»), выходные цепи искробезопасные (ток не более 300 мА при напряжении 3,3 В). Предусмотрено три ступени защиты по току и напряжению для выходных цепей. Эти меры обеспечивают возможность эксплуатации УИП во взрывоопасной зоне класса 0.

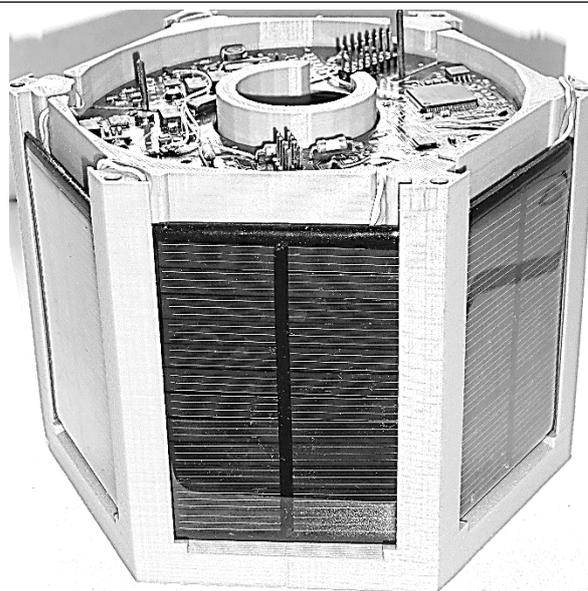


Рис. 6. Внешний вид УИП

Электронная часть УИП помещена в шестигранный корпус, по периметру которого установлены солнечные панели, которые могут быть покрыты прозрачным поликарбонатом. В верхней части конструкции может быть размещена антенна радиомодема, закрытая диэлектрическим кожухом.

Структура и возможности этого универсального источника электропитания позволяют достаточно просто без существенных изменений адаптировать его применительно ко многим другим автономным приборам: без изменения схемы можно изменять тип и число батарей, параметры аккумулятора, суперконденсатора и солнечной батареи, алгоритм связи с внешними устройствами.

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. Гуревич Ю.Е., Кабиков К.В. Особенности электропитания, ориентированного на бесперебойную работу промышленного потребителя. – М.: Элекс-КМ, 2005 (ППП Тип. Наука). – 407 с.
2. Нижниковский Е.А. Источники автономного электропитания для работы в экстремальных условиях // Рос. хим. ж. (Ж. Рос. хим. об-ва им. Д.И. Менделеева). – 2006. – № 5. – С. 102–112.
3. Ушаков В.Я. Возобновляемая и альтернативная энергетика: ресурсосбережение и защита окружающей среды. – Томск: СПБ Графикс, 2011. – 137 с.
4. Пат. 134317. Российская Федерация, МПК7 G01F 23/28. Магнитострикционный уровеньмер / А.И. Демко, С.А. Радомский; заяв. и патентообл. ООО «Средства автоматизации Радомского и Компании». – № 2013119114/28; заявл. 24.04.2013; опубл. 10.11.2013, Бюл. № 31. – 2 с.
5. Дёмко А.И., Радомский С.А. Сеть сбора метрологических данных системы дистанционного контроля параметров жидкости в резервуарах // Т-Comm. Телекоммуникации и транспорт. – 2014. – Т. 8, № 3. – С. 19–22.

6. Пат. 2615985 Российская Федерация, МПК7 H02S 10/10, H02J 7/04. Автономный интеллектуальный источник питания / А.И. Дёмко, Б.А. Петров, С.А. Радомский; заяв. и патентообл. ООО «Беспроводные и измерительные технологии». – № 2016106024; заявл. 24.02.2016; опубл. 02.04.2017, Бюл. № 11. – 2 с.

7. Jaysree K.S., Ezhilarasan G., Monish K., Arundhilipan V., Sumalatha G. Battery Less Power Conditioner Using a Super Capacitor // J. Sci. Eng. Res. – 2014. – No. 5. – P. 214–218.

8. Св-во о гос. регистрации программы для ЭВМ № 2019665887. Встроенная программа для работы микропроцессорного интеллектуального устройства источника питания с солнечными батареями / А.И. Дёмко, И.А. Дёмко, О.Ю. Семенов; заяв. и правообл. БУ ВО СурГУ. – Заявл. 07.10.2019; опубл. 02.12.2019. – 1 с.

9. Kollimalla S.K., Mishra M.K., Narasamma N.L. Design and Analysis of Novel Control Strategy for Battery and Supercapacitor Storage System // IEEE Trans. Sustain. Energy. – 2014. – No. 5. – P. 1137–1144.

10. Ганиев М.И., Дёмко А.И., Семенов О.Ю. Использование суперконденсаторов в автономных источниках питания / Междунар. науч.-практ. семинар «Проблемы повышения энергоэффективности в северных регионах нефтегазовой отрасли России», 4–5 апр. 2019 г. – Нижневартовск: изд-во Нижневарт. гос. ун-та, 2019. – С. 59–64.

11. SAFT. Аккумуляторы Li-ION. Элементы литиевые. Справочная информация. – URL: <http://www.sbatteories.ru/manual/manuals.php#liion> (дата обращения: 01.09.2020).

12. Литиевые элементы питания «Tadiran». Каталог. – URL: http://www.platan.ru/docs/pdf/tadiran_2014.pdf (дата обращения: 01.09.2020).

13. Руководство по установке блока контроля аккумуляторных батарей. – URL: <https://www.eltek.ru/media/documentation/datasheet/other/can-nodes/blok-kontrolja-akb-perevod-pdf.pdf> (дата обращения: 01.09.2020).

14. Дёмко А.И., Семенов О.Ю. Электропитание автономных приборов // Техника и технология нефтехимического и нефтегазового производства: матер. 9-й Междунар. науч.-техн. конф.; Омск, 26–28.02 2019 г. – Омск: Изд-во ОмГТУ, 2019. – 193 с.

15. Feckl F. Energy Buffering for Long-Life Battery Applications Reference Design. Low Power DC/DC, ALPS. Advanced Low Power Solutions. Texas Instruments. – URL: <http://www.ti.com/tool/pmp9753> (дата обращения: 01.09.2020).

16. Dyomko A.I., Semenov O.Yu., Churilova I.N. Quasi-optimal processing simulation of ultrasonic signals Journal of Physics: Conference Series. IOP Publishing 1488 (2020) 012004. DOI:10.1088/1742-6596/1488/1/012004.

17. Пушкарев О. Как достичь максимального времени работы беспроводного узла с автономным питанием // Новости электроники. – 2015. – № 2 (136). – С. 27–31.

18. Дёмко А.И., Семенов О.Ю. Интеллектуальный источник // Техника и технология нефтехимического и нефтегазового производства: матер. 10-й Междунар. науч.-техн. конф. – 2020. – С. 231–232.

Дёмко Анатолий Ильич

Канд. техн. наук, доцент каф. радиоэлектроники и электроэнергетики (РЭиЭ),
в.н.с. научно-образовательного центра (НОЦ)
Политехнического института (ПИ)
Сургутского государственного университета (СурГУ)
ORCID: 0000-0003-0747-0294
Ленина пр-т, д. 1, г. Сургут, Россия, 628412
Тел.: +7 (346-2) 76-31-24, +7-922-440-24-88
Эл. почта: dai321@mail.ru

Семенов Олег Юрьевич

Канд. физ.-мат. наук, доцент каф. РЭиЭ,
в.н.с. НОЦ ПИ СурГУ
ORCID: 0000-0002-3553-7356
Ленина пр-т, д. 1, г. Сургут, Россия, 628412
Тел.: +7 (346-2) 76-31-24
Эл. почта: ous.tutor.phinma@mail.ru

Секция 9

ПЛАЗМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель секции – *Окс Ефим Михайлович*, зав. каф. физики, д-р техн. наук, профессор

УДК 537.533

И.Ю. Бакеев

Функционирование тлеющего разряда с полым катодом в продольном магнитном поле форвакуумного плазменного источника электронов

Рассмотрено влияние продольного магнитного поля в разрядно-эмиссионной системе форвакуумного плазменного источника электронов на характеристики и параметры тлеющего разряда с полым катодом: условия зажигания эффекта полого катода, параметры плазмы на оси катодной полости и напряжение горения тлеющего разряда.

Ключевые слова: плазменный источник электронов, разряд с полым катодом, продольное магнитное поле, эмиссия электронов из плазмы, форвакуумная область давлений.

Технологии электронно-пучковой модификации материалов обладают повышенным спросом благодаря способности электронных пучков передавать энергию в локальную область обрабатываемой поверхности [1]. При этом обеспечение малого сечения электронного пучка наряду с высокой удельной мощностью открывает новые возможности, связанные с прецизионной обработкой, к которой можно отнести сверление отверстий, фрезерование пазов и щелей сложной конфигурации и др. [2]. Традиционной для электронно-лучевых технологий является обработка металлических изделий, так как обработка диэлектриков затруднена необходимостью принятия специальных мер для нейтрализации зарядки электронным пучком электрически непроводящей поверхности диэлектрика [3].

Форвакуумные плазменные источники электронов [4], основанные на разряде с полым катодом, способны производить генерацию электронного пучка непосредственно в области повышенных давлений рабочего газа от единиц до десятков паскалей. Данная способность выгодно отличает форвакуумные плазменные источники, так как при распространении электронного пучка при повышенных давлениях реализуются условия для эффективной генерации пучковой плазмы, способной компенсировать накапливаемый на диэлектрической поверхности заряд [5]. Это открывает возможности непосредственной электронно-лучевой обработки высокотемпературных диэлектриков (керамик и стекло) [6–9]. Несмотря на рассеяние электронов пучка на молекулах рабочего газа, несомненно, затрудняющее фокусировку пучка, форвакуумные плазменные ис-

точники к настоящему времени способны генерировать электронный пучок диаметром в кроссовере менее 1 мм и плотностью мощности 10^6 Вт/см² [10, 11]. Достижение указанных параметров электронного пучка открыло новые возможности локальной резки диэлектриков с рекордной к настоящему времени глубиной в несколько сантиметров [12].

При стремлении к дальнейшему повышению удельной мощности электронного пучка форвакуумного плазменного источника встает вопрос о слоевой стабилизации плазменной границы в эмиссионном канале. Повышение ускоряющего напряжения свыше 30 кВ для этих целей исчерпало свои возможности из-за нарушения электрической прочности ускоряющего напряжения при столь высоких давлениях рабочего газа. В одной из более ранних работ [13] коллектива авторов данной статьи, было показано, что улучшение стабилизации границы эмиссионной плазмы в канале может быть достигнуто продольным магнитным полем, и продемонстрировано повышение электрической прочности и тока эмиссии при его использовании.

Наличие магнитного поля в разрядной системе с полым катодом, в свою очередь, существенно влияет на процессы функционирования разряда. Так как в форвакуумных плазменных источниках электронов горение тлеющего разряда зависит не только от процессов в разрядном промежутке, а также сильное влияние оказывает поток обратных ионов из пучковой плазмы и ускоряющего промежутка [14], то изучение процессов функционирования разряда с полым катодом в магнитном поле в форвакуумной области давлений требует дополнительного изучения.

Таким образом, цель настоящей работы заключалась во всестороннем исследовании характеристик и параметров плазмы разряда с полым катодом в продольном магнитном поле форвакуумного плазменного источника электронов: параметров зажигания разряда с полым катодом, напряжения горения, параметров плазмы на оси.

Методика и техника эксперимента

Форвакуумный плазменный источник 1 сфокусированного электронного пучка устанавливался на вакуумной камере, оборудованной лишь одной ступенью механической откачки. Схематично расположение функциональных элементов источника электронов, систем отклонения и фокусировки, а также оборудования для диагностики параметров плазмы представлено на рис. 1.

Принцип работы электронного источника основан на эмиссии электронов из плазмы 2 стационарного тлеющего разряда с полым катодом 3 через одиночный эмиссионный канал, выполненный в эмиссионном электроде 4, запрессованном в центральной области анода 5. Ускорение электронов производилось электрическим полем ускоряющего промежутка, образованного анодом 5 и экстрактором 6. Подробно конструкция и принцип работы форвакуумного плазменного источника электронов сфокусированного электронного пучка изложены в [11, 12].

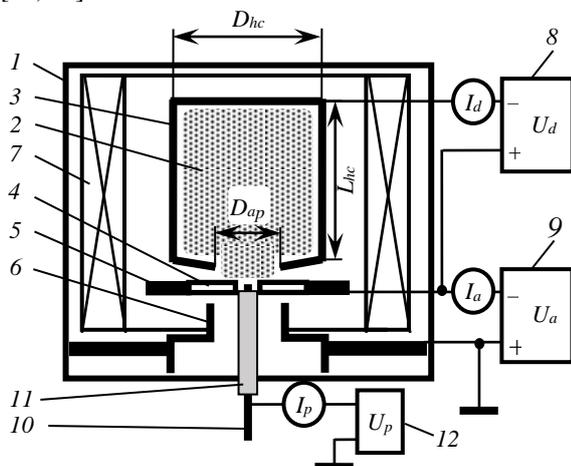


Рис. 1. Схема экспериментальной установки и методики эксперимента: 1 – форвакуумный плазменный источник электронов; 2 – эмиссионная плазма; 3 – полый катод; 4 – эмиссионный электрод с центральным эмиссионным каналом; 5 – анод; 6 – экстрактор; 7 – магнитная катушка, генерирующая продольное магнитное поле; 8 – блок питания разряда; 9 – блок питания ускоряющего напряжения; 10 – одиночный Ленгмюровский зонд; 11 – керамическая трубка; 12 – генератор напряжения зонда

Продольное магнитное поле в объеме разрядно-эмиссионной системы форвакуумного источника создавалось магнитной катушкой 7, охватывающей разрядную ячейку и ускоряющий промежуток электронного источника. Характерная картина силовых линий магнитного поля, создаваемого катушкой 7 в разрядном и ускоряющем промежутках, полученная методами численного моделирования [15], представлена на рис. 2.

Максимальный ток, пропускаемый через катушку 7 составлял 400 мА. При данном токе максимальное значение индукции магнитного поля катушки 7 достигало $B_c = 8$ мТл и приходилось на центр катодной полости. При удалении от центра катодной полости в сторону ускоряющего промежутка или верхней части катодной полости на оси источника индукция снижается до $B_c = 6$ мТл. Далее значения индукции продольного магнитного поля B_c указаны для уровня эмиссионного канала.

Для обеспечения высокой плотности мощности сфокусированного электронного пучка при эмиссии электронов из плазмы через одиночный эмиссионный канал требуется резко неоднородное радиальное распределение плазмы в катодной полости с максимумом на оси. Ввиду этого измерение концентрации плазмы производилось вблизи эмиссионного канала при помощи одиночного Ленгмюровского зонда 10, закрепленного в эмиссионном канале при помощи керамической трубки 11. Зонд 10 представлял собой титановую проволоку диаметром 0,6 мм, токоприемная часть которой выступает из изолятора на 1 мм. Напряжение на зонд подавалось при помощи генератора 12. Измерение концентрации n и температуры T_e плазмы при помощи зонда производилось согласно стандартной методике.

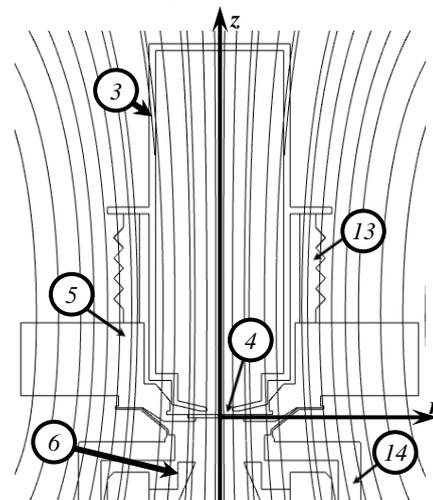


Рис. 2. Картина силовых линий магнитного поля в форвакуумном плазменном источнике электронов: 4 – полый катод; 5 – эмиссионный электрод с центральным эмиссионным каналом; 6 – анод; 7 – экстрактор; 13 – высоковольтный катодный изолятор; 14 – высоковольтный изолятор ускоряющего промежутка

Вакуумная камера откачивалась механическим насосом до предельного давления 1 Па. Затем в нее напускался гелий до рабочего давления $p = 10\text{--}60$ Па. Ток разряда и ускоряющее напряжение обеспечивались источниками постоянного напряжения U_d (8) и U_a (9) соответственно. При зажигании тлеющего разряда источник питания разряда 8 обеспечивал стабилизированный ток I_d до 2,4 А. Источник 9 обеспечивал ускоряющее напряжение U_a до 30 кВ. Током эмиссии I_e электронов из плазмы принимался ток в цепи высоковольтного источника ускоряющего напряжения.

Изменение размеров катодной полости осуществлялось путем запрессовывания в полость специальных вставок из нержавеющей стали с внутренним диаметром D_{hc} и протяженностью L_{hc} . В нижний торец катодной полости ввинчивались вставки из нержавеющей стали, имеющие диаметр выходной апертуры D_{ap} . Расстояние между катодом (нижней кромкой выходной апертуры) и эмиссионным электродом составляло 1 мм. При исследовании параметров зажигания тлеющего разряда с полым катодом расстояние катод – эмиссионный электрод составляло 4 мм. При измерении тока эмиссии электронов из плазмы I_e эмиссия осуществлялась через эмиссионный канал диаметром 1 мм и протяженностью 1 мм.

Результаты и их анализ

Зависимости тока зажигания I_{ign} , при превышении которого происходит переход от высоковольтного тлеющего разряда в разряд с полым катодом, от величины индукции магнитного поля B_c на оси источника представлены на рис. 3.

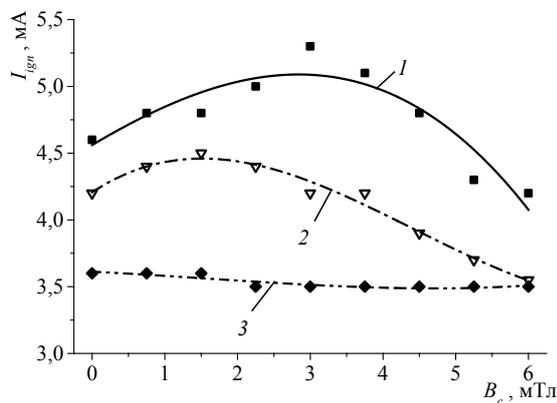


Рис. 3. Зависимости тока зажигания I_{ign} разряда с полым катодом от индукции магнитного поля B_c при различных диаметрах выходной апертуры D_{ap} ($p = 60$ Па):
1 – $D_{ap} = 3$ мм; 2 – $D_{ap} = 6$ мм; 3 – $D_{ap} = 8$ мм

Как видно из рис. 3, характер зависимости $I_{ign}(B_c)$ обусловлен диаметром выходной апертуры катодной полости D_{ap} . Так, при относительно малой выходной апертуре $D_{ap} = 3$ мм зависимость $I_{ign}(B_c)$ имеет вид с максимумом (кривая 1 на рис. 3), максимум приходится на величину порядка $B_c = 3$ мТл. По мере увеличения выходной апертуры D_{ap} максимум зависимости $I_{ign}(B_c)$ смещается в сторону меньших B_c , максимальное значение тока зажигания I_{ign} при этом уменьшается (кривая 2 на рис. 3). При превышении выходной апертуры величины $D_{ap} = 8$ мм (кривая 3) зависимость $I_{ign}(B_c)$ приобретает монотонный вид: ток зажигания медленно падает по мере увеличения B_c .

На рис. 4 представлены зависимости концентрации плазмы на оси форвакуумного плазменного источника электронов для различных токов разряда и геометрий катодной полости. При этом зондовые измерения показали, что температура плазмы в условиях экспериментов меняется слабо и имеет величину порядка $T_e = 2$ эВ.

Из рис. 4 видно, что изменение магнитного поля влияет различным образом на значения концентрации плазмы для различных размеров катодной полости. Так, для катодной полости сравнительно большого объема ($L_{hc} = 120$ мм, $D_{hc} = 40$ мм) концентрация n падает по мере увеличения индукции магнитного поля до величины $B_c = 3$ мТл, после которой наблюдается небольшой рост n (кривая 1 на рис. 4). При уменьшении протяженности катодной полости ($L_{hc} = 60$ мм, $D_{hc} = 40$ мм) в случае отсутствия магнитного поля концентрация n увеличивается двухкратно (кривая 2 на рис. 4), однако при увеличении B_c концентрация n также резко падает, и при $B_c > 1,5$ мТл зависимости $n(B_c)$ на кривых 1 и 2 практически совпадают. Данная корреляция характера зависимостей $n(B_c)$ для протяженностей катодной полости $L_{hc} = 120$ и 60 мм сохранялась для любых прочих условий.

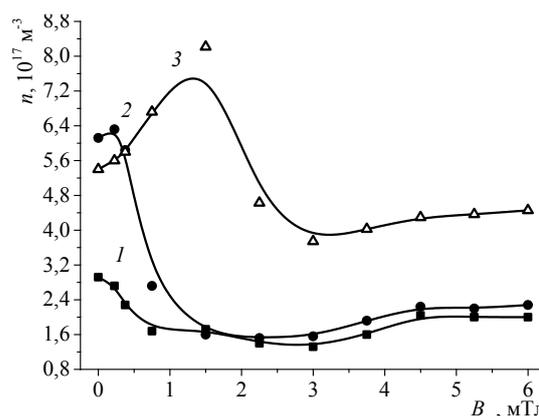


Рис. 4. Зависимости концентрации плазмы n на оси от индукции магнитного поля B_c для различных размеров катодной полости: 1 – $L_{hc} = 120$ мм, $D_{hc} = 40$ мм; 2 – $L_{hc} = 60$ мм, $D_{hc} = 40$ мм; 3 – $L_{hc} = 60$ мм, $D_{hc} = 20$ мм; давление $p = 30$ Па, диаметр выходной апертуры катодной полости $D_{ap} = 8$ мм. Ток разряда $I_d = 1000$ мА

При уменьшении диаметра катодной полости ($L_{hc} = 60$ мм, $D_{hc} = 20$ мм) характер зависимости $n(B_c)$ кардинально меняется. Концентрация n растет по мере увеличения индукции магнитного поля, и при $B_c = 1,5$ мТл наблюдается максимум (кривая 3 на рис. 4). При дальнейшем увеличении B_c резкое падение концентрации сменяется слабо растущим участком при $B_c > 3$ мТл.

На рис. 5 представлены зависимости напряжения горения U_d тлеющего разряда с полым катодом от индукции магнитного поля B_c при эмиссии электронов из плазмы для различной геометрии катодной полости.

Из рис. 5 видно, что для всех условий напряжение горения U_d монотонно уменьшается по мере увеличения B_c . Данное уменьшение обусловлено тем, что продольное магнитное поле удерживает электроны, ускоренные в катодном слое, вблизи стенок полости, тем самым создавая условия для более полной передачи их энергии плазме. В результате поддержание разряда обеспечивается при более низких значениях катодного падения потенциала. При уменьшении объема катодной полости напряжение

горения U_d тлеющего разряда с полым катодом резко растет (рис. 5, кривые 2 и 3). Данное обстоятельство связано с тем, что при уменьшении объема катодной полости затрудняется осцилляция электронов в ней. Это приводит к уменьшению длины пробега электронов в полости и вследствие этого к уменьшению числа актов ионизации, совершенных каждым электроном в полости.

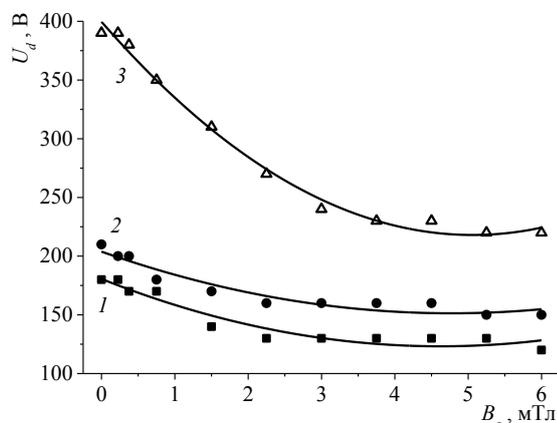


Рис. 5. Зависимости напряжения горения U_d тлеющего разряда с полым катодом от индукции магнитного поля B_c для размеров катодной полости ($p = 30$ Па и $U_a = 30$ кВ): 1 – $L_{hc} = 120$ мм, $D_{hc} = 40$ мм; 2 – $L_{hc} = 60$ мм, $D_{hc} = 40$ мм; 3 – $L_{hc} = 60$ мм, $D_{hc} = 20$ мм. Ток разряда $I_d = 1000$ мА, диаметр выходной апертуры катодной полости $D_{ap} = 8$ мм

Заключение

В работе представлены результаты исследований характеристик и параметров разряда с полым катодом в форвакуумном плазменном источнике электронов. Были исследованы: условия зажигания тлеющего разряда с полым катодом, параметры плазмы на оси полости, напряжение горения тлеющего разряда с полым катодом в зависимости от величины магнитного поля. Показано, что при относительно малой выходной апертуре катодной полости увеличение индукции магнитного поля первоначально приводит к затруднению перехода высоковольтного тлеющего разряда в плоской части в разряд с полым катодом.

Падение тока зажигания, при превышении которого разряд переходит в полость, наблюдается при превышении индукцией магнитного поля определенного значения, которое уменьшается по мере увеличения диаметра выходной апертуры. Показано, что в форвакуумной области давлений напряжение горения тлеющего разряда с полым катодом уменьшается при увеличении индукции магнитного поля, также к уменьшению напряжения горения приводит увеличение давления газа и ускоряющего напряжения. Показано, что характер влияния магнитного поля на плотность плазмы на оси источника и вследствие этого на ток эмиссии электронов различается в зависимости от размеров катодной полости и выходной апертуры.

Работа выполнена в рамках госзадания Министерства науки и высшего образования РФ, проект FEWM -2020-0038.

Литература

1. Рыкалин Н.Н. Основы электронно-лучевой обработки материалов / Н.Н. Рыкалин, И.В. Зуев, А.А. Углов. – М.: Машиностроение, 1978. – 239 с.
2. Лазерная и электронно-лучевая обработка материалов / Н.Н. Рыкалин, А.А. Углов, И.В. Зуев, А.Н. Кокорина. – М.: Машиностроение, 1985. – 496 с.
3. Филачев А.М. Проблемы электронно-лучевой обработки диэлектриков / А.М. Филачев, Б.И. Фукс // Прикладная физика. – 1996. – Т. 39, № 3. – С. 39–46.
4. 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.
5. Burdovitsin V.A. On the possibility of electron-beam processing of dielectrics using a forevacuum plasma electron source / V.A. Burdovitsin, A.S. Klimov, E.M. Oks // Technical physics letters. – 2009. – Vol. 35, No. 6. – P. 511–513.
6. 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.
7. Электронно-лучевая обработка керамики / А.В. Медовник, В.А. Бурдовицин, А.С. Климов, Е.М. Окс // Физика и химия обработки материалов. – 2010. – Т. 39, № 3. – С. 39–44.
8. Electron beam welding of ceramic to metal using forevacuum plasma electron source / A.K. Goreev, V.A. Burdovitsin, A.S. Klimov, E.M. Oks // Inorganic materials: applied research. – 2012. – Vol. 3, No. 5. – P. 446–449.
9. Зенин А.А. Электронно-лучевая пайка алюмооксидной керамики с металлом с применением форвакуумного плазменного источника электронов / А.А. Зенин, А.С. Климов // Доклады ТУСУР. – 2013. – Т. 27, № 1. – С. 10–13.
10. Generation of high-power-density electron beams by a forevacuum-pressure plasma-cathode electron source / I.Yu. Bakeev, A.S. Klimov, E.M. Oks, A.A. Zenin // Plasma Sources Sci. Technol. – 2018. – Vol. 27, No. 7. – P. 075002.
11. Double-coil magnetic focusing of the electron beam generated by a plasma-cathode electron source. / I.Yu. Bakeev, A.S. Klimov, E.M. Oks, A.A. Zenin // Rev. Sci. Instrum. – 2019. – Vol. 90. – P. 023302.
12. Application of a forevacuum plasma source of a focused electron beam for cutting quartz glass / I.Yu. Bakeev, A.S. Klimov, E.M. Oks, A.A. Zenin // Journal of Physics: Conference Series. – 2019. – Vol. 1393, No. 1. – P. 012075.
13. Жирков И.С. О влиянии продольного магнитного поля в ускоряющем промежутке на предельные параметры плазменного источника электронов в форвакуумной области давлений / И.С. Жирков, В.А. Бурдовицин, Е.М. Окс // Журнал технической физики. – 2007. – Т. 77, № 9. – С. 115–119.
14. Kolobov V.I. Glow discharges with electrostatic confinement of fast electrons / V.I. Kolobov, A.S. Metel // J. Phys. D: Appl. Phys. – 2015. – Vol. 48. – P. 233001.
15. Jin J.M. The Finite Element Method in Electromagnetics. – New York: Wiley, 2015. – 876 p.

Бакеев Илья Юрьевич

Канд. техн. наук, доцент каф. физики
Томского государственного университета
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0001-6807-3757
Тел.: +7 (382-2) 41-33-69
Эл. почта: bakeeviyu@mail.ru

УДК 537.525

В.Т. Чан, А.С. Климов

Особенности пучково-плазменной обработки полимеров в форвакуумной области давлений

Представлены результаты использования плазменного электронного источника для генерации плазмы с концентрацией 10^{16} см^{-3} в форвакуумной области давлений. Пучковая плазма использовалась для обработки полимеров ионными потоками из этой плазмы. Показано, что при попадании ионов на полимер его поверхность нагревается не более чем на 15° . Представлены измеренные значения краевых углов смачивания. Показано, что после обработки поверхность полимера приобретает гидрофильные свойства.

Ключевые слова: плазменная обработка, полимер, форвакуумная область давлений, коэффициент пропускания.

Полимеры давно привлекли внимание многочисленных исследователей и ученых. Полимеры по соотношению прочности к массе превосходят металлы и сплавы, практически не подвержены коррозии, могут быть прозрачными, являются биосовместимыми, что сделало их перспективными материалами для широкого класса применений. Однако их низкие теплостойкие и износостойкие свойства ограничивают их применение при высоких температурах или в сложных трибологических условиях. Полимер можно обработать различными способами. [1]. На сегодняшний день существует большое количество способов обработки практически всех видов материалов [2].

Механический способ обработки полимеров дает большую вероятность растрескивания, не обладает достаточной точностью. Термическая и лазерная обработка полимера тоже имеют недостатки ввиду высокой стоимости оборудования. Плазменная обработка полимеров позволяет модифицировать их поверхность и изменять свойства. Как правило, для создания плазмы используются газовые разряды. Использование инъекции электронного пучка в газ также позволяет создавать плазму и к тому же контролировать ее параметры – концентрацию и температуру электронов в широких пределах. Для генерации плазмы с высокой концентрацией необходимо создать условия для эффективной ионизации газа электронным пучком, что может быть достигнуто при инъекции электронного пучка в газ, находящийся при давлении в десятки паскаль (так называемая форвакуумная область давлений). Работать при таких давлениях могут форвакуумные плазменные электронные источники, разрабатываемые на каф. физики ТУСУРа. Концентрация пучковой плазмы, достигаемая за счет ионизации электронными пучками, генерируемыми такими источниками, может быть порядка 10^{16} см^{-3} , что позволяет использовать ее для пучково-плазменной обработки различных материалов. Для повышения эффективности обработки целесообразно использовать ионы, извлекаемые из такой плазмы [3].

Цель настоящей работы заключается в исследовании особенностей пучково-плазменной обработки полимеров (в частности, фторопласта и плексигласа) в форвакуумной области давлений.

Экспериментальная установка

Для генерации пучковой плазмы использовался форвакуумный плазменный источник ленточного электронного пучка, устанавливаемый на вакуумной камере. Схема установки приведена на рис. 1.

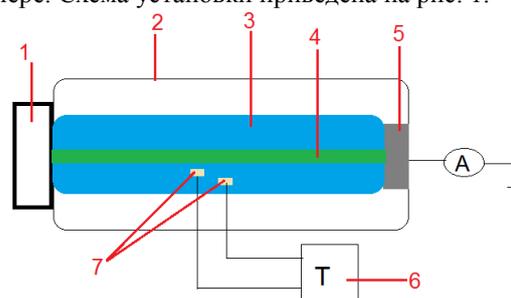


Рис. 1. Схема экспериментальной установки:
1 – плазменный источник электронного пучка; 2 – вакуумная камера; 3 – пучковая плазма; 4 – электронный пучок; 5 – коллектор; 6 – термометр; 7 – образцы

Установка откачивалась механическим форвакуумным насосом до давления 10 Па. Плазменный источник 1 генерировал ленточный электронный пучок с сечением $20 \times 1 \text{ см}^2$. Энергия электронов пучка варьировалась от 1 до 10 кэВ. Ток пучка лежал в пределах 20–500 мА. При транспортировке до коллектора электронный пучок создавал плазму за счет ионизации атомов газа электронами. При прохождении через атмосферу вакуумной камеры электронный пучок создавал плазму 3. После прохождения вакуумной камеры электронный пучок улавливался коллектором 5. 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 [3].

В качестве материалов для обработки использовались образцы фторопласта и плексигласа 7. Для извлечения ионов из пучковой плазмы использовалось извлекающее устройство. Устройство представляло собой тонкостенный металлический куб с

возможностью расположения образцов на держателях в нем. Одна из стенок куба изготавливалась из сетки с прозрачностью 70% и с размером ячеек сетки $0,8 \times 0,8$ мм². Образцы в виде прямоугольных пластинок с размерами $20 \times 10 \times 1$ мм располагались на держателях в устройстве на разном расстоянии от сетки. Плоскость образцов была параллельна срединной плоскости электронного пучка. Обработка потоками ионов из плазмы осуществлялась в течение 20 мин.

После обработки и извлечения из вакуумной камеры исследовались поверхностные свойства образцов методом лежащей капли.

Результаты работы и их анализ

Распространение электронного пучка в форвакуумной области давлений сопровождается, как известно, образованием пучковой плазмы. Концентрацией такой плазмы можно управлять за счет изменения параметров электронного пучка. При повышении тока пучка наблюдается рост концентрации пучковой плазмы за счет увеличения числа взаимодействия электронов с нейтральными атомами в атмосфере вакуумной камеры. Ударная ионизация атомов газа приводит к образованию медленных ионов, формирующих пучковую плазму. Сечение ударной ионизации нелинейным образом зависит от энергии электронов с максимумом при энергии в несколько сотен электрон-вольт, следовательно, оптимальная энергия электронов пучка для эффективного образования пучковой плазмы будет порядка 100–200 эВ.

В условиях форвакуумного диапазона давлений получение электронных пучков со столь низкой энергией затруднительно ввиду большого рассеяния электронов за счет взаимодействия с атомами газа, поэтому для генерации пучковой плазмы было выбрано значение энергии электронов 3 кэВ. При такой энергии электронный пучок может быть транспортирован на расстояние до 50 см при давлениях 10–30 Па. Создаваемая электронным пучком плазма при этом имеет концентрацию порядка 10^{16} см⁻³. Извлечение ионов из плазмы для последующего использования их для обработки полимеров осуществлялось с помощью плоской сетки, на которую подавался потенциал относительно земли. Образцы полимеров располагались за сеткой на различном расстоянии. Расстояние от срединной плоскости электронного пучка до сетки составляло 8 см.

Поскольку полимеры обладают низкой температуростойкостью и подвержены деградации при температурах более 100°, были проведены измерения температуры, до которой могут нагреться образцы в процессе обработки. Измерение осуществлялось термопарой, располагаемой в месте закрепления образцов. Результаты измерения температуры представлены на рис. 2 и 3.

Как видно из рис. 2, в случае отрицательного смещения на извлекающей сетке температура образцов при обработке даже в течение 10 мин не превышает 40°. Для сравнения на рис. 3 приведена зависимость температуры образцов при смещении +50 В.

Нагрев при этом оказался на 20° выше, однако не превышал 60°.

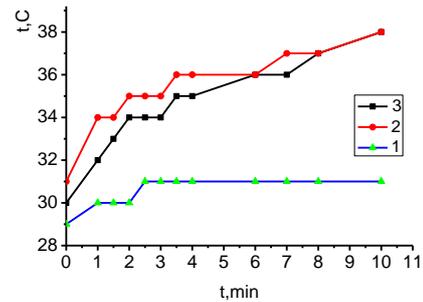


Рис. 2. Зависимость температуры образцов от времени. Напряжение смещения на сетке $U_b = -100$ В. Расстояние до сетки: 1 – 0,5 см; 2 – 3,5 см; 3 – 7 см

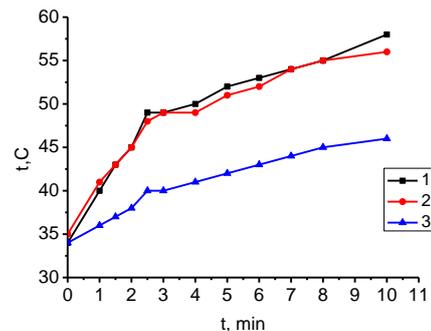


Рис. 3. Зависимость температуры образцов от времени. Напряжение смещения на сетке $U_b = +50$ В. Расстояние до сетки: 1 – 0,5 см; 2 – 3,5 см; 3 – 7 см

Обработка образцов фторопласта и оргстекла осуществлялась при приложении напряжения смещения на извлекающую сетку – 100 В. В результате обработки поверхность обоих полимеров приобрела гидрофильные свойства. На рис. 4 и 5 представлены зависимости краевого угла смачивания для образцов, находящихся на различном расстоянии от поверхности извлекающей сетки. Наибольшее изменение смачиваемости обнаружилось у образцов, наиболее близко расположенных к извлекающей сетке. Краевой угол уменьшился от 86°, для исходного образца до 24° для обработанного в случае обработки оргстекла (см. рис. 4).

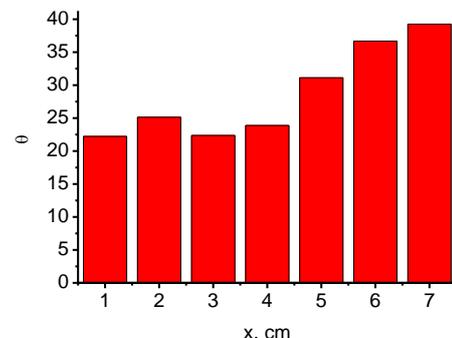


Рис. 4. Зависимость краевого угла смачивания поверхности оргстекла для образцов, находящихся на различном расстоянии от поверхности извлекающей сетки

Для фторопласта также наблюдается уменьшение угла смачивания от 96 до 22° (см. рис. 5). Стоит отметить что с увеличением расстояния до извлека-

ющей сетки краевой угол растёт, однако даже при расстоянии 7 см эффект обработки присутствует – угол повышается до 40–45°, но все же не достигает значений, характерных для необработанных образцов.

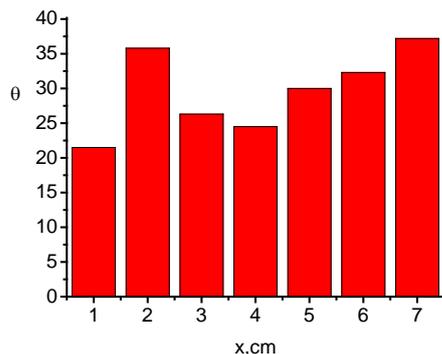


Рис. 5. Зависимость краевого угла смачивания поверхности фторопласта для образцов, находящихся на различном расстоянии от поверхности извлекающей сетки

Заключение

Показано, что обработка потоками ионов из плазмы в форвакуумной области давлений не приводит к нагреву полимерных образцов выше 40°. Обработка при этом не приводит к деградации материала и может быть использована для обработки фторопласта и оргстекла. После обработки поверхность приобретает гидрофильные свойства. Угол смачивания уменьшается в несколько раз – до 22–24°.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ и Томской области в рамках научного проекта № 18-48-700015.

Литература

1. Свиридов Е.Б. Книга о полимерах: свойства и применение, история и сегодняшний день материалов на основе высокомолекулярных соединений / Е.Б. Свиридов, В.К. Дубовый. – 2-е изд., испр. и доп. – Архангельск: САФУ, 2016. – 392 с.
2. Шерышев М.А. Основы технологии переработки полимерных материалов: конструирование изделий из пластмасс. – М.: Юрайт, 2019.
3. Klimov A.S., Zenin A.A., Oks E.M., Prech K. Specifics of the focused electron beam transport in the forevacuum range of pressure // *Of Plasmas*. – 2018. – No. 25 (11). – P. 113103.

Чан Ван Ту

Аспирант ТУСУРа

Эл. почта: tranvantu0208@gmail.com

Климов Александр Сергеевич

Профессор каф. физики ТУСУРа, д-р техн. наук

Эл. почта: klimov@main.tusur.ru

УДК 621.327.7

С.В. Гавриш, С.Г. Киреев, Д.Н. Кугушев, Д.Ю. Пугачев

Исследование температурного поля электрода импульсного ксенонового газоразрядного источника излучения

Рассматриваются вопросы построения расчетных уравнений для оценки продольного распределения температуры электрода газоразрядной лампы. За основу принято уравнение теплопроводности с учетом потерь мощности излучения с боковой поверхности электрода. Для проверки достоверности полученных уравнений разработан метод пирометрической регистрации температурного поля при ВЧ-нагреве торцевой поверхности электрода. В результате выполненных расчетных и экспериментальных исследований получено удовлетворительное совпадение полученных результатов.

Ключевые слова: электрод, температурное поле, распределение температуры, ксеноновая плазма, газоразрядная лампа, индуктор, ВЧ-нагрев.

Срок службы изделий плазменной электроники в значительной мере зависит от теплового состояния электродов, которое, в свою очередь, определяется их конструктивным исполнением и параметрами разряда. Например, в импульсных газоразрядных лампах вследствие термических и плазменно-кинетических нагрузок на электрод происходит распыление его материала на внутреннюю поверхность оболочки, ограничивающую плазменный канал разряда [1]. В результате этого явления возрастает оптическое поглощение излучения слоем напыления, приводящее к росту градиентов температур в стенке оболочки, сдвигу границ оптической прозрачности, повышению термоупругих напряжений, следствием которых является разрушение газоразрядной лампы [2, 3]. Обобщающих рекомендаций по конструированию электродов (катода и анода) газоразрядной лампы на сегодняшний день не разработано, а существующие математические модели отличаются узким кругом оптимизируемых параметров [1–4] и громоздкостью вычислений [2, 5]. По этой причине оптимальная конструкция электрода формируется в результате многочисленных и многофакторных экспериментальных исследований. Следовательно, на первом этапе научной разработки актуальной является задача сужения области поиска за счет применения эмпирического уравнения, обеспечивающего связь между размерами электрода и температурой. В данной работе сделана попытка получить такое уравнение и проверить экспериментально его правоту.

В работе исследовался температурный режим протяженного электрода ксеноновой газоразрядной лампы высокого давления, представляющий собой комбинацию двух цилиндров различных диаметров (рис. 1, поз. 4). По аналогии с работой [6] для каждой ступени электрода нами рассматривалось стационарное распределение температуры круглого длинного стержня, охлаждаемого с боковой поверхности излучением по закону Стефана–Больцмана. Рабочий торец ($z = 0$) стержня поддерживался при постоянной температуре T_1 . Задача сводилась к решению уравнения теплопроводности [5]:

$$\frac{d^2T}{dz^2} = \frac{2\sigma\varepsilon}{\lambda R} (T^4 - T_0^4) \quad (1)$$

с граничными условиями.

$T = T_1$ при $z = 0$, $dT/dz \rightarrow \infty$ при $z \rightarrow \infty$, где T – температура стержня, σ – постоянная Стефана–Больцмана; λ – коэффициент теплопроводности материала стержня; R – радиус стержня; T_0 – температура окружающей среды ($T_0 = 300$ К).

С учетом зависимости степени черноты ε материала стержня от температуры T в виде [2]

$$\varepsilon = Q_1 \cdot T \quad (2)$$

решение уравнения теплопроводности (1) дает следующее распределение температуры вдоль длины стержневого электрода:

$$\frac{T}{T_1} = \frac{1}{\sqrt{1 + \sqrt{\frac{8\sigma C_1}{3\lambda R}} \cdot T_1^2 z}} \quad (3)$$

Используя совместно уравнение (2) и (3) для стержня из вольфрама [6], $Q_1 = 4,2 \cdot 10^{-4}$ град $^{-1}$, $\lambda = 1$ Вт/(см 2 ·К), $\sigma = 5,57 \cdot 10^{-12}$ Вт/(см 2 ·К 4), получим

$$\frac{T}{T_1} = \frac{1}{\sqrt{1 + 4,26 \cdot 10^{-8} \cdot \left(\frac{T_1^2}{\sqrt{R}}\right) \cdot z}} \quad (4)$$

Температура T_1 рабочего торца ($Z = 0$) электрода связана с мощностью P_1 потока тепла в электроде соотношением [2]

$$P_1 = \sqrt{\left(\frac{2}{3}\pi^2 C_1 \lambda \sigma\right)} \cdot R^{\frac{3}{2}} T_1^3 \quad (5)$$

Отсюда для электрода из вольфрама имеем

$$T_1^2 = 250 \frac{P_1^{1/3}}{R^{1/2}}, \quad (6)$$

где T_1 в К, P_1 в Вт, R в см.

Полагая, что на рабочую часть электрода ($R = 0,3$ см) лампы мощностью 1000 Вт поступает 5% [7, 8] от мощности лампы, т.е. $P_1 = 50$ Вт, из (6) получим $T_1 = 1650$ К (1377 °С). С учетом этого значения распределение температуры по длине электрода из выражения (5) можно представить в виде

$$\frac{T}{T_1} = \frac{1}{\sqrt{1+0,21 \cdot z}}, \quad (7)$$

где T и T_1 в К, z в см. Распределение температуры из (7) при $T_1 = 1650$ К показано на рис. 2 (кривая 4).

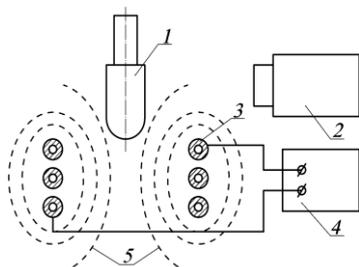


Рис. 1. Блок-схема экспериментальной установки:
1 – исследуемый электрод; 2 – тепловизионная система;
3 – индуктор; 4 – ВЧ-генератор;
5 – линии магнитного поля

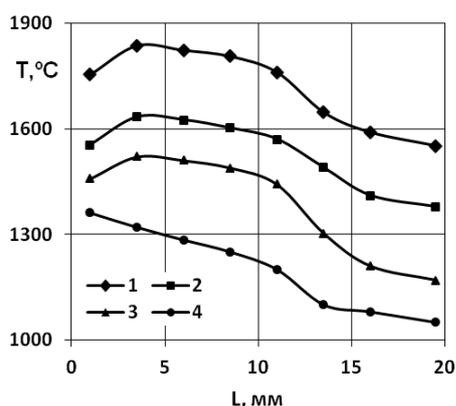


Рис. 2. Температурное поле электрода при мощности ВЧ-нагрева: 1 – 6,5; 2 – 5; 3 – 4 кВт;
4 – расчетная зависимость распределения температуры

Учитывая принятые ограничения, а именно стационарное распределение температурного поля, можно, просчитав температуру на протяжении цилиндрической рабочей части электрода, преобразовать уравнение (6) для второй ступени ($R = 0,15$ см) к виду

$$\frac{T}{T_1} = \frac{1}{\sqrt{1+0,26 \cdot z}}. \quad (8)$$

Таким образом, в итоге проведенных расчетных исследований нами получено температурное распределение вдоль тела электрода, представленное на рис. 2 (кривая 4). Из представленных данных видно, что на протяжении первой ступени электрода наблюдается близкая к линейной форме зависимость снижения температуры, образующая незначительный «провал» при переходе к ступени меньшего диаметра.

Для проверки полученных расчетных результатов нами была разработана экспериментальная установка (см. рис. 1), позволяющая смоделировать процесс работы электрода газоразрядной лампы при тепловом воздействии плазменного канала. Суть разработанной методики состоит в воздействии ВЧ-магнитного поля на торец электрода. При этом происходил нагрев только рабочей поверхности электрода. Это достигалось размещением торца

электрода 1 в горизонтальной плоскости верхних витков индукционной катушки 3. В результате линии напряженности магнитного поля 5 охватывали только сферическую часть, остальные элементы экранировались от ВЧ-воздействия самим телом электрода 1. Температура торцевой части электрода регулировалась мощностью нагрева индуктором 3 за счет изменения напряжения ВЧ-генератора 4.

Для регистрации температуры электрода нами использован пирометрический метод измерения излучения нагретого вольфрама в спектральном диапазоне 7,5–14 мкм. Измерения проводились на воздухе, поэтому в применяемой тепловизионной системе SDS HotFind-LXT вводилась поправка на степень серости окисленного вольфрама. Подробно методика пирометрических измерений нами рассмотрена в работе [9].

На основании полученных экспериментальных результатов можно сделать следующие выводы:

1. Распределение температуры вдоль поверхности электрода имеет два участка с зависимостями, близкими к линейным, между которыми имеется незначительный провал, соответствующий переходу с большего диаметра на меньший.

2. В зоне сферической поверхности электрода наблюдается снижение температуры, которое связано с распределением напряженности магнитного поля, формируемого индуктором. Причина заключается в том, что на осевой линии индукционной катушки напряженность магнитного поля стремится к нулю. Поэтому истинная температура на поверхности сферы может быть определена аппроксимацией линейной части полученных кривых на ось ординат.

3. На цилиндрических частях электрода расчетная (кривая 4) и экспериментальные (кривые 1–3) зависимости качественно совпадают, что позволяет сделать вывод о правомочности полученных расчетных уравнений (7) и (8) для продольного распределения температуры.

4. Расхождение в расчетных и экспериментально измеренных значениях температур может быть ликвидировано путем приведения мощности ВЧ-нагрева к реальным потерям тепла в зоне катодного и анодного пятен в газоразрядной лампе. Кроме этого, у нас вызывают сомнения малые значения мощности, идущей на нагрев электродов (до 5% [7, 8]) в ксеноновом разряде, на основе которых построен расчет распределения температуры.

Заключение

Разработанная нами расчетно-экспериментальная методика определения температурного поля электрода может быть использована при конструировании герметизирующего элемента газоразрядной лампы, так как позволяет с достаточной точностью оценить уровень температур в зоне спая электродного узла с оболочкой, ограничивающей разряд.

Литература

1. Рыбка Д.В. Характеристики излучения импульсного разряда в ксеноне / Д.В. Рыбка, Е.Х. Бакшт, М.И. Ломаев и др. // ЖТФ. – 2005. – Т. 75, вып. 2. – С. 131–134.

2. Приэлектродные процессы в дуговых разрядах / М.Ф. Жуков, Н.П. Козлов, А.В. Пустогаров и др. – Новосибирск: Наука, 1982. – 158 с.

3. Импульсные источники света / И.С. Маршак, А.С. Дойников, В.П. Жильцов и др. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергия, 1978. – 472 с.

4. Исследование эрозии электродов в условиях импульсных разрядов с ограниченной миграцией канала / А.В. Агеев, А.В. Колесник, Л.А. Стрелков и др. // ЖПС. – 1977. – Т. XXVI, вып. 2. – С. 213–218.

5. Распределение температуры по длине электрода дуговой лампы / Л.Е. Белоусова, К.С. Бородин, Е.Н. Гайдуков и др. // ТВТ. – 1979. – Т. 17, № 5. – С. 1082–1085.

6. Эрбс Г. Исследование температурного режима протяженных электродов дуг высокого и сверхвысокого давлений // Светотехника. – 1969. – № 8. – С. 5–7.

7. Балагуров А.Я., Кубышкин В.В. Исследование баланса энергии в интенсивно излучающих импульсных разрядах в инертных газах // ТВТ. – 1973 – Т. 11, вып. 3. – С. 503–507.

8. Энергетические потери на электродах и оболочке импульсной ксеноновой лампы накачки, работающей в режиме периодических импульсов / В.В. Иванов, В.Р. Лисицкий, В.Г. Никифоров и др. // Электронная техника. Сер. 11. – 1978. – Вып. 3. – С. 118–121.

9. Исследования температурных полей в разрядных источниках ИК-излучения с сапфировой оболочкой / С.В. Гавриш, В.В. Логинов, С.В. Пучнина и др. // Оборонный комплекс России – научно-техническому прогрессу. – 2014. – № 1. – С. 49–55.

Гавриш Сергей Викторович

Д-р техн. наук, нач. отд. источников света научно-производственного предприятия «Мелитта» Миклухо-Маклая ул., д. 16/10, г. Москва, Россия, 117997
Тел.: +7 (495-7) 29-35-34
Эл. почта: svgavr@list.ru

Киреев Сергей Геннадьевич

Нач. науч.-исследовательской лаб. научно-производственного предприятия «Мелитта» Миклухо-Маклая ул., д. 16/10, г. Москва, Россия, 117997
Тел.: +7 (495-7) 29-35-34
Эл. почта: kireevsg@melitta-uv.ru

Кугушев Дмитрий Николаевич

Нач. отд. ф-ла АО «Стелла – К» Панфиловский пр-т, д. 10, г. Москва, г. Зеленоград, Россия, 124460
Тел.: +7 (499-7) 34-59-16
Эл. почта: diamond030286@mail.ru

Пугачев Дмитрий Юрьевич

Зам. нач. цеха источников света научно-производственного предприятия «Мелитта» Миклухо-Маклая ул., д. 16/10, г. Москва, Россия, 117997
Тел.: +7 (495-7) 29-35-34
Эл. почта: d.u.pugachev@gmail.com

УДК 621.396.41

К.И. Карпов, Д.Б. Золотухин

Зависимость плавающего потенциала мишени, облучаемой электронным пучком в форвакуумной области давлений, от угла падения пучка электронов

Представлены результаты исследования влияния угла падения пучка электронов на потенциал изолированной титановой мишени, облучаемой электронным пучком в форвакуумной области давлений, а также дано теоретическое обоснование полученных зависимостей. Основу физико-математической модели составляла угловая эмпирическая зависимость коэффициента вторичной электронной эмиссии. Показано, что с увеличением угла наклона мишени её потенциал монотонно уменьшается. Установлено, что изменение энергии пучка не изменяет характер зависимости потенциала мишени от её угла наклона.

Ключевые слова: плавающий потенциал, угловая зависимость коэффициента ВЭЭ, пучковая плазма, электронный пучок, форвакуумная область давлений.

Сфокусированный электронный пучок является универсальным технологическим инструментом в производстве современного электронного оборудования [1, 2]. В связи с этим круг задач, решаемых с применением электронно-лучевой технологии, весьма обширен. Однако взаимодействие ускоренных электронов с твердым телом имеет ряд особенностей, одной из которых является накопление заряда на поверхности диэлектрического материала. Указанный эффект является нежелательным, поскольку может существенным образом изменять как параметры воздействующей частицы, так и самого материала, поэтому для его подавления в области высокого вакуума применяют нейтрализаторы [3]. В форвакуумной области давлений можно достичь тех же результатов без применения дополнительных средств компенсации. Это связано с тем, что транспортировка электронного пучка в области среднего вакуума приводит к возникновению пучковой плазмы [4], ионы которой частично компенсируют поверхностный заряд.

Цель настоящей работы состояла в демонстрации способа дополнительной компенсации поверхностного заряда мишени, облучаемой электронным пучком в форвакууме, основанного на угловой зависимости коэффициента σ вторичной электронной эмиссии (ВЭЭ).

Экспериментальная установка и методика измерений

Схема экспериментальной установки представлена на рис. 1. Непрерывный электронный пучок 1 генерировался форвакуумным плазменным источником 2, который располагался на верхнем фланце вакуумной камеры 3, выполненной из нержавеющей стали. Генерация эмиссионной плазмы 4 осуществлялась зажиганием тлеющего разряда в разрядной системе источника электронов с полым катодом 5. Ускорение электронов осуществлялось ускоряющим полем, задаваемым источником U_a . Вакуумная камера откачивалась вакуумным насосом ADVAVAC 40, рабочее давление (2 Па) устанавлива-

лось напуском аргона непосредственно в вакуумную камеру. Фокусировка электронного пучка осуществлялась магнитными катушками 6. Титановая мишень 7 изолировалась и располагалась под углом α к оси пучка, регулируемым специальным механическим устройством (на рисунке не показано). Плавающий потенциал ϕ_{float} мишени и ток пучка I_b измерялись соответствующими приборами, подключаемыми поочередно.

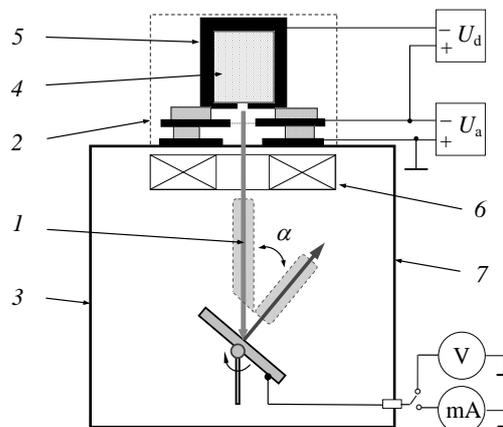


Рис. 1. Схема экспериментальной установки:
1 – электронный пучок; 2 – форвакуумный плазменный источник; 3 – вакуумная камера; 4 – эмиссионная плазма; 5 – полый катод; 6 – фокусирующая магнитная катушка; 7 – мишень; U_d – источник питания разряда; U_a – источник ускоряющего напряжения

На рис. 2 показаны фотографические снимки картин, наблюдавшихся в вакуумной камере в эксперименте с наклонным падением пучка на проводящую (а) и диэлектрическую (б) мишени. Как можно заметить, помимо первичного потока, идущего непосредственно на мишень, существует еще один – вторичный, направленный перпендикулярно проводящей мишени. В эксперименте с диэлектриком вторичный пучок виден менее отчетливо и более рассеян.

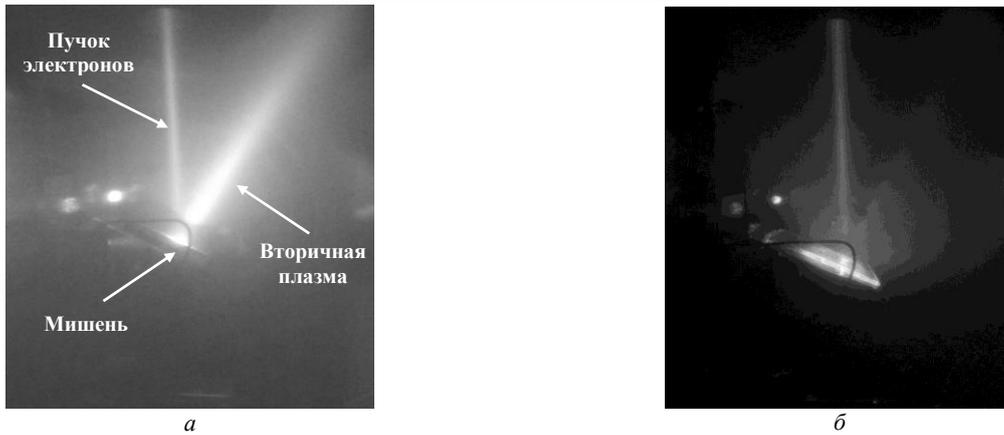


Рис. 2. Картина, наблюдавшаяся в вакуумной камере для различных типов мишеней: изолированной проводящей (а) и диэлектрической (б)

Это объясняется тем, что заряд равномерно распределен по всей площади мишени, а линии напряженности электрического поля перпендикулярны поверхности металла, в то время как, согласно [5], на диэлектрике существуют зарядовые пятна, поле которых имеет радиальную составляющую.

Принудительное отрицательное смещение титановой мишени приводило к увеличению интенсивности вторичного потока и к его удлинению. В случае если металлическая пластина заземлялась, пучок электронов, выходящий из мишени, пропадал. Данный факт свидетельствует о том, что наблюдаемый дополнительный электронный поток составляют преимущественно вторичные электроны и природа его возникновения не связана с отражением первичных электронов от мишени.

Результаты измерений и их обсуждение

Экспериментальные зависимости модуля плавающего потенциала ϕ_{float} мишени от её угла наклона α представлены на рис. 3.

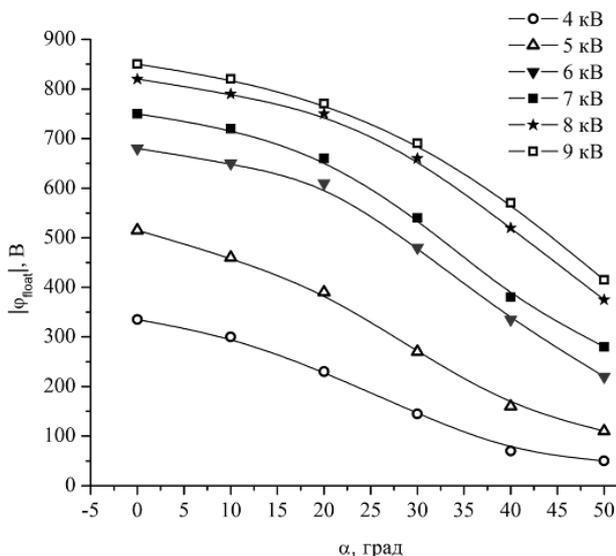


Рис. 3. Измеренные зависимости модуля плавающего потенциала ϕ_{float} мишени от угла наклона α при различных значениях ускоряющего напряжения U_a . Ток пучка $I_b = 2$ мА. Газ – аргон. Давление 2 Па

Согласно рис. 3, по мере возрастания угла наклона α мишени её плавающий потенциал ϕ_{float} монотонно уменьшается. Общая тенденция остается неизменной в диапазоне ускоряющих напряжений U_a от 4 до 9 кВ.

На рис. 4 изображен график зависимости процентного изменения потенциала ϕ_{float} мишени от ускоряющего напряжения U_a . В качестве контрольных точек были выбраны значения потенциалов при углах наклона 0 и 50°.

Характерно, что с увеличением энергии пучка eU_a влияние угла наклона α мишени на её потенциал снижается. Указанная закономерность объясняется особенностью угловой зависимости коэффициента ВЭЭ σ . Стоит отметить, что максимальное значение процентного изменения составляет 85% при ускоряющем напряжении $U_a = 4$ кВ.

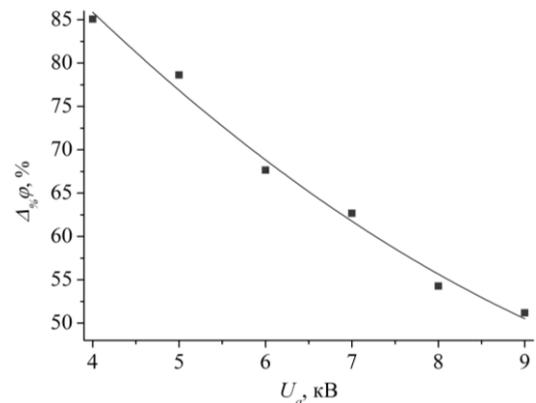


Рис. 4. Процентное изменение потенциала мишени ϕ_{float} при различных значениях ускоряющего напряжения U_a

Для теоретического расчета плавающего потенциала ϕ_{float} мишени как функции угла наклона α использовалась модель, предложенная в работе [6], с учетом угловой зависимости коэффициента ВЭЭ σ и изменения площади пятна, облучаемого электронным пучком.

На рис. 5 показано схематическое изображение эксперимента с наклонным падением пучка электронов.

Из рис. 5 следует, что по мере увеличения угла наклона α мишени область, облучаемая электронным пучком, возрастает. Зависимость площади S_t участка мишени, на которую поступают ионы из плазмы и пучковые электроны, от угла наклона α мишени выглядит следующим образом:

$$S_t(\alpha) = \frac{S_{t0}}{\cos(\alpha)},$$

где S_{t0} – площадь области мишени, облучаемой нормальным электронным пучком.

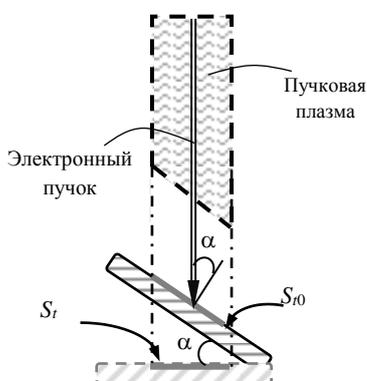


Рис. 5. Пояснение к наклонному падению пучка

Следующей особенностью наклонного падения электронов на облучаемую поверхность является угловая зависимость коэффициента ВЭЭ σ . Согласно [7], с увеличением угла падения α электронов по отношению к нормали коэффициент ВЭЭ σ возрастает.

Указанная закономерность описывается следующим эмпирическим соотношением [7]:

$$\sigma(\alpha) \approx A \cdot e^{-B \cdot \cos(\alpha)},$$

где A, B – некоторые константы. Для титановой мишени $A = 1,52; B = 0,84$.

Используя физико-математическую модель [6] и учитывая ранее сделанные замечания, можно написать выражения для расчета потенциала мишени ϕ в зависимости от её угла наклона α в общем виде

$$\phi(\alpha) = \frac{W_i S_p}{\sigma(\alpha) I_b \cdot \frac{1}{qv_i} \cdot \frac{(1 - \sigma(\alpha)) \cdot I_b}{(1 + \gamma) \cdot qv_i S_t(\alpha)} - \beta p I_b^\xi + \gamma S_t(\alpha)},$$

где I_i – ионный ток из плазмы на мишень; γ – коэффициент ионно-электронной эмиссии; q – элементарный заряд; v_i – боровская скорость ионов; S_t – площадь участка мишени, на которую поступают ионы из плазмы; W_i – энергия (в потенциальных единицах), затрачиваемая на образование одной ионно-электронной пары; S_p – площадь поверхности плазмы, с которой она теряет ионы; β, ξ – параметры.

Моделирование производилось при следующих параметрах: $W_i = 26$ В; $S_p = 4 \cdot 10^{-3}$ м²; $v_i = 2,9 \cdot 10^3$ м/с; $S_t = 0,8 \cdot 10^{-4}$ м²; $p = 2$ Па; $\beta = 1 \cdot 10^{-17}$ Па⁻¹ м⁻³ А^{-0,5}; $\xi = 0,5$; $\gamma = 0,1$; $I_b = 2$ мА. Диапазон значений коэффициента ВЭЭ σ составлял от 0,42 до 0,88.

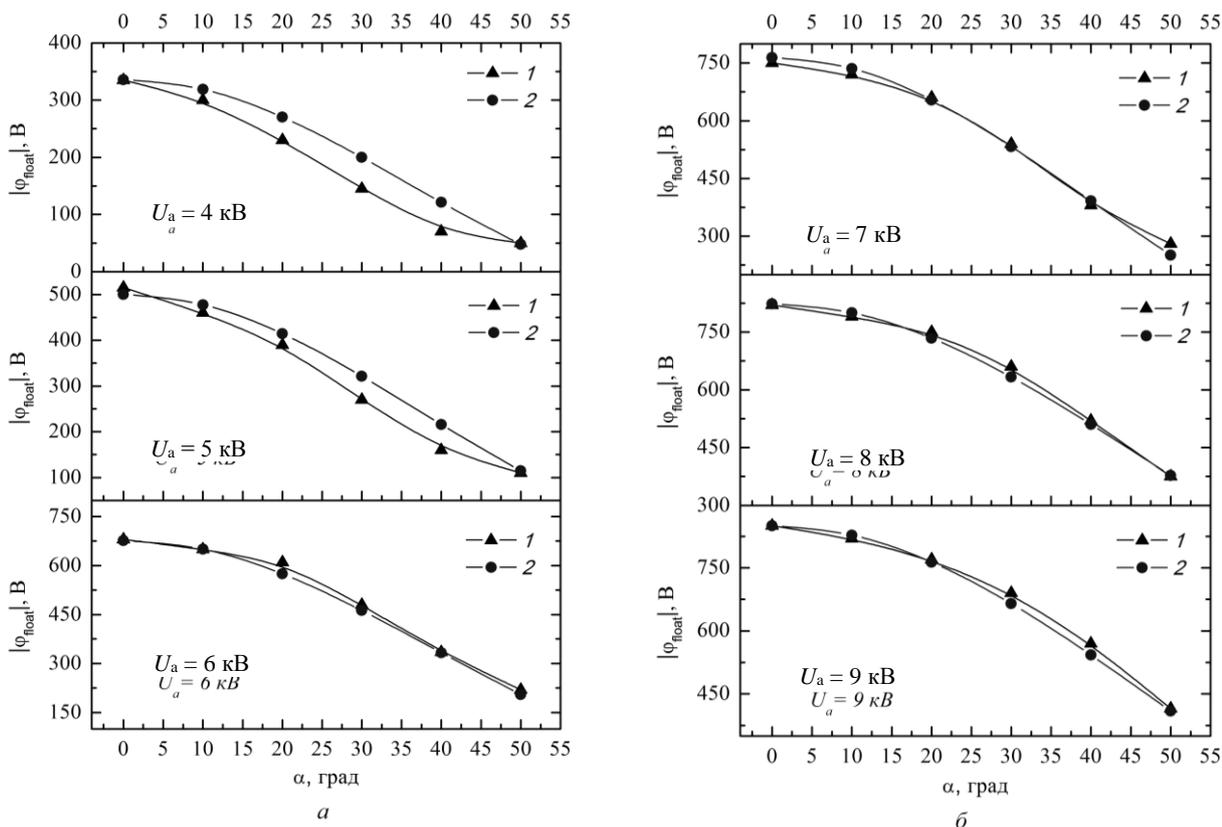


Рис. 6. Экспериментальные (1) и расчетные (2) зависимости модуля плавающего потенциала ϕ_{float} мишени от угла наклона α при различных значениях ускоряющего напряжения U_a . Ток пучка $I_b = 2$ мА. Газ – аргон. Давление 2 Па

Результаты расчета представлены на рис. 6 совместно с экспериментальными зависимостями. Отметим, что расчетные зависимости удовлетворительно совпадают с экспериментальными данными.

Заключение

В работе представлены экспериментально полученные зависимости плавающего потенциала Φ_{float} мишени от её угла наклона α , а также дано теоретическое обоснование полученным зависимостям, основу которого составляла эмпирическая зависимость $\sigma(\alpha)$.

Исследования показали, что имеет место монотонное уменьшение поверхностного отрицательного заряда по мере возрастания угла наклона α мишени. Проведенные оценки влияния угла наклона α мишени свидетельствуют о том, что наклонное падение пучка обеспечивает более эффективную компенсацию поверхностного заряда, в отличие от нормального падения.

Следует подчеркнуть, что изменение энергии пучка eU_a не изменяет характер зависимости $\varphi(\alpha)$.

Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 19-08-00170.

Литература

1. Соболев В.Д. Физические основы электронной техники: учеб. для вузов. – М.: Высш. шк., 1979. – 448 с.

2. Коваль Н.Н. Эмиссионная электроника / Н.Н. Коваль, Е.М. Окс, Ю.С. Протасов. – М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2009. – 596 с.

3. Рожанский В.А. Теория плазмы: учеб. пособие. – СПб.: Лань, 2012. – 320 с.

4. 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.

5. Добрецов Л.Н. Эмиссионная электроника / Л.Н. Добрецов, М.В. Гомоюнова. – М.: Наука, 1966. – 564 с.

6. О возможности оценки коэффициента вторично-электронной эмиссии металлов и диэлектриков в среднем вакууме / В.А. Бурдовицин, Д.Б. Золотухин, К.И. Карпов, Е.М. Окс // Прикладная физика. – 2019. – № 6. – С. 11–17.

7. Бронштейн И.М. Вторичная электронная эмиссия / И.М. Бронштейн, Б.С. Фрайман. – М.: Наука, 1969. – 564 с.

Карпов Кирилл Игоревич

Студент каф. электронных приборов ТУСУРа
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Эл. почта: kkarпов99@gmail.com

Золотухин Денис Борисович

Д-р физ.-мат наук, доцент каф. физики ТУСУРа
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Эл. почта: ZolotukhinDen@gmail.com

УДК 537.533.7

А.В. Казаков, А.С. Кузьмин, А.В. Медовник, Н.А. Панченко

Исследование характеристик контрагированного дугового разряда при функционировании в форвакуумном плазменном источнике электронов

Представлены исследования параметров контрагированного дугового разряда, функционирующего в форвакуумном плазменном источнике импульсного электронного пучка. Показано, что увеличение тока дуги приводит к росту напряжения горения контрагированного дугового разряда. Установлено, что увеличение давления рабочего газа и использование газа с большим сечением ионизации обеспечивают увеличение максимального тока контрагированной дуги.

Ключевые слова: контрагированный дуговой разряд, плазменный источник электронов, форвакуумный диапазон давлений.

Плазменные источники электронов обеспечивают генерацию импульсных и непрерывных электронных пучков в широком диапазоне рабочих давлений и в присутствии активной газовой среды (азот, кислород и др.) [1–4]. В частности, форвакуумные плазменные источники обеспечивают генерацию низкоэнергетичных (до 25 кэВ) электронных пучков в так называемом форвакуумном диапазоне давлений от 3 до 100 Па [3, 4]. Генерация электронных пучков в форвакуумном диапазоне давлений позволяет обрабатывать различные диэлектрические материалы (керамики, полимеры и стекла) непосредственно электронным пучком без использования дополнительного оборудования, обеспечивающего компенсацию отрицательного заряда на поверхности диэлектрика [5, 6].

Характеристики и параметры плазменных источников электронов во многом определяются эмиссионной плазмой, из которой происходит извлечение электронов, формирующих электронный пучок [1, 2]. Для генерации эмиссионной плазмы используются различные самостоятельные и несамостоятельные газовые разряды [1, 2]. В частности, в импульсных источниках электронов достаточно часто для генерации эмиссионной плазмы используется дуговой разряд с катодным пятном [1, 2]. Несмотря на ряд полезных преимуществ (большой ток разряда, большая длительность импульса и т.д.), дуговой разряд с катодным пятном имеет недостатки, связанные с особенностями функционирования катодного пятна. Например, хаотичное перемещение катодного пятна может существенно влиять на однородность распределения плотности эмиссионной плазмы, а потоки макрочастиц и паров материала катода, которые формируются при функционировании катодного пятна, могут проникать в область ускорения и транспортировки пучка. Последнее приводит к снижению электрической прочности ускоряющего промежутка источника.

Для уменьшения влияния процессов, связанных с функционированием катодного пятна, в плазменных источниках применяется контрагированный дуговой разряд. Для реализации данного типа дуго-

вого разряда в плазменных источниках обычно используется вспомогательный металлический электрод с контрагирующим отверстием, который размещается между катодом и анодом разрядного промежутка [7–9].

Особенности функционирования и параметры контрагированного дугового разряда достаточно подробно исследованы для плазменных источников, которые генерируют электронные пучки в стандартном диапазоне давлений 10^{-3} – 10^{-1} Па [7–9]. С целью уменьшения влияния процессов, связанных с функционированием катодного пятна, в форвакуумном импульсном источнике электронов также целесообразно использовать контрагированный дуговой разряд. В связи с этим целью настоящей работы заключалась в исследовании параметров контрагированного дугового разряда, функционирующего в форвакуумном плазменном источнике импульсного электронного пучка большого радиуса.

Схема экспериментальной установки и методика эксперимента

Схема разрядного промежутка форвакуумного плазменного источника электронов для исследования функционирования контрагированного дугового разряда представлена на рис. 1. Катодный узел плазменного источника состоит из цилиндрического медного катода 1 (диаметр 6 мм), керамического изолятора 2, поджигающего электрода 3 и токоввода 4. Токоввод и поджигающий электрод выполнены из нержавеющей стали. Катодный узел монтируется в капролоновом изоляторе 5 специальной формы.

Сжатие (контрагирование) положительного столба дугового разряда осуществляется двумя плоскими контрагирующими электродами 6 и 7 с соосными отверстиями одинакового диаметра $d_c = 3$ мм. Контрагирующие электроды изготовлены из листовой нержавеющей стали толщиной 1 мм. Контрагирующие отверстия в электродах 6 и 7 располагаются соосно с катодом. Электрическое разделение контрагирующих электродов между собой осуществляется изолятором 8. Расстояние между контрагирующими электродами составляло 2 мм. Цилиндрический полый анод 9 источника выполнен из нержа-

веющей стали. Внутренний диаметр анода 114 мм, а высота – 150 мм. Изоляция контрагирующих электродов от анода обеспечивается капролоновым изолятором 10. В торцевой части анода со стороны контрагирующих электродов выполнено отверстие диаметром 4 см. В противоположной торцевой части полого анода выполнено эмиссионное окно диаметром 114 мм, которое перекрыто мелкоструктурной сеткой 11 из нержавеющей стали с размерами ячеек $0,3 \times 0,3$ мм². Разрядная ячейка крепилась на капролоновом изоляторе 12, который устанавливался на фланце вакуумной камеры 13. Вакуумная камера откачивалась механическим форвакуумным насосом до базового давления 2,5 Па. Рабочее давление p регулировалось подачей рабочего газа непосредственно в вакуумную камеру. Рабочими газами в настоящей работе были азот (N_2), аргон (Ar) и гелий (He). Питание контрагированного дугового разряда осуществлялось импульсным блоком питания 14. Блок питания обеспечивал ток I_d разряда до 100 А. Длительность импульсов в экспериментах составляла 120 мкс, а частота следования импульсов была 1 Гц. Измерение тока I_d разряда осуществлялось с помощью трансформатора тока, а напряжение U_d горения разряда измерялось с помощью компенсированного делителя напряжения.

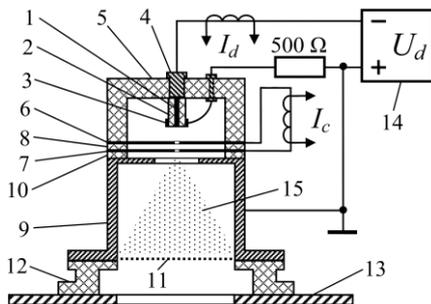


Рис. 1. Схема экспериментальной установки: 1 – катод; 2 – керамический изолятор; 3 – поджигающий электрод; 4 – токоввод; 5 – капролоновый изолятор; 6 и 7 – контрагирующие электроды; 8 – изолятор; 9 – полый анод; 10 – изолятор; 11 – мелкоструктурная сетка; 12 – капролоновый изолятор; 13 – фланец вакуумной камеры; 14 – импульсный блок питания дугового разряда; 15 – плазма

Известно, что ток контрагированного дугового разряда с одной стороны ограничен обрывом тока (падение тока до 0 А) с последующим погасанием разряда, с другой стороны – переходом в каскадный режим функционирования дугового разряда [7, 8]. Оба этих случая являются нерабочими. При переходе в каскадный режим функционирования дуги на контрагирующем электроде возникают катодные пятна, что нивелирует все преимущества контрагированного дугового разряда. Переход в каскадный режим может происходить как после обрыва тока разряда, так и без обрыва тока. Поэтому для точного фиксирования перехода дугового разряда в каскадный режим функционирования, как и в работе [7], измерялся ток I_c между двумя контрагирующими электродами. Для этого контрагирующие электроды

6 и 7 были соединены проводником, ток I_c через который измерялся с помощью трансформатора тока. При переходе дугового разряда в каскадный режим функционирования между контрагирующими электродами 6 и 7 возникает ток I_c , величина которого может достигать величины, близкой либо равной току разряда I_d (рис. 2).

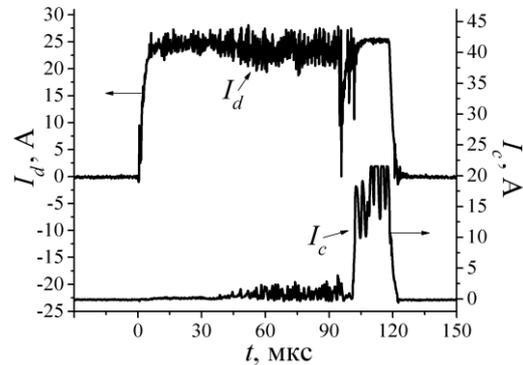


Рис. 2. Типичная форма импульса тока I_d разряда и ток I_c между контрагирующими электродами при переходе дугового разряда в каскадный режим функционирования

В плазменных источниках электронов на основе контрагированного дугового разряда, генерирующих электронные пучки в стандартном диапазоне давлений 10^{-2} – 10^{-1} Па, напуск рабочего газа осуществлялся в катодную область, и газ в полый анод (или экспандер) проникает через контрагирующее отверстие [7–9]. Поэтому в стандартных источниках в катодной области давление может достигать величины порядка 10 Па, а в полном аноде (экспандере) давление не превышает 0,1 Па. Форвакуумные источники электронов функционируют в изобарном режиме, т.е. давление в вакуумной камере и источнике одинаковое. В настоящей работе давление в полном аноде было таким же, как в вакуумной камере, а в катодную область газ попадал через контрагирующий канал в электродах 6 и 7. Поэтому в наших условиях эксперимента давление газа в аноде было на 2–3 порядка выше, чем в работах [7–9].

Результаты экспериментов и их анализ

При использовании гелия в качестве рабочего газа не обеспечивается стабильное функционирование дугового разряда в контрагированном режиме. Так, в исследованном диапазоне давлений гелия 3–21 Па при начальном (в течение первых 15 мкс) токе I_d разряда не более 15 А наблюдаются обрывы тока дуги и погасание разряда, при токе разряда более 15 А велика вероятность перехода дугового разряда в каскадный режим функционирования. При этом даже при максимальном давлении гелия время, при котором в течение импульса дуга функционирует в контрагированном режиме, не превышало 15 мкс.

Использование в качестве рабочего газа азота и аргона обеспечивает стабильное функционирование контрагированного дугового разряда. На рис. 3 представлены типичные формы импульсов тока I_d разряда и напряжения U_d горения дугового разряда, функционирующего в контрагированном режиме.

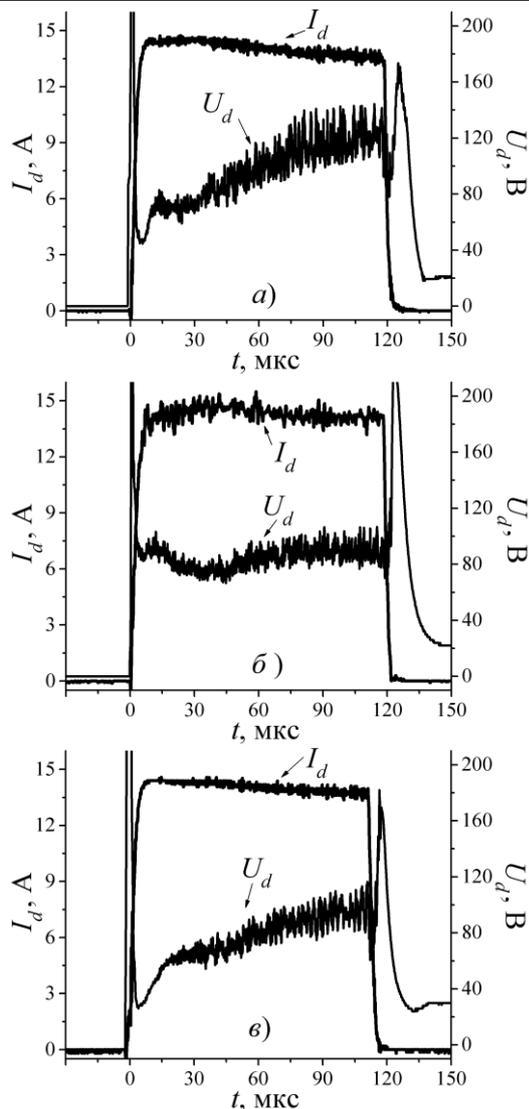


Рис. 3. Формы импульсов тока разряда I_d и напряжения горения U_d контрагированного дугового разряда: а – $p = 10$ Па, N_2 ; б – $p = 15$ Па, N_2 ; в – $p = 10$ Па, Ar

Исследования показали, что напряжение U_d контрагированного дугового разряда может существенно возрастать в течение импульса, а ток разряда заметно уменьшаться. Увеличение давления газа приводит меньшему росту напряжения в течение импульса и меньшему снижению тока разряда в течение импульса при одинаковом начальном токе дуги (сравнивались значения при одинаковом начальном токе в первые 20 мкс импульса) (см. рис. 3, б). Кроме того, при одинаковом давлении p использование газа с большим сечением ионизации (аргон) обеспечивает меньший рост напряжения и меньший спад тока дуги в течение импульса (см. рис. 3, в). При неизменном давлении скорость роста напряжения в течение импульса возрастает по мере увеличения начального разрядного тока, при этом степень уменьшения тока в течение импульса увеличивается.

На рис. 4 представлены зависимости напряжения горения U_d разряда от тока I_d дуги при использовании азота и аргона (здесь и далее представлены

усредненные по импульсу параметры). При увеличении тока I_d разряда наблюдается рост напряжения горения U_d . При использовании аргона в качестве рабочего газа напряжение U_d горения контрагированного дугового разряда значительно меньше, чем при использовании азота. Увеличение давления p газа приводит к уменьшению напряжения U_d горения дугового разряда, функционирующего в контрагированном режиме.

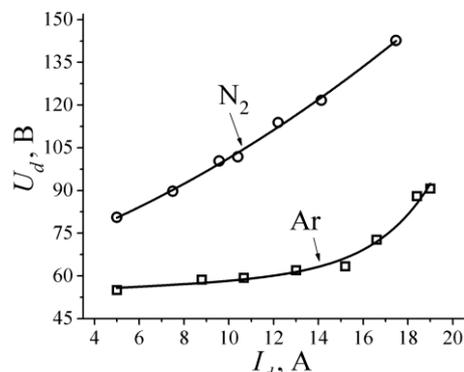


Рис. 4. Зависимость напряжения горения U_d разряда от тока I_d контрагированного дугового разряда при использовании в качестве рабочего газа аргона и азота при давлении газа $p = 8$ Па

Проведены исследования влияния давления на максимальный ток контрагированного дугового разряда. В качестве максимального тока разряда I_{d-max} принимался ток контрагированного дугового разряда, при котором вероятность погасания разряда или перехода дугового разряда в каскадный режим функционирования не превышала 3%. Данная вероятность оценивалась как отношение числа импульсов, в которых разряд погас или перешел в каскадный режим, к полному числу импульсов тока. Увеличение давления p и использование рабочего газа с большим сечением ионизации (аргон) обеспечивают увеличение максимального тока I_{d-max} контрагированной дуги (рис. 5). Кроме того, использование аргона обеспечивает уменьшение минимального рабочего давления p_{min} газа. При давлении газа меньше p_{min} дуговой контрагированный разряд либо гаснет, либо переходит в каскадный режим функционирования с вероятностью более 3%.

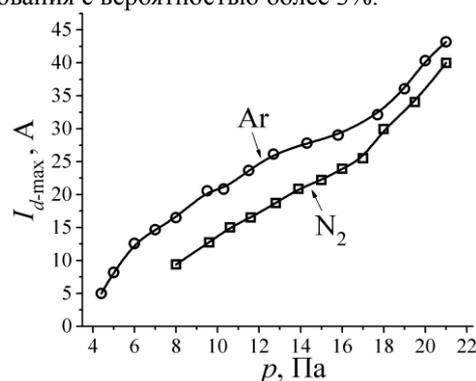


Рис. 5. Зависимость максимального тока I_{d-max} контрагированного дугового разряда от давления p рабочего газа при использовании аргона и азота

Наблюдаемые экспериментальные зависимости можно объяснить изменением газовых условий в канале контрагирования при протекании через него тока дуги. Как и в работах [7, 8], изменение газовых условий обусловлено «электронной откачкой» газа из контрагирующего канала. При «электронной откачке» газа уменьшение плотности газа обусловлено выносом нейтралов из контрагирующего канала (сужения) в результате передачи им направленного импульса при упругих соударениях с электронами, а также в результате ухода газовых ионов в катодную область разряда.

Заключение

Проведены исследования параметров контрагированного дугового разряда, функционирующего в форвакуумном плазменном источнике импульсного электронного пучка. Увеличение тока разряда приводит к росту напряжения горения контрагированной дуги. Установлено, что увеличение давления и использование газа с большим сечением ионизации обеспечивают увеличение максимального тока контрагированного дугового разряда. Использование аргона обеспечивает расширение диапазона рабочего давления за счет уменьшения минимального рабочего давления газа.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 20-08-00123 А.

Литература

1. Окс Е.М. Источники электронов с плазменным катодом: физика, техника, применения. – Томск: НТЛ, 2005. – 216 с.
2. Щанин П.М. Источники заряженных частиц с плазменным эмиттером. – Екатеринбург: УИФ Наука, 1993. – 150 с.
3. Зенин А.А. 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. Казаков А.В. 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.

7. Переход дугового разряда низкого давления из контрагированного в каскадный режим горения / Н.В. Гаврилов, Ю.Е. Крейндел, Е.М. Окс, П.М. Щанин // ЖТФ. – 1983. – Т. 53, № 10. – С. 1947–1951.

8. Условия существования и предельные параметры импульсной контрагированной дуги низкого давления / Н.В. Гаврилов, Ю.Е. Крейндел, Е.М. Окс, П.М. Щанин // ЖТФ. – 1984. – Т. 54, № 1. – С. 66–72.

9. Девятков В.Н., Коваль Н.Н. Плазменный сеточный катод на основе контрагированного дугового разряда низкого давления в неоднородном магнитном поле // Изв. высш. учеб. завед. Физика. – 2017. – Т. 60, № 10-2. – С. 32–38.

Казаков Андрей Викторович

Канд. техн. наук, доцент каф. физики ТУСУРа
Эл. почта: andrykazakov@gmail.com

Кузьмин Александр Сергеевич

Студент каф. ФЭ ТУСУРа
Эл. почта: kuzmin.sanya2013@gmail.com

Медовник Александр Владимирович

Канд. техн. наук, доцент каф. физики ТУСУРа
Эл. почта: medovnikav@mail.ru

Панченко Николай Алексеевич

М.н.с. каф. физики ТУСУРа
Эл. почта: panchenkona@vtomske.ru

УДК 537.525

А.С. Климов, А.Е. Петров, А.А. Поддубнов, В.Т. Чан

Влияние режимов электронно-лучевого облучения на распределение температурных полей в композиционной керамике

Представлены результаты моделирования температурных полей и перепада температур, возникающих в корундоциркониевой композиционной керамике при ее облучении электронным пучком в форвакуумной области давлений. В качестве материала образца использовался композит, состоящий из смеси порошков из оксида алюминия и оксида циркония. Расчет проводился с использованием программного пакета COMSOL Multiphysics для различных геометрий образцов и параметров электронного пучка и режимах облучения. Показано, что перепад температуры по объему образцов зависит в разной степени от размеров образцов, а также мощности облучения. Определены режимы обработки, а также требования к размерам образцов, позволяющие снизить перепад температур и повысить тем самым однородность нагрева и спекания.

Ключевые слова: электронный пучок, спекание, композиционная керамика, тепловые поля, перепад температур, форвакуумная область давлений.

Композиционные керамические материалы представляют собой керамическую матрицу с керамическим наполнителем из другой марки керамики и являются одними из перспективных материалов для использования в различных отраслях промышленности – от авиационной до медицинской [1, 2]. Основная особенность такого класса материалов в сочетании преимуществ веществ, входящих в состав композита. Наиболее широкое распространение получили корундоциркониевые композиционные керамики. Твердость таких материалов превосходит твердость диоксида циркония за счет вклада высокопрочной компоненты из оксида алюминия. Коэффициент же теплопроводности близок к теплопроводности оксида алюминия. Свойства композиционного материала определяются элементарным составом исходных веществ, размером фракций, а также технологией их изготовления [3, 4].

На сегодняшний день существуют различные способы создания композиционной керамики, в основном относящиеся к порошковой технологии: спекание без давления, горячее или холодное одноосное прессование, горячее изостатическое прессование, искровое плазменное спекание, микроволновое спекание, послойное лазерное спекание [5–7].

Одним из новых методов спекания является электронно-лучевой. Поток электронов высокой энергии направляется на спекаемый компак и нагревается за счет кинетической энергии электронов до необходимой температуры. При таком методе воздействия потери энергии на нагрев тиглей и держателей образцов минимальны, поскольку электронный пучок может быть достаточно точно направлен только на требующую нагрева сторону компакта. Кроме того, нагрев компакта при электронно-лучевом облучении может осуществляться также и за счет протекания тока по его объему [8]. Основным недостатком электронно-лучевого метода спекания заключается в трудности нагрева компакта более чем с одной стороны. В связи с чем возникает перепад температур между облучаемой и необлучаемой поверхностями. В случае спекания однородного по составу материала такой перепад может приве-

сти к равномерному по глубине спеканию и соответственно снижению качества получаемой композиционной керамики.

Цель настоящей работы заключается в исследовании влияния размеров компакта, а также режимов облучения на распределение температуры по объему спекаемого компакта. Исследование осуществлялось экспериментально, а также с использованием программного продукта COMSOL Multiphysics.

Экспериментальная установка и методики

Электронно-лучевое спекание осуществлялось на вакуумной установке с использованием плазменного электронного источника в форвакуумной области давлений. Источник электронов формировал электронный пучок с энергией до 20 кэВ и током до 100 мА [9]. Плотность мощности пучка могла достигать 10^5 Вт/см². Схематичное изображение установки представлено на рис. 1.

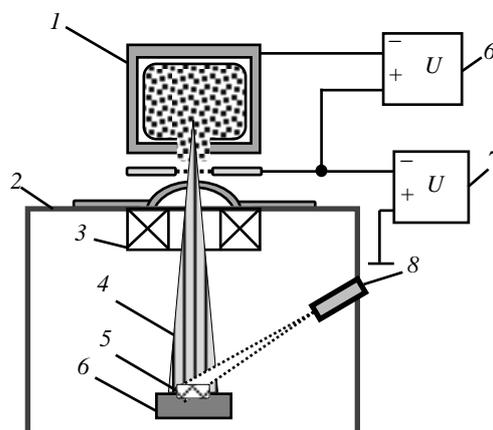


Рис. 1. Схема установки для электронно-лучевого спекания в форвакуумной области давлений:

1 – форвакуумный плазменный электронный источник; 2 – вакуумная камера; 3 – магнитная фокусирующая система; 4 – электронный пучок; 5 – обрабатываемый компак; 6 – тигель; 7 – источник разрядного напряжения; 8 – источник ускоряющего напряжения; 9 – пирометр

После этапа компактирования сформированный компак помещался в вакуумную камеру на графитовый тигель, измерение температуры в процессе

спекания проводилось с помощью пирометра. Рабочая камера откачивалась до давления 3 Па, после чего в камеру напускался гелий. Рабочее давление составляло 30 Па. Фокусировался электронный пучок и направлялся непосредственно на обрабатываемый керамический компакт.

Нагрев компакта проводился до температуры 1600 °С в течение 20–21 мин последовательным увеличением ускоряющего напряжения и тока пучка. По достижении нужной температуры в 1600 °С проводилась выдержка образца в данном режиме в течение 10 мин. После выдержки осуществлялось охлаждение образца путем уменьшения ускоряющего напряжения и тока пучка, по окончании охлаждения происходило выключение плазменного источника и образец еще некоторое время (10–15 мин) находился в вакууме. Типичная зависимость мощности пучка, а также температуры поверхности от времени в процессе спекания представлена на рис. 2.

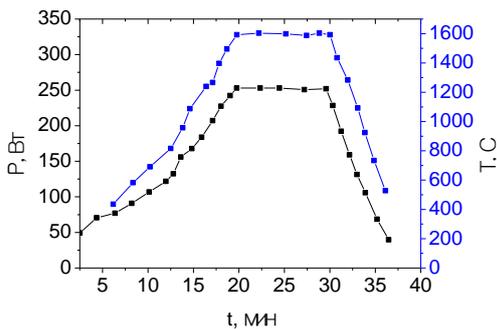


Рис. 2. Зависимость мощности электронного пучка и температуры облучаемой поверхности от времени спекания

Результаты работы и их анализ

Как показали эксперименты, перепад температур по глубине компакта в процессе спекания может достигать нескольких сотен градусов при толщине компакта 3 мм и диаметре 10 мм. Так, при нагреве облучаемой стороны до 1650° температура необлучаемой стороны компакта может сохраняться на уровне 1100°. Столь значительный перепад может негативно сказаться на возможности спекания металлокерамического композита. Нивелировать влияние перепада возможно при использовании многослойного композиционного материала с расположением более температуростойких слоев из оксида циркония с облучаемой стороны. В процессе нагрева электронным пучком поверхность, состоящая из диоксида циркония, будет способна выдержать большой нагрев, позволив тем самым нижележащим слоям из оксида алюминия достичь температуры спекания.

Используя программный пакет COMSOL Multiphysics, была построена упрощенная модель компакта и тигля, на котором он расположен, представленная на рис. 3.

Компакт состоял из двух слоев общей высотой 3 мм и диаметром 10 мм, графитовый тигель был диаметром 14 мм и высотой 7 мм. Материалы для компакта были выбраны из обширной библиотеки, представленной в данной программе. Верхний (под-

вергаемый облучению) слой компакта состоял из чистого диоксида циркония, а нижний слой — из чистого оксида алюминия.

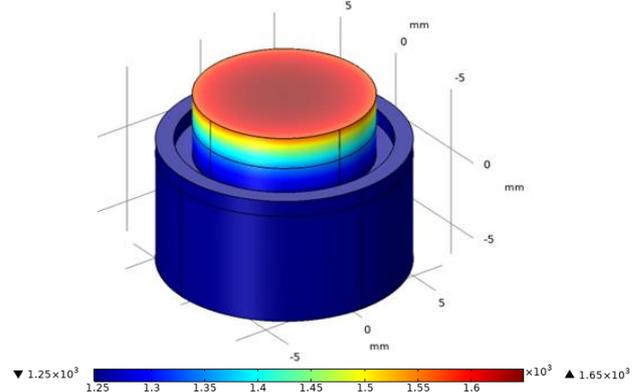


Рис. 3. Модель компакта и тигля для расчета

После построения геометрии были заданы необходимые для расчета параметры пучка. Мощность пучка была задана файлом, повторяющим значения из режима для третьего образца, приложение В. Диаметр пучка был задан равным 10 мм, распределение плотности мощности пучка для упрощения расчетов было выбрано прямоугольным, т.е. равномерным по всей облучаемой поверхности.

Исходя из заданных параметров пучка, была записана функция плотности мощности пучка в раздел переменных программы. Также были учтены параметры окружающей среды, образец находился в среде гелия при температуре окружающей среды $T_{amb} = 293$ К и абсолютном давлении $P_{amb} = 10$ Па. С использованием инструмента Heat Flux была учтена естественная конвекция тепла в атмосфере гелия при указанном давлении в вакуумной камере.

Используя модуль теплопередачи в твердых телах и возможности инструмента Heat Flux (тепловой поток), была выбрана поверхность, на которую воздействовал пучок электронов. Поскольку при энергии электронов пучка 10 кэВ глубина пробега электронов в облучаемом материале не превышает нескольких микрометров, то источник нагрева был выбран поверхностным. Время нагрева составляло 20 мин, время выдержки при постоянной температуре 10 мин и время остывания 10 мин были выбраны в соответствии с экспериментом.

Задание всех вышеперечисленных параметров позволило рассчитать распределение теплового поля при облучении компакта.

Для оценки влияния толщины образцов на перепад температуры между облучаемой и необлучаемой сторонами было проведено моделирование нагрева для различных толщин образца от 1 до 10 мм при неизменных параметрах электронного пучка 210 Вт. Перепад температур определялся между центрами облучаемой и необлучаемой поверхностями компакта. Полученные результаты представлены в виде на рис. 4.

Как видно из рис. 4, с увеличением толщины образца вполне ожидаемо растет и разность температур. При этом температура обрабатываемой по-

верхности уменьшается в среднем на 30° при увеличении толщины образца на 1 мм. Минимальный перепад температур ΔT_{\min} составляет 120° , и это при толщине образца 1 мм. Для сравнения ΔT_{\min} было рассчитано для стального образца и составило порядка 33° при толщине 1 мм, что объясняется низкой теплопроводностью керамики по сравнению с металлами. Теплопроводность для алюмооксидной керамики равна $25 \text{ Вт}/(\text{м}\cdot^\circ\text{C})$ и для стали $45 \text{ Вт}/(\text{м}\cdot^\circ\text{C})$.

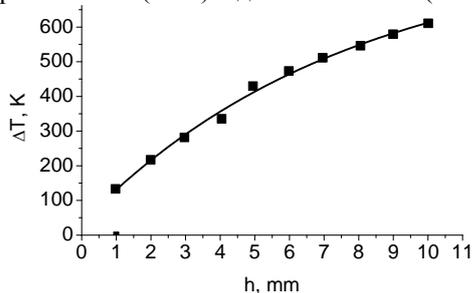


Рис. 4. Зависимость перепада температур от толщины образца

Зависимость перепада температур (ΔT) от мощности пучка для различных толщин образцов показала, что основной вклад в их нагрев до максимальной температуры вносит мощность электронного пучка. Результат представлен на рис. 5. Как можно заметить из рис. 5, разность температур увеличивается с ростом мощности электронного пучка. Данную зависимость можно объяснить тем, что при увеличении мощности пучка увеличивается температура на поверхности воздействия, что в свою очередь приводит к увеличению разности температур между стороной облучения и стороной контакта с тиглем. Увеличение толщины компакта только способствует увеличению данной разности.

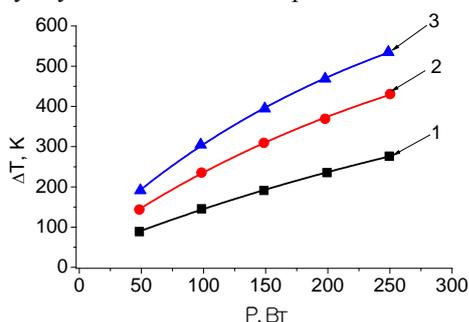


Рис. 5. Зависимость разности температур от мощности пучка для образцов различной толщины:
1 – 2 мм, 2 – 4 мм, 3 – 6 мм

Исходя из полученных зависимостей рис. 4, 5 можно сделать вывод, что для более равномерного нагрева следует использовать тонкие образцы или применять технологию двухстороннего облучения.

Заключение

Результаты моделирования распределения температуры в объеме спекаемого электронным пучком компакта показали, что при одностороннем облучении перепад температур может достигать 700° при толщине образца 10 мм. Снижению перепада способствует выбор для спекания более тонких образцов – до 2 мм.

Исследование выполнено при финансовой поддержке Министерства образования в рамках гранта Президента для докторов наук № МД-2649.2019.8.

Литература

1. Valmik B. Singh A Review on Functionally Gradient Materials (FGMs) and Their Applications // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – 2017. – Vol. 219. – P. 123–132.
2. Pompe W., Worch H., Epple M. et al. Functionally graded materials for biomedical applications // Materials Science and Engineering. – 2003. – Vol. 362. – P. 40–60.
3. Jamian S. Application of Functionally Graded Materials for Severe Plastic Deformation and Smart Materials : Experimental Study and Finite Element Analysis // Department of Engineering Physics, Electronics and Mechanics. – 2012. – Vol. 322. – P. 215–247.
4. Dina H.A., Besisa M.M., Emad M.M. Advances in Functionally Graded Ceramics – Processing, Sintering Properties and Applications // Intech open science open minds. – 2016. – Vol. 31(2). – P. 3268–3300.
5. Xu H.Q., Wang Z., Wu J.Y., Li Q.G., Liu M.J., Li Y.Y. Mechanical properties and microstructure of Ti/Al₂O₃ composites with Pr₆O₁₁ addition by hot pressing sintering // Mater. Des. 101. – 2016. – P. 1–6.
6. Irshad H.M., Hakeem A.S., Ahmed B.A. et al. Effect of Ni content and Al₂O₃ particle size on the thermal and mechanical properties of Al₂O₃/Ni composites prepared by spark plasma sintering // Int. J. Refract. Metals Hard Mater. – 2018. – Vol. 76. – P. 25–32.
7. Matsuo S., Watari F., Ohata N. Fabrication of a functionally graded dental composite resin post and core by laser lithography and finite element analysis of its stress relaxation effect on tooth root // Dental materials journal. – 2001. – Vol. 20(4). – P. 257–274.
8. Двилис Э.С. и др. Особенности электронно-лучевого спекания в форвакууме керамических материалов на основе карбида кремния с оксидными добавками / Э.С. Двилис, В.А. Бурдовицин, А.О. Хасанов и др. // Фундаментальные исследования. – 2016. – Т. 2, № 10.
9. Klimov A.S., Bakeev I.Yu., Zenin A.A. Influence of electron-beam processing mode on the sintering of alumina ceramics // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – 2019. – Vol. 597. – P. 1–4.

Климов Александр Сергеевич

Д-р техн. наук, профессор каф. физики ТУСУРА,
Тел.: +7-905-990-52-41
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Эл. почта: klimov@main.tusur.ru

Петров Александр Евгеньевич

Студент ТУСУРа
Тел.: +7-999-177-61-37
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Эл. почта: a.e.petrov_job@mail.ru

Поддубнов Артем Андреевич

Студент ТУСУРа
Тел.: +7-391-312-34-56
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Эл. почта: artem.poddubnov@gmail.com

Чан Ван Ту

Аспирант ТУСУРа
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Эл. почта: tranvantu0208@gmail.com

УДК 537.533

А.А. Зенин, А.С. Климов

Влияние режима электронно-лучевой пайки металла с керамикой на состав паяного шва

Представлены результаты исследования состава шва при электронно-лучевой пайке металла с керамикой. Использование форвакуумного плазменного источника электронов позволяет проводить контролируемый локальный нагрев спаиваемых деталей с минимальными тепловыми потерями. В статье показано, что на состав шва существенно влияет температура пайки. Так, при температуре порядка 700 °С заметного перемешивания основного материала и материала припоя (алюминия) не наблюдается. Увеличение температуры пайки до 1100 °С приводит к образованию интерметаллических соединений титана и алюминия, и их концентрации в паяном шве оказываются соизмеримыми.

Ключевые слова: электронно-лучевая пайка, металлокерамика, форвакуум.

Получение металлокерамических соединений является достаточно сложной задачей ввиду больших различий в физических и механических свойствах соединяемых материалов. Так, для получения качественных вакуумно-плотных соединений необходимы минимальные различия в коэффициентах термического расширения соединяемых материалов и их химическая совместимость [1, 2]. Большинство существующих в настоящее время способов получения вакуумно-плотных соединений керамики и металла основываются на их спаивании через припой.

Для этого предварительно подготовленную поверхность керамического изделия изначально металлизуют путем нанесения металлизующей пасты либо втирания пасты в поверхность и через связующую промежуточную присадку-припой осуществляют непосредственно пайку керамики с металлом [3].

Основным недостатком данной технологии является сложная и трудоемкая операция металлизации керамики с ее последующим вжиганием. К тому же операция металлизации требует специальной подготовки поверхности керамики с заданной шероховатостью. Традиционно пайку металла с керамикой осуществляют в вакуумной печи, однако для этих целей могут быть использованы и альтернативные источники нагрева, такие как лазерное излучение [4, 5] и электронный пучок [6].

Проведенные нами ранее эксперименты показали принципиальную возможность получения металлокерамических соединений путем пайки с применением форвакуумного плазменного источника электронов [6, 7]. Однако в представленных работах практически не уделено внимания изменению состава шва в зависимости от температурных режимов пайки. Таким образом, представляемая статья является продолжением работ по изучению возможностей и особенностей электронно-лучевой пайки металла с керамикой.

Методика проведения эксперимента

Схема экспериментов по исследованию особенностей электронно-лучевой пайки металла с керамикой приведена на рис. 1. Для экспериментов исполь-

зовались образцы алюмооксидной керамики ВК-94 в виде пластин размером 10×10×5 мм. В качестве основного металла использовались пластинки титан ВТ-1 размером 10×10×2 мм, а в качестве припоя были выбраны пластины алюминий толщиной 1 мм. Предварительно очищенные от посторонних примесей и окислов образцы промывались в ацетоне и устанавливались на графитовом тигле в вакуумную камеру, оснащенную форвакуумным плазменным источником электронов.

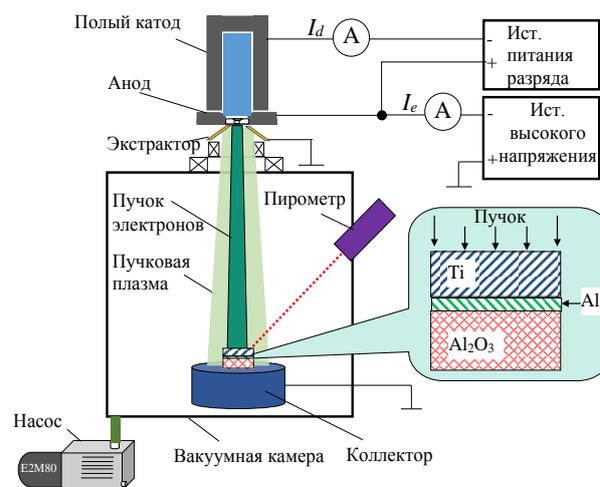


Рис. 1. Схема эксперимента

Форвакуумный плазменный электронный источник на основе разряда с полым катодом [7, 8] устанавливался на верхнем фланце вакуумной камеры. Вакуумная камера откачивалась до давления порядка 2–3 Па с помощью механического пластинчато-роторного насоса VocEdwards E2M80. Скорость откачки насоса обеспечивала эффективную откачку до необходимых давлений при большом газоотделении. После чего в вакуумную камеру напускался гелий до рабочего давления 20 Па. Для форвакуумных плазменных источников электронов характерен изобарический режим функционирования, когда давление в разрядной системе, в ускоряющей промежутке и области транспортировки электронного пучка практически одинаковое. Являясь инерт-

ным газом, гелий обеспечивал чистоту операций пайки и наибольшую электрическую прочность ускоряющего промежутка плазменного источника электронов, повышая тем самым стабильность работы. Электропитание разрядного и ускоряющего промежутка форвакуумного плазменного источника электронов 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.

После стабилизации давления в вакуумной камере производился плавный нагрев спаиваемых образцов электронным пучком с энергией 8 кэВ и током в пучке от 50 до 120 мА. Для обеспечения плавного и равномерного нагрева спаиваемых образцов производилась развертка электронного пучка по растру с частотой 100 Гц и размерами квадратной области нагрева 20×20 мм. Контроль температуры пайки осуществлялся бесконтактным методом с помощью инфракрасного пирометра Marathon MM (Raytec, США) с диапазоном измерений 600–3000 °С. Нагрев спаиваемых образцов электронным пучком осуществлялся в течение 10 мин с плавным увеличением мощности пучка, что позволяло снизить термодарные нагрузки на керамику и обеспечить обезгаживание поверхности спаиваемых деталей. При достижении заданной температуры (700 и 1100 °С) проводилась выдержка в течение 5 мин, после чего мощность пучка плавно снижалась и происходило остывание спаиваемых образцов.

Микроструктуру поверхности, поперечного шлифа и элементный состав паяных образцов изучали в растровом электронном микроскопе Hitachi S3400N, оснащенный приставкой энергодисперсионного микроанализа Bruker XFlash 5010.

Результаты работы и их обсуждение

На рис. 2 приведен микрошлиф поперечного сечения паяного шва, полученного при температуре пайки 700 °С.

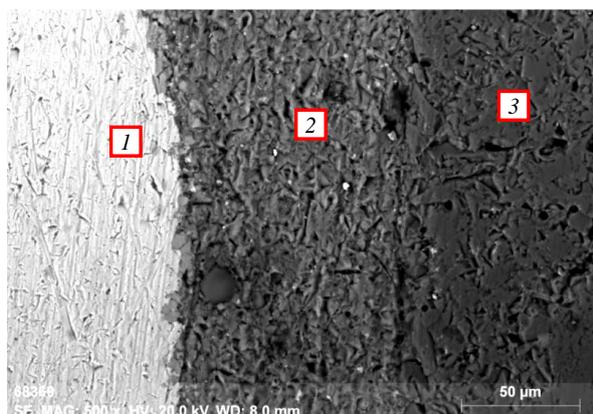


Рис. 2. Микрофотография паяного шва при температуре пайки 700 °С

На фотографии отчетливо видна граница между основным металлом (титаном, на фотографии слева), припоем-присадкой (алюминием, на рисунке

посередине) и оксидной керамикой (на рисунке справа). В табл. 1 приведен элементный состав областей, обозначенных на рис. 2.

Таблица 1
Элементный состав областей паяного шва образца с температурой пайки 700 °С

Номер области	Элементный состав в атомных процентах			
	O	Al	Ti	Другие элементы
1	19,7	8,2	71,7	0,4
2	10,5	82,6	4,1	2,8
3	59,1	38,1	2,3	0,5

Из приведенных в табл. 1 данных видно, что при температуре пайки 700 °С происходит частичное проникновение алюминия в титан в области шва. Увеличение температуры при одинаковом времени выдержки приводит к росту областей интерметаллических соединений. Так, на рис. 3 приведен микрошлиф паяного образца, полученного при температуре пайки 1100 °С.

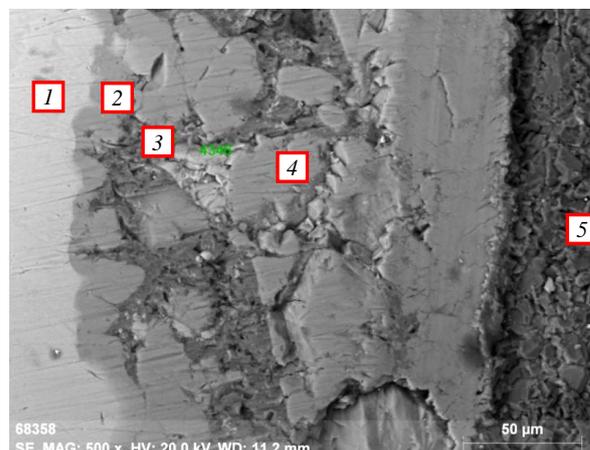


Рис. 3. Микрофотография паяного шва при температуре пайки 1100 °С

Таблица 2
Элементный состав областей паяного шва образца с температурой пайки 1100 °С

Номер области	Элементный состав в атомных процентах			
	O	Al	Ti	Другие элементы
1	18,4	26,7	54,5	0,4
2	12,8	53,6	33,4	0,2
3	12,5	77,3	9,6	0,6
4	14,1	57,7	27,7	0,5
5	58,6	38,4	2,7	0,3

Из приведенных данных видно, что с увеличением температуры значительно изменяется характер распределения элементов с паяным швом. Так, на рис. 2 отчетливо видны области перемешивания основного металла-титана с припоем-алюминием. Этот факт также подтверждается изменением элементного состава, представленного в табл. 2. Так, в областях 2 и 4 наблюдается практически одинаковое соотношение алюминия и титана. Алюминия в 2 раза больше титана, что может свидетельствовать об образовании интерметаллического соединения

вида Al_nTi_m . Более подробно фазовый состав будет определен в ходе дальнейших экспериментов.

Таким образом, в результате проведенных экспериментов можно сделать вывод, что при электронно-лучевой пайке на состав паяного шва существенно влияет температурный режим. Увеличение температуры пайки с 700 до 1100 °С приводит к существенному изменению распределения элементов в шве.

Работа поддержана стипендией Президента РФ для молодых ученых и аспирантов № СП-317.2019.1.

Литература

1. Батыгин В.Н., Метелкин И.И., Решетников А.М. Вакуумно-плотная керамика и ее спаи с металлами / под ред. Н.Д. Девяткова. – М.: Энергия, 1973. – 408 с.
2. Справочник по пайке / под ред. С.Н. Лоцманова, И.Е. Петрушина, В.П. Фролова. – М.: Машиностроение, 1975. – 407 с.
3. Шулаев В.М. Оптимизация технологии активной пайки металлокерамических корпусов титаносодержащим припоем / В.М. Шулаев, Л.М. Балясный, В.Е. Блаженец // Пайка–2018. – 2018. – С. 248–254.
4. Мещерякова Г.П. Моделирование технологических режимов лазерной пайки металлокерамики / Г.П. Мещерякова, А.О. Кудрявцев // Изв. высш. учеб. завед. Технология легкой промышленности. – 2012. – Т. 18, № 4. – С. 23–25.

5. Рахимьянов Э.Р. Лазерная пайка металлокерамических соединений / Э.Р. Рахимьянов, А.М. Чалов // Молодежный науч. форум. X вузовская науч.-исслед. конф. – 2019. – С. 106–112.

6. Зенин А.А. Электронно-лучевая пайка алюмооксидной керамики с металлом с применением форвакуумного плазменного источника электронов / А.А. Зенин, А.С. Климов // Доклады ТУСУР. – 2013. – № 1 (27). – С. 10–13.

7. Зенин А.А. Особенности получения металлокерамических соединений с применением форвакуумных плазменных источников электронов / А.А. Зенин, А.П. Андрейчик, А.С. Климов // Современные материалы, техника и технологии. – 2016. – № 1. – С. 66–70.

Зенин Алексей Александрович

Канд. техн. наук, доцент каф. физики ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 41-33-69
Эл. почта: zenin1988@gmail.com

Климов Алексей Сергеевич

Д-р техн. наук, профессор каф. физики ТУСУРа
Тел.: + 7 (382-2) 41-33-69
Эл. почта: klimov680@gmail.com

Секция 10

СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА МИКРОВОЛНОВОЙ РАДИОФОТОНИКИ

Председатель секции – Задорин Анатолий Семёнович, профессор каф. РЗИ, д-р физ.-мат. наук

УДК 621.373.12

А.С. Задорин, Е.Н. Иванов

Режим динамического хаоса в оптоэлектронном СВЧ-автогенераторе с задержанной обратной связью на основе оптического волокна

Рассмотрена возможность применения микроволновых оптоэлектронных автогенераторов (ОЭАГ) в качестве генераторов динамического хаоса защищенных систем связи. Показано, что данный режим формируется при большом усилении сигнала в петле обратной связи автогенератора. Приведены результаты экспериментов по реализации хаотического режима в макете ОЭАГ.

Ключевые слова: микроволновый автогенератор, режим динамического хаоса, защищенная система связи.

Развитие новых технологий в радиолокации и технике связи во многом определяется актуальной палитрой доступных радиоэлектронных функциональных узлов, их техническими характеристиками. Важное место среди этих устройств в последнее время заняли оптоэлектронные автогенераторы (ОЭАГ) (рис. 1), в которых за счет промежуточных преобразований энергии СВЧ-колебаний в энергию световой волны с несущей частотой ν_0 обеспечивается высокая спектральная чистота формируемого регулярного СВЧ-сигнала $u_r(t) = U_r(t) \cos[f_0 t + \varphi_r(t)]$ [1, 2]. Соответствующий механизм основан на амплитудной модуляции (АМ) лазерного излучения сигналом $u_r(t)$ в блоке электрооптического модулятора (ЭОМ). В дальнейшем СВЧ-колебание $u_r(t)$ выделяется в фотоприемнике (ФПУ) ОЭАГ в результате биений оптической несущей с боковыми состав-

ляющими в спектре оптического сигнала, отстоящими от несущей ν_0 на $\pm f_0$. При этом для создания колебательной системы АГ и достижения требуемой добротности в схеме ОЭАГ часто используется задержанная обратная связь (ОС) в виде оптического волокна (ОВ), соединяющего ФПУ с оптическим модулятором. Особенностью данной схемы АГ является то, что при разомкнутой петле обратной связи нелинейность тракта ОЭАГ, в основном, определяется амплитудной характеристикой ЭОМ. Благодаря высокой эквивалентной добротности ОВ на практике указанная схема АГ чаще всего используется для формирования регулярных гармонических сигналов частоты f_0 с низким уровнем фазовых шумов [2, 12].

Однако данный режим не исчерпывает всего многообразия возможных стационарных состояний рассматриваемого автогенератора.

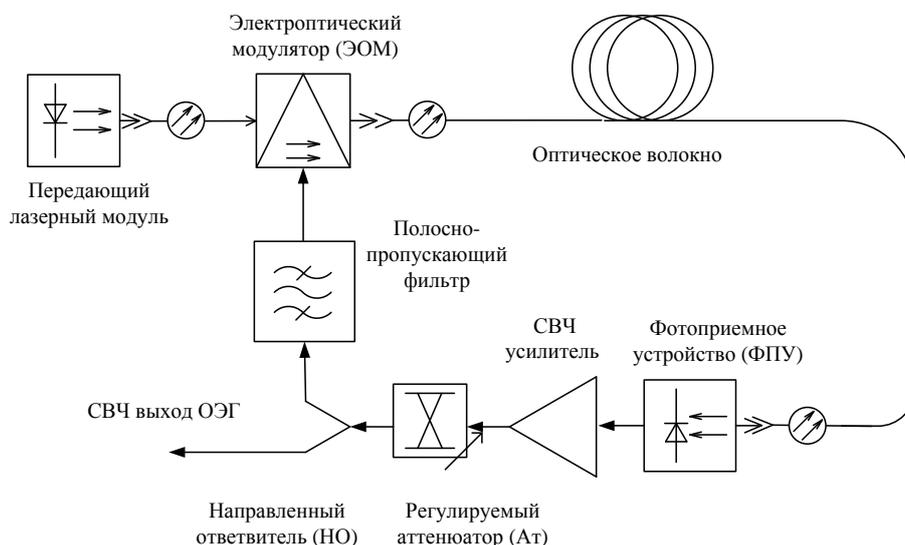


Рис. 1. Структурная схема оптоэлектронного генератора с задержанной обратной связью

В последние годы практический интерес приобретают также режимы динамического хаоса (ДХ), представляющие собой сложное неперiodическое движение состояний АГ, порождаемое его нелинейными свойствами [3].

Такой тип движения может возникать в отсутствие внешнего шума и полностью определяется свойствами детерминированной динамической системы [4–6]. В данной связи способность рассматриваемой схемы АГ с запаздыванием генерировать широкополосные хаотические колебания с высокой размерностью привлекает внимание специалистов для построения систем конфиденциальной связи [3–7, 9–11].

Структурная схема одной из таких систем представлена на рис. 2. Это так называемая схема генераторов хаотических сигналов с нелинейным «подмешиванием» информационного сигнала в хаотическую динамику [5–7, 9–12]. На этой схеме передат-

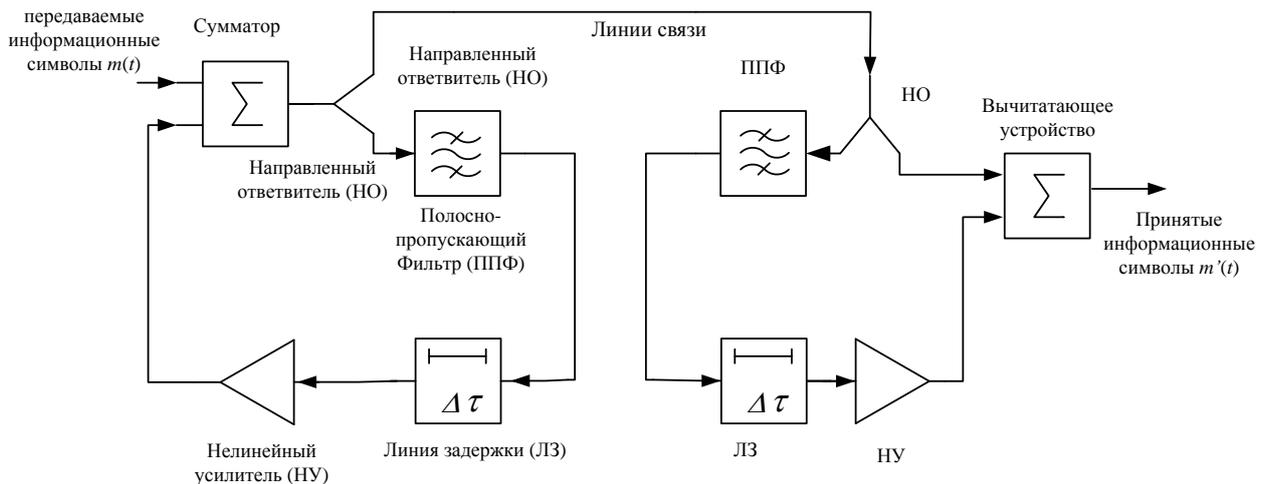


Рис. 2. Структурная схема системы связи на основе генераторов хаотических сигналов с нелинейным подмешиванием

Наиболее важным требованием, предъявляемым к хаотическим сигналам таких устройств, является относительная равномерность их спектральной плотности мощности в рабочем диапазоне частот. При этом центральная частота f_0 такого сигнала должна быть максимально высокой [3, 4]. Описанные в литературе рабочие макеты систем связи по рис. 2, построенные на базе программируемых микроконтроллеров, способные работать лишь на низких частотах $f_0 \sim 1$ кГц, этим требованиям не удовлетворяют [7, 10]. С другой стороны, авторами [9] исследованы режимы генерации динамического хаоса в схемах ОЭАГ на частотах до 3 ГГц.

Поэтому целью настоящего сообщения является постановка подобных экспериментов по реализации режима динамического хаоса в ОЭАГ на частоте $f_0 \sim 1$ ГГц, а также рассмотрение возможности построения на основе таких генераторов связных систем.

Следуя [9], рассмотрим модель этого процесса в ОЭАГ по схеме рис. 1. Динамика СВЧ-колебания напряжения $V(t)$ на входе ЭОМ в данной системе может быть характеризовать безразмерной переменной $x(t)$, связанной с полуволновым напряжением модулятора V_π , как $x(t) = \pi V(t)/2V_\pi$.

чик и приемник представляют собой систему связанных автогенераторов с запаздывающей обратной связью и состоят из линий задержки, нелинейных элементов и линейных полосно-пропускающих фильтров. На передающей стороне информационный сигнал $m(t)$ с помощью сумматора добавляется к хаотическому сигналу $f(t)$ на выходе нелинейного элемента, и сигнал, равный $f(t) + m(t)$, передается в канал связи. При правильно настроенной связи, благодаря фундаментальному явлению хаотической синхронизации [8], в АГ на приемном конце системы связи формируется колебательный процесс, идентичный $f(t)$. Такое синхронное поведение обоих автогенераторов в рассматриваемой нелинейной системе возникает само по себе и не требует дополнительных схем синхронизации приемника и передатчика [9, 10]. В таком случае восстановление сообщения $m(t)$ сводится к вычитанию из принятого сигнала $s(t)$ колебания АГ приемника.

Полагая, что в схеме рис. 1 нелинейность определяется только одним нелинейным узлом, а именно ЭОМ, ее уравнение состояния принимает вид [9]

$$x + \tau \frac{dx}{dt} + \frac{1}{\theta} \int_{\tau_0}^{\tau} x(s) ds = \beta \cos^2[x(t-T) + \varphi]. \quad (1)$$

Здесь $\beta = \pi \eta SGP/2V_\pi$, φ – нормированное к уровню V_π усиление напряжения $V(t)$ в петле обратной связи и начальный фазовый сдвиг; T , P – временная задержка и мощность оптического сигнала на выходе оптического волокна; S – коэффициент преобразования ФПУ; $\tau = 1/\Delta f$; Δf – полоса пропускания ППФ, с центральной частотой f_0 ; $\theta = \Delta f/(f_0)^2$.

Учитывая, что комплексный сигнал $x(t)$ на входе нелинейного фазового модулятора преобразуется в набор из n гармонических частотных составляющих, описываемых функциями Бесселя первого порядка $J_n(x)$ с частотами $n f_0$, из которого фильтром ППФ выделяется лишь одна компонента $J_1(x)$, характеризующаяся комплексной амплитудой $A(t)$, то уравнение (1) для $A(t)$ переписывается как

$$\frac{dA}{dt} = \frac{\Delta f}{2} A - \Delta f \gamma \exp(-i\sigma) \frac{J_1((2|A_T|))}{2|A_T|} \times A_T, \quad (2)$$

где $J_{c1}(A_T) = \frac{J_1((2|A_T|))}{2|A_T|}$, $\gamma = \beta \cdot \sin(2\varphi)$ – эффективный коэффициент усиления системы; $\sigma = f_0 \cdot T$ – фазовый сдвиг в петле обратной связи (ОС) ОЭАГ.

Из (2) следует, что стационарный режим генератора, когда $A = 0$, описывается уравнением

$$A \cdot [1 + \Delta f \gamma \exp(-i\sigma) J_{c1}((2|A_T|))] = 0.$$

Отсюда видно, что условием баланса фаз в петле ОС является соотношение $\exp(-i\sigma) = -1$.

Поскольку максимум функции $J_{c1}((2|A_T|))$ в (2) равен 0,5, то из (2) можно заключить, что амплитудные флуктуации δA в петле ОС описываются соотношением

$$\frac{d\delta A}{dt} = -\Delta f \delta A + \Delta f \gamma \delta A_T. \quad (3)$$

Отсюда следует, что условие устойчивости режима $A(t) = 0$, т.е. отсутствия нарастания δA в петле ОС ОЭАГ, имеет вид $\gamma < 1$.

Отсюда заключаем, что точка $\gamma = 1$ является точкой бифуркации между рассмотренным тривиальным стационарным состоянием АГ $A(t) = 0$ и следующим состоянием $A(t) \neq 0$. Из уравнения (2) следует, что в данном режиме амплитуда автоколебаний описывается уравнением

$$J_{c1}((2|A_T|)) = 1/(2\gamma),$$

стационарное решение $A(t)$ которого лежит в пределах $1 < \gamma < 15,52$ [9].

Для проверки устойчивости этого решения к флуктуациям δA нужно сумму $A(t) + \delta A$ подставить в (2). В результате, учитывая условие стационарности $A=0$, получим [9]

$$\delta A = -\Delta f \delta A + 2\Delta f \gamma \{J_{c1}((2|A|)) + 2|A|J'_{c1}((2|A|))\} \delta A.$$

Затухающие решения этого уравнения должны удовлетворять условию [9]

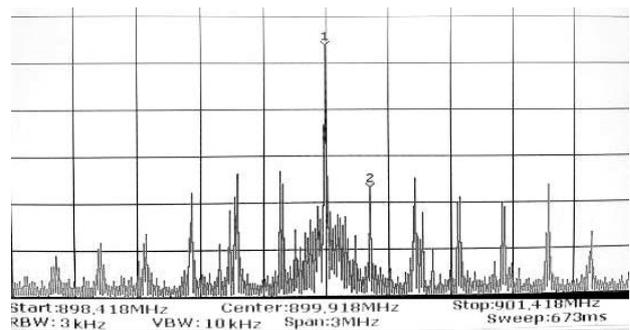
$$|0,5 + \{ |A| J'_{c1}((2|A|)) \} / \{ J_{c1}((2|A|)) \}| < 0,5.$$

Можно показать, что решения этого уравнения относительно петлевого коэффициента усиления системы γ лежат в интервале $1 < \gamma < 2,31$, в пределах которого и обеспечивается основной режим одномодовой генерации ОЭАГ [1, 2, 9]. Если усиление γ превысит указанный пороговый уровень γ_c , то система претерпевает еще одну бифуркацию, и переходит в новый режим, в котором $A(t)$ теряет устойчивость. В результате формируемый СВЧ-сигнал $x(t)$ приобретает амплитудную модуляцию с глубиной $m \sim \sqrt{\gamma - \gamma_{cr}}$ и частотой $f_H \sim 1/2T$ [9].

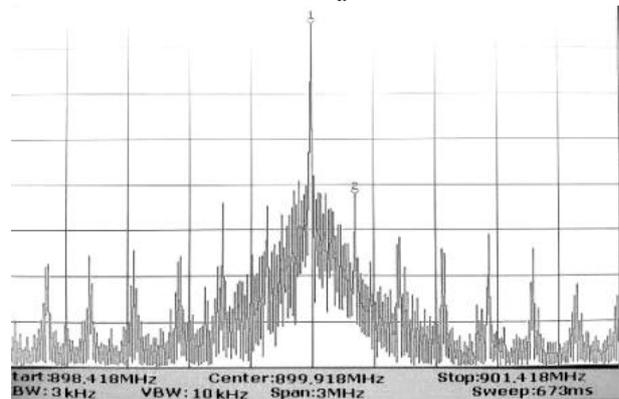
Дальнейшее увеличение усиления γ приводит к усложнению динамики $A(t)$ и переходу ее в хаотический режим. Этот вывод проверялся нами на экспериментальном макете ОЭАГ, построенном на основе блока Externally Modulated Optic Transmitter фирмы Hangzhou Huatai Optic Tech с параметрами: $P = 3$ дБм, $RIN = -160$ дБм/Гц, длина световой волны лазерного модуля – 1550 нм. В качестве линии задержки в контуре генератора использовались отрезки ОВ стандартного одномодового волокна длиной 415 и 725 м. В качестве фотоприемного модуля

использовался быстродействующий фотодетектор FRM5J141GW фирмы Fujitsu, с чувствительностью 19 дБм. Потери ФПУ, связанные с преобразованием оптического сигнала в электрический, составили 27 дБ. Для фильтрации спектра паразитных мод применялась серийная микросхема узкополосного ПАВ-фильтра с центральной частотой 900 МГц и полосой пропускания 30 МГц. Потери в петле ОС ОЭАГ компенсировались широкополосным СВЧ-усилителем с регулируемым коэффициентом усиления. Регулировка осуществлялась за счет вариации его питающего напряжения E_s и изменялась в пределах 3,4–5 В.

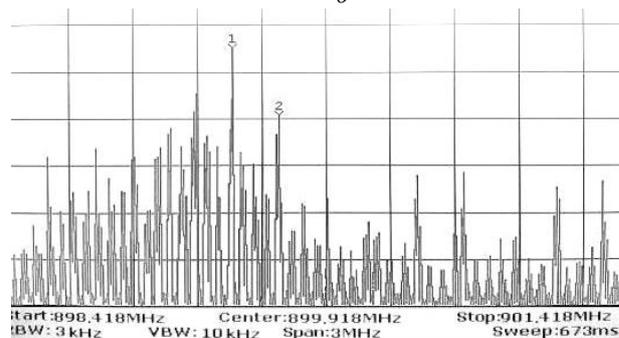
Результаты измерения частотного спектра, формируемого разработанным нами макетом ОЭАГ при различных уровнях E_s , показаны на рис. 3.



а. Mkr1=899.91 MHz Mkr2=900.12 MHz
а



б. Mkr1=899.91 MHz Mkr2=900.12 MHz
б



в. Mkr1=899.47 MHz Mkr2=899.69 MHz
в

Рис. 3. Частотный спектр макета ОЭАГ по рис. 1 при различных значениях петлевого усиления: а – $\gamma = 8$ дБ; б – $\gamma = 15$ дБ; в – $\gamma = 19$ дБ

Полученные данные показывают, что по мере увеличения петлевого усиления γ режим автогенератора, переходя через несколько бифуркационных точек, изменяется от одночастотного гармонического режима к хаотическому.

Из представленных данных видно, что вблизи центральной частоты $f_0 \sim 1$ ГГц при больших значениях γ режим динамического хаоса в разработанном нами ОЭАГ характеризуется относительно равномерной спектральной плотностью мощности. Это указывает на принципиальную возможность построения на его основе защищенной системы связи по схеме рис. 4.

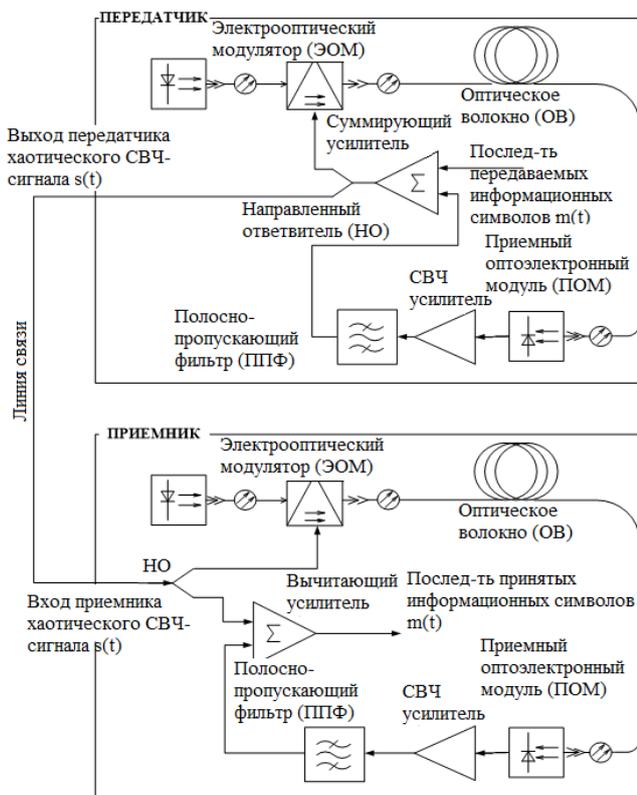


Рис. 4. Структурная схема цифровой системы связи на основе двух ОЭАГ с задержанной обратной связью, работающих в режиме генерации хаотических сигналов с нелинейным подмешиванием

Литература

1. Yao X. Steve, Maleki L. Optoelectronic microwave oscillator // Journal of the Optical Society of America. – 1996. – Vol. 13, No. 8. – P. 1725–1735.
2. Maleki L. High Performance Optical Oscillators for Microwave and mm-wave Applications // Microwave Journal. –

October 2013. – <http://www.oewaves.com/media-events/item/119-high-performance-optical-oscillators-for-microwave-and-mm-wave-applications>

3. Дмитриев А.С., Панас А.И. Динамический хаос. Новые носители информации для систем связи. – М.: Физматлит, 2002. – 251 с.
4. Дмитриев А.С., Клецов А.В., Лактюшкин А.М. и др. Сверхширокополосная беспроводная связь на основе динамического хаоса // Радиотехника и электроника. – 2006. – Т. 51, № 10. – С. 1193–1209.
5. Kocarev L., Halle K.S., Eckert K., Chua L.O., Parlitz U. Experimental Demonstration of Secure Communications via Chaotic Synchronization // Int. J. of Bifurcation and Chaos. – 1992. – Vol. 2. – P. 709–713.
6. Волковский А.Р., Рульков Н.Ф. Синхронный хаотический отклик нелинейной системы передачи информации с хаотической несущей // Письма в ЖТФ. – 1993. – Т. 19, вып. 3. – С. 71–75.
7. Prokhorov M.D., Ponomarenko V.I., Kulminskiy D.D. et al. Resistant to noise chaotic communication scheme exploiting the regime of generalized synchronization // Nonlinear Dynamics. – 2017. – Vol. 87, No. 3. – P. 2039–2050.
8. Пиковский А., Розенблум М., Куртс Ю. Синхронизация: Фундаментальное нелинейное явление. – М.: Техносфера, 2003. – 496 с.
9. Chembo Y.K., Larger L., Tavernier H., Bendoula R., Rubiola E., Colet P. Dynamic instabilities of microwaves generated with optoelectronic oscillators // Optical Society of America. – 2007. – Vol. 32, No. 17. – 257 p.
10. Ghosh D., Mukherjee A., Das N.R., Biswas B.N. Generation & control of chaos in a single loop optoelectronic oscillator // Optik. – 2018. – Vol. 165. – P. 275–287.
11. Ghosh D., Mukherjee A., Das N.R., Biswas B.N. Generation & control of chaos in a single loop optoelectronic oscillator // Optik. – 2018. – Vol. 165. – P. 275–287.
12. Задорин А.С., Лукина А.А. Интерферометрический контроль фазовых флуктуаций в оптоэлектронном автогенераторе с высокочастотным оптическим микрорезонатором / Электронные средства и системы управления: матер. докл. XIII Междунар. науч.-практ. конф. (29 ноября – 1 декабря 2017 г.): в 2 ч. – Томск: В-Спектр, 2017. – Ч. 1. – С. 263–267.

Задорин Анатолий Семенович

Д-р. физ.-мат. наук, профессор каф. РСС ТУСУРа
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-913-820-65-43
Эл. почта: Anatoly.Zadorin@rzi.tusur.ru

Иванов Евгений Николаевич

Студент ТУСУРа
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-913-852-65-33
Эл. почта: evgenyivanov1998@mail.ru

УДК 621.391.7:383.523

А.С. Задорин, А.О. Кирос

Система квантового распределения ключей на основе сверхпроводящих кубитов в квантовых компьютерах открытого проекта IBM Quantum Experience

Представлены результаты экспериментальной проверки компьютерной модели системы квантового распределения ключей BB84 в облачной среде IBM Quantum Experience с использованием трансмон-кубитов на базе сверхпроводящих квантовых интерферометров, а также фреймворка QISKit и Quantum Composer QX.

Ключевые слова: IBM Quantum Experience, трансмон-кубиты, квантовое распределение ключей, сверхпроводящие квантовые интерферометры.

Понятие квантового превосходства (quantum supremacy) основано на возможности создания ряда квантовых схем, функциональность которых невозможна для моделирования на классическом компьютере [1, 2]. Эта концепция демонстрирует уникальные возможности и ресурсы квантовых компьютеров, такие как прямой доступ к состояниям перепутанности и суперпозиции квантовых частиц и др. Так, последние достижения в области построения квантовых вычислителей, описанные в журнале Nature, касаются создания 53-кубитных процессоров. Уже сегодня демонстрируют их возможности обеспечивать «квантовое превосходство» в скорости решения некоторых задач над традиционными современными суперкомпьютерами в десятки тысяч раз [3]. Указанные эксперименты являются наглядной демонстрацией значительного прогресса и перспективности квантовых вычислений. Однако, как указывают авторы [4], для дальнейшего развития достигнутых преимуществ квантовых вычислительных платформ (Quantum Frameworks QFW) необходимо в течение следующего десятилетия ежегодно удваивать квантовый объем квантовых вычислений. Такие результаты показывает, например, фирма IBM, демонстрирующая рост объема таких вычислений, удваивающегося четвертый год подряд [4].

Одним из наиболее современных инструментов такого рода является облачная платформа IBM Quantum Experience, включающая программное обеспечение Qiskit (Quantum Information Software Kit), использующее язык Python, и графический интерфейс Quantum Composer QX, представляющий возможность удаленной разработки индивидуальных квантовых алгоритмов с использованием квантовых частиц на основе сверхпроводящих кубитов [5]. Основная цель указанного квантового фреймворка состоит в создании программной платформы, упрощающей постановку и использование результатов натуральных экспериментов по созданию и исследованию квантовых процессоров всеми интересующимися данной темой, а также обобщению результатов по наиболее важным вопросам квантовых вычислений.

Необходимо заметить, что отмеченные выше достижения в области построения квантовых ком-

пьютеров относятся только к отдельным схемам и алгоритмам и не могут исчерпать всего многообразия актуальных практических задач. Поэтому указанные достижения не следует рассматривать как доказательство вытеснения из будущих вычислительных систем классических компьютеров квантовыми вычислителями [6]. Тем не менее разработчики современных связанных и радиотехнических систем остро нуждаются в практическом опыте, навыке и технологиях мирового уровня для совершенствования соответствующих устройств за счет применения технологии квантовых вычислений.

Целью данной работы является выработка такого опыта за счет построения и исследования модели системы квантового распределения ключей [7] (СКРК, quantum key distribution system) по протоколу BB84 с использованием проекта IBM Quantum Experience, обеспечивающего облачные квантовые вычисления соответствующих логических задач с использованием квантовых сверхпроводящих кубитов.

Компьютерная модель СКРК-BB84

Защищенность основанных на однокубитных протоколах систем квантового распределения ключа (СКРК), как известно, базируется на неортогональности вычислительного базиса – двумерного гильбертового пространства, используемого для приготовления кубитов, состояние которых задается кет-вектором $|\psi\rangle$. Квадрат амплитуды разложения этого вектора по базисным направлениям $|m\rangle$ имеет физический смысл вероятности обнаружить кубит в состоянии $|m\rangle$ [1]. Таким образом, для кубитов $|\psi_i\rangle$, передаваемых по квантовому каналу СКРК в соседних тактовых интервалах $(i \pm 1)$, $\langle m_{i \pm 1} | m_i \rangle \neq 0$. В протоколе BB84 для этой цели используются два ортогональных базиса, первый из которых построен на бра-векторах $|0\rangle$ и $|1\rangle$, а второй образован из линейной комбинации этих векторов, т.е. [8–10]

$$|+\rangle = \frac{1}{\sqrt{2}}(|0\rangle + |1\rangle), \text{ и } |-\rangle = \frac{1}{\sqrt{2}}(|0\rangle - |1\rangle).$$

На сфере Блоха указанные переходы состояний $|\psi_i\rangle$ отмечены стрелками (рис. 1). В СКРК эти последовательности приготавливаются легитимным пользователем А (ПА), передаются по квантовому каналу другому пользователю Б (ПБ), который обрабатыва-

ет их в логическом квантовом процессоре для формирования секретного ключа \mathbf{k} . В общем случае квантовый канал контролируется нелегитимным агентом E (АЕ), который может пытаться копировать $|\psi_i\rangle$.

Общая логическая схема протокола BB-84, позволяющая детектировать присутствие АЕ в канале СКРК, показана на рис. 2. В данной схеме трансформация исходного когерентного состояния $|0\rangle$ квантовой частицы в состояние $|\psi_i\rangle$ на входе измерительного прибора ПБ будет определяться последовательным произведением единичного оператора I , а также унитарных операторов x и H , описывающих воздействие на $|0\rangle$ квантовых вентилях Паули и Адмара соответственно. На этой схеме трансформация кубитамов $|0\rangle \rightarrow |1\rangle$ и переходы между используемыми базами в соответствии с рис. 1 осуществляется за счет случайного подключения к квантовому каналу в различных тактовых интервалах одного из пары вентилях I-x и I-H. Управление этими переключениями осуществляется с помощью цифровых компьютеров ПА и АЕ.

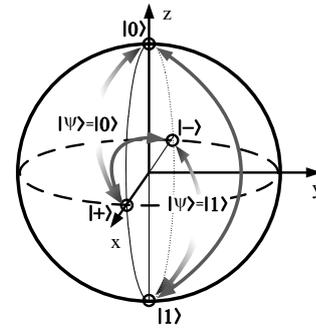


Рис. 1. Переходы между базами и кодовыми состояниями кубита $|\psi\rangle$ по сфере Блоха в рамках протокола КРК–BB84

Из рис. 2 видно, что СКРК–BB84 представляет собой пример программно-определяемой радиосистемы (Software-defined radio, SDR), в которой как приготовление кубитов $|0\rangle$, так и логические операции по формированию ключа k контролируются электронными процессорами ПА и ПБ.

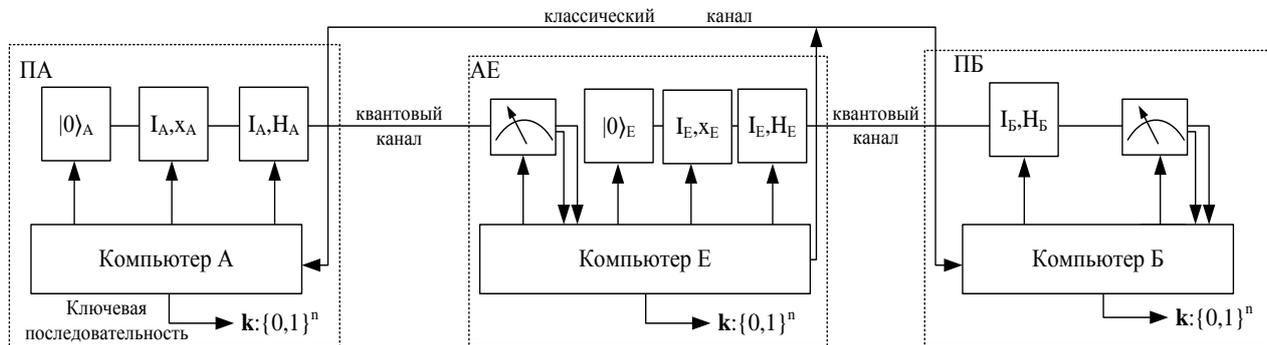


Рис. 2. Схема формирования ПА и ПБ секретной ключевой последовательности \mathbf{k} в присутствии АЕ

Программная модель такой системы в среде Mathcad приведена на рис. 3. Соответствующие результаты расчета уровня квантовых битовых ошибок Q-Ber для числа передаваемых кубитов $NN = 100$ в условиях отсутствия системных шумов показаны на рис. 4. Представленные данные показывают, что при отсутствии в канале связи агента АЕ Q-Ber = 1.

Однако, как видно из рисунка, активность АЕ приводит к резкому увеличению уровня квантовых ошибок Q-Ber $\rightarrow 0,5$. Именно поэтому показатель Q-Ber используется для детектирования присутствия АЕ в квантовом канале СКРК [8–10].

Исследование СКРК–BB-84 на базе IBM Quantum Experience

Проверка адекватности результатов, представленных на рис. 3, осуществлялась на квантовом компьютере IBM Q [4–6]. Основным узлом IBM Q является квантовый процессор, формирующий и обрабатывающий кубиты $|\psi_i\rangle$. В проекте IBM $|\psi_i\rangle$ представляют собой высокочастотные сверхпроводящие трансмон-кубиты (transmon qubit), формируемые в размещенном в холодильной установке, внутри которой поддерживается температура около 0,0144 К, сверхпроводящем квантовом интерферометре (СКВИД) с включенными в него контактами

Джозефсона. Работа этого интерферометра основана на явлении квантования магнитного потока. При изменении магнитного потока через кольцо СКВИД выходной сигнал осциллирует с периодом, пропорциональным кванту магнитного потока.

В проекте IBM Q кубиты $|\psi_i\rangle$ приготавливаются на основе СКВИД в форме металлического контура размером в десятки микрон с встроенными джозефсоновскими переходами шириной несколько нанометров [4–6]. При температурах $\sim 0,0144$ К через такой интерферометр течет ток сверхпроводимости, который может спонтанно менять направление как по часовой стрелке, так и против нее. Принято, что направления тока по часовой стрелке и против нее соответствуют 0 и 1. Промежуточное состояние образует суперпозицию состояний. Внешнее электромагнитное поле может переключать систему в одно из указанных состояний.

Среда IBM Quantum Experience дает возможность формирования алгоритма по схеме рис. 2 на языке Python. Для этой цели фирма предоставляет программное обеспечение QISKit (Quantum Information Software Kit), а также приложение для графического программирования Quantum Composer QX [6, 7]. В состав данной вычислительной платформы

включена библиотека примеров реализации ряда квантовых алгоритмов, в их числе рассматриваемый здесь алгоритм СКРК–ВВ84 [12]. Мы воспользовались этим программно-аппаратным комплексом для экспериментальной проверки представленной на рис. 3 расчетной зависимости уровня системного

Q-Ber от различных экспериментальных выборов для 100-элементной кубитовой последовательности $|\psi_i\rangle$, формируемой ПА. Результаты эксперимента представлены на рис. 4 в виде доверительных интервалов с соответствующими доверительными вероятностями $P = 0,95$.

Случайные прямой и наклонный прямоугольные базисы для декодирования кубитов в квантовом канале СКРК

$$XYa_0 := \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad XYa_1 := \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} -1 & 1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$$

$$XYb_0 := \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad XYb_1 := \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} -1 & 1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$$

$$XYe_0 := \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad XYe_1 := \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} -1 & 1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$$

Приготовление состояния кубита пользователем А

$$x_0 := \text{trunc}(\text{rnd}(2)) = 0$$

$$x_1 := 1 - x_0 = 1 \quad \text{KSym_A} := \begin{cases} 1 & \text{if } x_0 = 1 \\ -1 & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$x := \begin{pmatrix} x_0 \\ x_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}$$

$$mA := \text{trunc}(\text{rnd}(2)) = 0 \quad XYa_{mA} := \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

$$QBit := XYa_{mA} \cdot x = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \quad \text{QBit - кубит, сформированный на стороне А}$$

Действия в СКРК нелегитимного агента Е

$$mE := \text{trunc}(\text{rnd}(2)) = 1$$

$$XYe := XYe_{mE} = \begin{pmatrix} -0.707 & 0.707 \\ 0.707 & 0.707 \end{pmatrix}$$

Приготовление фальшивого кубита QBitE AE в базисе XYe

$$QBitE := XYe \cdot QBit = \begin{pmatrix} 0.707 \\ 0.707 \end{pmatrix}$$

a

Действия в СКРК легитимного пользователя Б

mB := trunc(md(2)) = 1 состояние базиса на стороне Б

$$XYb := XYb_{mB} = \begin{pmatrix} -0.707 & 0.707 \\ 0.707 & 0.707 \end{pmatrix}$$

Результат измерения MEAS кубита QBit на стороне Б в базисе XYb_m

$$MEAS := XYb \cdot QBitE = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \quad MEAS := XYb \cdot QBit = \begin{pmatrix} 0.707 \\ 0.707 \end{pmatrix}$$

Вероятности правильных измерений состояния кубита на стороне Б

$$(MEAS^2) = \begin{pmatrix} 0.5 \\ 0.5 \end{pmatrix} \quad d := |(MEAS_0)^2 - (MEAS_1)^2| = 0$$

d=0 - признак нечетного измерения на стороне А, если **d=1**, то измерение четкое.

Результат D правильных измерений кубита стороной Б:

$$MEAS_0 - MEAS_1 = 0$$

$$D := \begin{cases} (MEAS_0 - MEAS_1) & \text{if } d \neq 0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad D=0$$

$$QBer := 0 \quad QBer2 := 0 \quad QBer3 := 0 \quad B := 0$$

$$\text{divide} := (MEAS^2)_0 = 0.5 \quad NN := 100 \quad \text{NN- число измерений на стороне Б}$$

$$Ppass := 0.4 \quad Pincor := 0.1$$

$$\text{Prob}(x, \text{divide}) := \begin{cases} z \leftarrow 1 & \text{if } x \leq \text{divide} \\ z \leftarrow -1 & \text{otherwise} \\ \text{return } z \end{cases} \quad \text{PDpass}(V, x, Ppass) := \begin{cases} z \leftarrow 0 & \text{if } x \leq Ppass \\ z \leftarrow V & \text{otherwise} \\ \text{return } z \end{cases}$$

$$\text{PDincor}(V, x, Pincor) := \begin{cases} z \leftarrow -V & \text{if } x \leq Pincor \\ z \leftarrow V & \text{otherwise} \\ \text{return } z \end{cases}$$

$$i := 0..NN - 1$$

$$p := \text{runif}(NN, 0, 1)$$

$$KSym_B_i := \text{Prob}[(p)_i, \text{divide}] \quad QBer := \sum_{i=0}^{NN-1} (KSym_B_i - KSym_A)$$

b

Рис. 3. Модель СКРК–ВВ84 в программной среде Mathcad: а – модель действий ПА и активности АЕ; б – модель действий ПБ

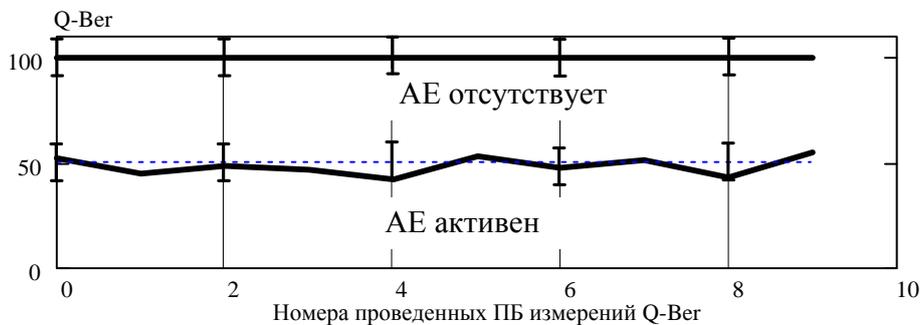


Рис. 4. Расчет влияния АЕ на уровень коэффициента квантовых ошибок Q-Ber в канале СКРК и результаты эксперимента по измерению Q-Ber СКРК–ВВ84 в среде IBM Quantum Experience

Заключение

Представленные выше результаты расчетных и натуральных экспериментов по исследованию СКРК–ВВ84 показали адекватность разработанной программной модели, а также эффективность использования облачной среды IBM Quantum Experience, ее

аппаратного и программного обеспечения, включающего трансмон-кубиты на базе сверхпроводящих квантовых интерферометов, а также фреймворк QISKit и Quantum Composer QX для построения и исследования квантовых процессоров.

Литература

1. Дирак П.А.М. Принципы квантовой механики. – М.: Наука, 1979. – 480 с.

2. Прескилл Дж. Квантовая информация и квантовые вычисления. – Т. 2. – Москва; Ижевск: НИЦ «Регулярная и хаотическая динамика»; Институт компьютерных исследований, 2011. – 312 с.

3. Feynman R.P. Simulating Physics with Computers // International Journal of Theoretical Physics. – 1982, 1 June. – Vol. 21, No. 6-7. – P. 467–488.

4. Arute F., Arya K., Babbush R. et al. Quantum supremacy using a programmable superconducting processor // Nature. – 2019. – Vol. 574. – P. 505–510.

5. Электронный ресурс. – Режим доступа: <http://https://quantum-computing.ibm.com>

6. IBM Quantum / IBM Quantum Experience [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://qiskit.org/textbook/ch-algorithms/teleportation.html>

7. Имре Ш., Балаж Ф. Квантовые вычисления и связь. Инженерный подход. – М.: Физматлит, 2008. – 320 с.

8. Bennett C.H., Brassard G. Quantum cryptography: Public key distribution and coin tossing // Proceedings of IEEE International Conference on Computers and Systems and Signal Processing (Bangalore, India). – 1984. – P. 175–179.

9. Алексеев В. Глобальный международный проект свободного доступа к квантовым компьютерам IBM Quantum Experience // Компоненты и технологии. – 2018. – № 7. – С. 96–104.

10. Кронберг Д.А., Ожигов Ю.И., Чернявский А.Ю. Квантовая криптография: учеб.-метод. пособие. – М.: Макс-Пресс, 2011. – 112 с.

11. Задорин А.С. Квантовое распределение ключей с временным кодированием тб-кубитов // Оптика и спектроскопия. – 2018. – Т. 125, вып. 3. – С. 419–424.

12. Электронный ресурс. – Режим доступа: <https://quantum-computing.ibm.com/jupyter/user/qiskit-textbook/content/ch-algorithms>

13. Электронный ресурс. – Режим доступа: <https://quantum-computing.ibm.com/jupyter/user/qiskit-textbook/content/ch-algorithms/quantum-key-distribution.ipynb>

Задорин Анатолий Семенович

Д-р. физ.-мат. наук, профессор каф. РСС ТУСУРа

Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050

Тел.: +7-91-820-65-43

Эл. почта: Anatoly.Zadorin@rzi.tusur.ru

Киринос Алина Олеговна

Студентка ТУСУРа

Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050

Эл. почта: alina_kirnos@mail.ru

УДК 621.396.94

О.В. Тертишная, И.В. Кулинич, А.А. Гуляева, А.И. Казимиров, Е.В. Шестериков

Методы ввода света в волноводные структуры

Приведены результаты литературного обзора по методам ввода света в волноводные структуры. Представлены четыре наиболее распространенных метода, для каждого из которых изучены эффективность и недостатки.

Ключевые слова: ввод света, волноводные структуры (ВС), фотонная интегральная схема (ФИС), мода, прямое фокусирование, торцевое соединение встык, призмный элемент связи, решеточный элемент связи, эффективность.

Эффективная передача световой энергии между оптическими волноводами является критической проблемой в различных областях фотоники и оптоэлектроники. В частности, световая связь между оптическими волокнами и интегральными волноводными структурами обеспечивается за счет специального интерфейса ввода-вывода для фотонных интегральных схем (ФИС) и играет решающую роль в передаче оптических сигналов для ряда приложений, таких как оптические межсоединения, оптическая коммутация и интегрированная квантовая оптика [1].

Целью данной работы является исследование современных методов ввода света в волноводные структуры (ВС) и разработка концепции направления развития новых перспективных методов ввода света из оптоволокна в фотонную интегральную схему (ФИС).

Методы ввода света в ВС

Проведенные исследования показали, что современные методы ввода света из оптоволокна в ФИС можно разделить на три группы: поперечные, призмные и решеточные. Поперечный ввод осуществляется путем прямого фокусирования и через торцевое соединение (рис. 1).

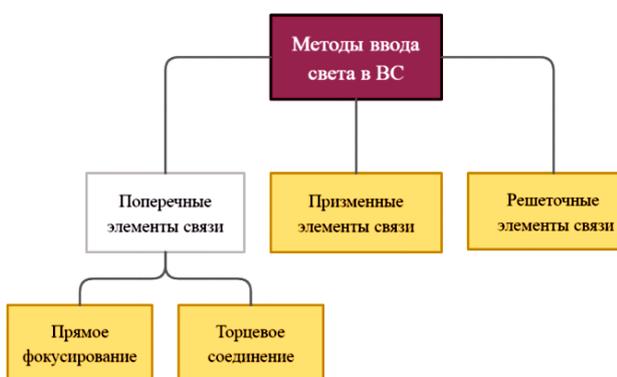


Рис. 1. Классификация методов ввода света в ВС

Элементы связи поперечного типа

В случае когда лазерное излучение фокусируется на предварительно обработанное поперечное сечение волновода, такой метод называется методом ввода с помощью элемента связи поперечного типа. Если лазерный пучок света находится в воздухе, то данную фокусировку можно осуществлять с применением фокусирующей линзы. Реализуя стыковку

двух сколотых или отполированных торцов волноводов, можно осуществить поперечное согласование твердотельных волноводов [2].

Прямое фокусирование

Прямое фокусирование осуществляется за счет фокусировки выходящего лазерного излучения через объектив непосредственно в торец волновода (рис. 2).

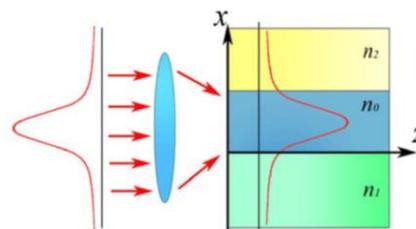


Рис. 2. Иллюстрация метода прямого фокусирования

Для того чтобы преобразовать энергию лазерного излучения в определенную моду волновода, необходимо согласовать поле лазерного пучка, который падает на торец волновода, с полем данной моды. При рассмотрении отдельного случая TE_0 -моды имеет гауссову форму распределения амплитуды. Амплитудное распределение в лазерных пучках имеет аналогичную форму. Таким образом, вводя лазерное излучение и фокусируя его на торце, при этом используя микрообъектив, появляется возможность уменьшить ширину вводимого пучка, что позволяет достичь необходимого согласования полей.

В данном методе совпадение профилей полей достигается за счет подбора геометрии линз, что позволяет реализовать прямую фокусировку с эффективностью, близкой к 100%.

Недостатком данного метода является то, что недостаточно плоский и гладкий торец способствует возникновению оптических потерь. Поэтому, как правило, для волноводов, сформированных методом термической диффузии или для сколотых торцов эпитаксиальных волноводов, например на основе GaAs, такой ввод не используется. Другим недостатком является то, что из-за небольшой толщины волновода, которая составляет 1–5 мкм, необходимо осуществлять центрирование и микроманипуляцию с лазерным пучком и фокусирующим объективом. Далее для того чтобы получить пучок лазерного излучения определенной ширины, в планарных волноводах, необходимо использовать астигматические или цилиндрические системы линз. Также в данном

методе наблюдается обгорание торца волновода из-за образования сфокусированной высокой плотности мощности на воздушном пространстве [3].

Торцевое соединение

Торцевое соединение встык – метод, который используется в интегральной оптике в тех случаях, когда волновод сопрягается с полупроводниковыми лазерными источниками, как показано на рис. 3, или с другим волноводом [4].

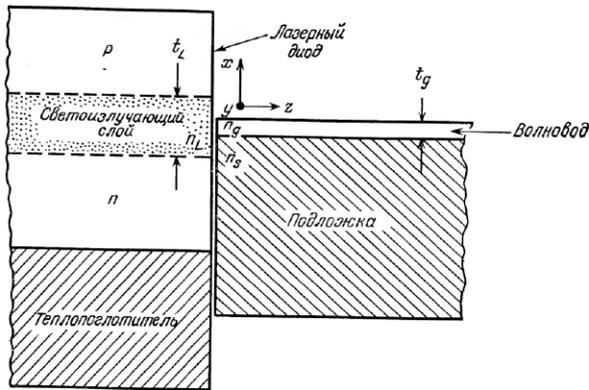


Рис. 3. Сопряжение встык лазерного источника с тонкопленочным волноводом

Проблема данного метода заключается в следующем: стандартные одномодовые волоконные световоды, представляющие в сечении круг диаметром около 100 мкм, превышают диаметр волновода в 10 раз. В результате чего при сопряжении светового источника с волноводом некоторая часть излучения минует диаметр этого волновода, что вызывает возрастание оптических потерь и побочное освещение соседних волноводных структур.

Решением являются специальные интегральные преобразователи моды, которые представлены в виде волноводов. Их размеры изменяются в направлении от источника излучения к волноводной структуре таким образом, что изменяется и ширина текущей оптической моды [5].

Виды интегральных преобразователей мод представлены на рис. 4.

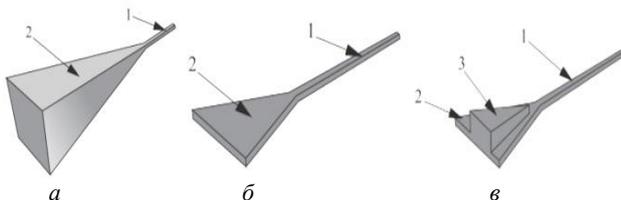


Рис. 4. Интегральные преобразователи моды: а – волновод в виде трехмерного рупора; б – волновод в виде двухмерного рупора; в – волновод в виде двухслойного рупора: 1 – волновод, 2 – нижний рупорный волновод (2-мерный), 3 – верхний рупорный волновод (2-мерный)

Теоретически лучшим интегральным преобразователем мод служит волновод, представленный в виде трехмерного рупора (см. рис. 4, а). Эффективность такого волновода достигается при его разме-

рах, равных нескольким миллиметрам, что является сопоставимым с длиной интегральной схемы. Вследствие чего такой волновод не нашел широкого применения. Как правило, волновод в виде трехмерного рупора заменяют использованием двумерных структур (см. рис. 4, б). Главным их преимуществом является простота в изготовлении, а недостатком – модификация моды только в одном направлении. В качестве компромисса применяются волноводы в виде двухслойного рупора (см. рис. 4, в). Его недостаток – это необходимость в использовании как минимум двух процессов травления для формирования волноводной структуры [6].

В связи с чем была разработана конструкция стыковочной области волновода в виде двухмерного инвертированного рупора, представленного на рис. 5.

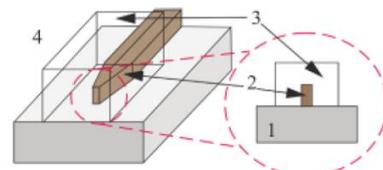


Рис. 5. Иллюстрация волновода в виде двухмерного инвертированного рупора: 1 – подложка; 2 – волновод в виде двухмерного инвертированного рупора из кремния; 3 – окружающий волновод из полимера; 4 – воздух

В таком варианте оптическое излучение вводится в окружающий волновод из полимера. И только потом, в ходе распространения по волноводу 3, излучение перекачивается в волновод в виде двухмерного инвертированного рупора.

Такая конструкция преобразователя мод применяется при торцевом соединении встык лазерного источника и волноводной структуры. К достоинствам можно отнести: низкие потери, малую чувствительность к поляризации и широкую полосу пропускания. Недостатки – трудность в изготовлении и сильная чувствительность к смещениям в отношении волноводной структуры [5].

Призменные элементы связи

Призменный элемент связи – ввод излучения в волновод через призму, которая находится на поверхности, и имеет больший показатель преломления, чем у волновода (рис. 6).

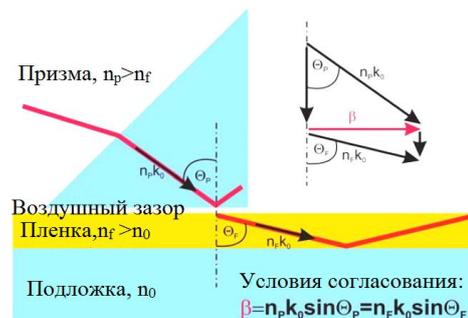


Рис. 6. Ввод света в волновод через призму

Выполняется данный метод следующим образом: на волновод прижимается рутиловая связующая призма. Затем лазерный луч вводится в призму так, что полное внутреннее отражение происходит внут-

ри призмы на границе раздела с волноводом. Вблизи волновода падающий и отраженный луч генерирует стоячую волну, а мимолетное поле (evanescent field) этой стоячей волны проникает в волновод под определенным углом, и, если выполняются условия фазового синхронизма, затухающее поле стимулирует моду, направляемую волноводом.

Графически вышеописанный физический процесс представлен на рис. 7.



Рис. 7. Мимолетное поле

Условие фазового синхронизма может быть достигнуто только тогда, когда показатель преломления призмы по меньшей мере такой же или больше, чем эффективный показатель преломления волновода [7].

Однако необходимость постоянного механического давления для удержания призм на месте делает их менее полезными, что связано с наличием вибраций и изменений температуры. Для решения проблемы модовой избирательности можно использовать решетчатые элементы связи [8].

Решетчатые элементы связи

В решетчатом элементе связи оптическое излучение падает наклонно к волноводной поверхности (рис. 8).

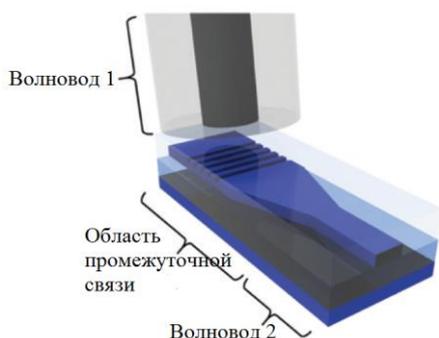


Рис. 8. Схема соединительной структуры на основе решетчатого элемента связи

На поверхности волновода вытравливают серию параллельных штрихов, расстояние между которыми $d \sim \lambda$, а длина гофрированного слоя соответствует ширине светового пучка (рис. 9). Условие ввода: $d \cdot \sin\theta = \lambda m$. Изменяя угол падения луча на решетку, можно передавать энергию в определенную моду излучения в волновод [3].

Эффективность связи для данного метода ограничивается двумя факторами. Во-первых, возникают

некоторые оптические потери из-за несоответствия профиля оптического поля между распространяющейся модой волокна и оптическим лучом в свободном пространстве, дифрагированным вверх от решетчатого элемента связи. Во-вторых, когда свет, прошедший через волновод, встречает решетчатую структуру, он распространяется не только на верхнюю часть оболочки, но также и на нижнюю подложку, что снижает общую эффективность связи с оптическим волокном.

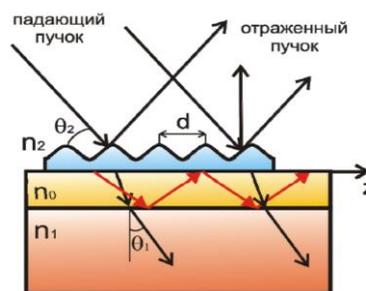


Рис. 9. Решетчатый элемент связи

Для достижения большей эффективности в методах связи на основе решеток можно использовать массивы аподизированных дифракционных элементов, обеспечивающие как повышенную направленность, так и перекрытие мод [9].

Существующие методы ввода света в ФИС имеют большие потери, что в большей степени связано с позиционированием элемента ввода. Решение проблемы позиционирования частично решается применением технологии МЭМС. Для решетчатого метода ввода авторами [10] представлен способ автоматизированной подстройки путем реализации решетки на подвешенной балке, имеющей электростатическое управление (рис. 10).

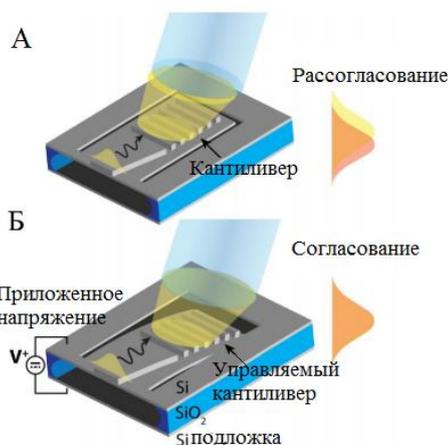


Рис. 10. Иллюстрация реализации подстройки решетчатого метода ввода: А – рассогласование оптических мод при отсутствии управляющего напряжения; Б – совмещение оптических мод путем подстройки подвижного решетчатого элемента

Авторами работы [11] разработан торцевой метод ввода с субмикронной точностью позиционирования на основе промежуточного конвектора и МЭМС актуатора (рис. 11).

Такой способ позволил достичь точности позиционирования 2 мкм.

Перспективным направлением является разработка вертикального метода ввода-вывода с минимальными оптическими потерями. Вариант реализации такого способа представлен на рис. 12 и 13.

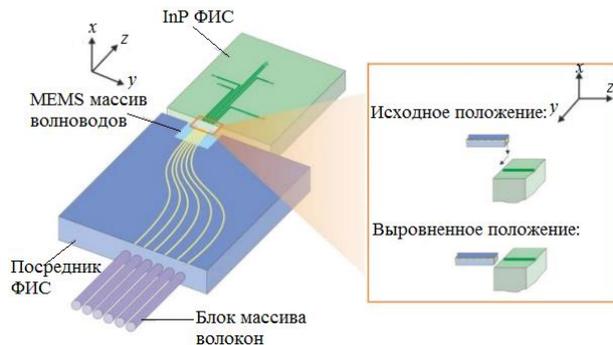


Рис. 11. Схематическое представление системы позиционирования на основе МЭМС для торцевого ввода

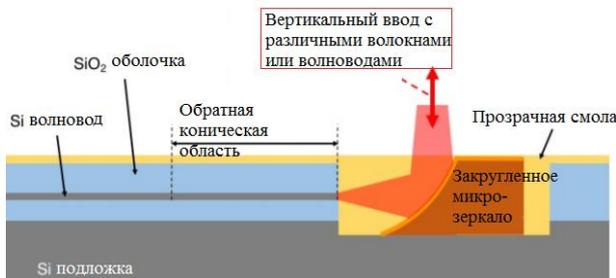


Рис. 12. Схематическое представление ввода-вывода света с помощью внешнего микрозеркала

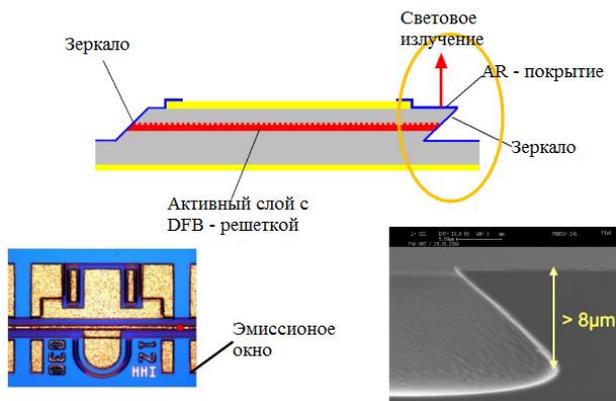


Рис. 13. Схематическое представление ввода-вывода света с помощью встроенного микрозеркала

Методы вертикального ввода-вывода в ФИС должны решить проблему высокой стоимости сборки фотонных схем и значительно снизить оптические потери на стыковке.

Заключение

На сегодняшний день существующие методы ввода-вывода света уже не удовлетворяют требованиям современных ФИС. Ведущими лабораториями такими как институт Фраунгофера, Германия (Fraunhofer-Institut für Integrierte Schaltungen), институт нанотехнологий в электронике, спинтронике и фотоники, Япония (Institute of nanoengineering in

electronics, spintronics and photonics) и др. ведутся перспективные методы ввода-вывода света основанные на вертикальном вводе. Такие методы необходимы для современных фотонных схем, где размеры волноводов достигают нескольких микрометров и менее.

Работа выполнена в рамках государственного задания ИОА СО РАН.

Литература

1. Bonaccorso F., Sun Z., Hasan T. Graphene photonics and optoelectronics, 2010.
2. Овчинников О.В. Оптическое согласование волоконных световодов: учеб.-метод. пособие для вузов / О.В. Овчинников, И.В. Кавецкая, А.Н. Латышев, М.С. Смирнов, В.А. Шульгин. – Воронеж: Изд.-полиграф. центр ВГУ, 2008.
3. Никоноров Н.В., Шандаров С.М. Волноводная фотоника: учеб. пособие для вузов, курс лекций. – СПб.: СПбГУ ИТМО, 2008.
4. Паранин В.Д. Элементы и устройства интегральной оптоэлектроники: курс лекций: электрон. учеб. пособие / В.Д. Паранин, С.А. Матюнин; Самар. гос. аэрокосм. ун-т им. С.П. Королева (Нац. исслед. ун-т). – Самара, 2012.
5. Карнаушкин П.В. Волоконный световод с конусной линзой для ввода излучения в волновод малого диаметра // Вестник Пермского ун-та. – 2017.
6. Dai D., He S. Bilevel Mode Converter Between a Silicon Nanowire Waveguide and a Larger Waveguide // Journal of Lightwave Technology. – 2006.
7. Reufer M., Research description for a Rutile coupling prism, 2005.
8. Иванов А.Б. Волоконная оптика: компоненты, системы передачи, измерения. – М.: САЙРУС СИСТЕМС, 1999.
9. Son J. High-efficiency broadband light coupling between optical fibers and photonic integrated circuits // Nanophotonics. – October 2018.
10. Errando-Herranz C., Samy A. MEMS tunable silicon photonic grating coupler for post-assembly optimization of fiber-to-chip coupling // MEMS – 2017. – P. 293–296.
11. Leijtens X.J.M. MEMS-assisted fiber-chip coupling. – ECIO W2.3 2017.

Тертишная Ольга Викторовна

Инженер лаб. радиотоники ИОА СО РАН
Тел.: +7-952-888-15-32
Эл. почта: tertishnayaolya@mail.ru

Кулинич Иван Владимирович

Канд. техн. наук, н.с. ИОА СО РАН
Эл. почта: kulinich@micran.ru

Гуляева Ангелина Алексеевна

Аспирант ИОА СО РАН
Эл. почта: gulyaeva.gelya@mail.ru

Казимиров Артём Игоревич

М.н.с. ИОА СО РАН
Эл. почта: kai@iao.ru

Шестериков Евгений Викторович

Канд. техн. наук, нач. лаб. радиотоники ИОА СО РАН
Эл. почта: evsh@iao.ru

Секция 11

ОРГАНИЧЕСКАЯ И НЕОРГАНИЧЕСКАЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВАЯ
СВЕТОТЕХНИКА

Председатель секции – Туев Василий Иванович, зав. каф. РЭТЭМ, д-р техн. наук, профессор

УДК 628.9:519.6

А.Г. Саинский, Е.В. Шнайдер, В.С. Солдаткин

Интеллектуальный полупроводниковый прожектор для применения в условиях недостаточной видимости вследствие повышенного количества атмосферных аэрозолей

Рассматривается проблема безопасности движения маломерных судов в условиях недостаточной видимости, а также прибор, который позволит обеспечить безопасное передвижение судов в условиях дождя, тумана и снега. Были определены необходимые характеристики прожектора путем анализа рынка и разработан макет прожектора.

Ключевые слова: прожектор светодиодный, интеллектуальное освещение, условия недостаточной видимости, атмосферные аэрозоли, безопасность на транспорте, судовое освещение.

На сегодняшний день на рынке представлен большой ряд светодиодных прожекторов, их стоимость определяется дальностью действия, но эти данные приводятся производителями без учёта влияния на дальность действия атмосферных аэрозолей. Влиянием атмосферных аэрозолей на прохождение света на протяжении длительного времени занимаются в ИОА СО РАН.

Известно, что аэрозоли делятся на конденсационные (образуются в результате присоединения молекул вещества в паре или конденсации пара на присутствующих в нём ионах или частицах вещества, с жидкой дисперсной фазой – туман, с твёрдой – дым) и диспергационные (образуются в результате измельчения твёрдых тел – пыль или в результате распада струй или плёнок жидкостей – спреи). Атмосферные аэрозоли принято классифицировать следующим образом: облака, туманы, дымка, морось и осадки; осадки делятся на дождь и снег. В зависимости от плотности и типа аэрозолей пропускание света будет различным на разных длинах волн. Именно по этой причине для обеспечения безопасности движения на речном, автомобильном и железнодорожном транспорте необходимо провести исследования и разработать интеллектуальный полупроводниковый прожектор для применения в условиях недостаточной видимости вследствие повышенного количества атмосферных аэрозолей.

Судовые прожекторы делятся по светотехнической функции на осветительные (заливающего света, поисковые) и светосигнальные, по назначению – для речных судов и для морских судов, по применя-

емому источнику и по способу управления – с дистанционным и ручным управлением.

В настоящее время на рынке представлен широкий ассортимент поисковых прожекторов с ксеноновыми, галогеновыми и светодиодными источниками света. Прожектор [2] – световой прибор, перераспределяющий свет лампы (ламп) внутри малых телесных углов и обеспечивающий угловую концентрацию светового потока с коэффициентом усиления более 30 для круглосимметричных и более 15 для симметричных приборов. Технико-экономический анализ показал, что преимущественно все прожекторы судовые поисковые имеют коррелированную цветовую температуру 3500 К. Известно, что использование прожекторных источников света белого цвета свечения в условиях тумана крайне неэффективно. Так в автомобилях в условиях тумана применяются противотуманные фары жёлтого цвета свечения. При прохождении света через туман часть его рассеивается, а часть поглощается. Коротковолновое излучение в большей степени подвержено рассеиванию в аэрозольных частицах тумана, чем длинноволновое [3]. Известно, что на реках в тёмное время суток, как правило, туман существует постоянно. Качество освещения водного пути напрямую влияет на безопасность передвижения судов.

Поисковый прожектор используется как основной источник света при движении судна для поиска препятствий и опасных неосвещённых объектов. Опасные места на судовом ходу в тёмное время суток обозначаются световыми сигналами. Согласно [4], движение маломерных судов на судовом ходу

запрещено, кроме пересечения судового хода. Маломерное судно [5] – это судно, длина которого не должна превышать двадцать метров и общее количество людей на котором не должно превышать двенадцать. Маломерные суда, как правило, это частные катера, яхты и лодки. Проект по разработке светодиодного поискового прожектора судового направлен на конечного потребителя – владельцев маломерных судов.

Цель проекта – создание светодиодного поискового прожектора судового с функцией противотуманного освещения.

Задачей данного этапа является изготовление и исследование светотехнических характеристик макета светодиодного поискового прожектора судового.

Для решения поставленной задачи необходимо провести аналитический обзор, подобрать люминофорную композицию, провести тепловой расчёт, выбрать корпус, рассчитать и изготовить элементы вторичной оптики и спроектировать устройство питания.

Практическая значимость работы заключается в разработке изделия – светодиодного поискового прожектора судового для конечного потребителя.

Научной новизной является то, что в лаборатории ГПО каф. РЭТЭМ есть полный технологический цикл сборки макетов светодиодов, в том числе приготовления люминофорной композиции с нужным спектром излучения, что позволит провести необходимые исследования и подобрать спектр излучения прожектора для противотуманного применения.

На основе анализа рынка, где были проанализированы аналоги на рынке и их характеристики, были выявлены предположительные характеристики светодиодного макета лампы для мультимедийного прожектора (табл. 1).

Таблица 1

Аналоги на рынке

Модель	Световой поток, лм	Световая отдача, лм/Вт	Цветовая температура, К	Напряжение, В
SSH-200	2000	20	3000–6500	12/24
RDM победа К400	52000	130	3000–6500	220
RDM победа К1000	130000	130	3000–6500	220
TZ2 (190 Вт)	1200000	6315,8	3000–6500	220
IG0996276-452	800	61,54	6500	9–30
SSH-450H	11000	24,4	3000–6500	24/28

В табл. 2 приведены технические характеристики, которыми должен обладать макет светодиодной лампы.

Таблица 2

Предполагаемые характеристики прожектора [7]

Световой поток	(3000±100) лм
Мощность	Не более 50 Вт
Угол излучения по уровню 0,5 от максимальной силы света	3 градусов
Срок службы	Не менее 25 000 ч
Индекс цветопередачи	Не менее 85
Напряжение питания	12 В

Также в качестве источника света была выбрана светодиодная матрица с напряжением питания 55 В и прямым током 450 мА.



Рис. 1. Светодиодная матрица

В программе «КОМПАС-3D» была выполнена 3D-модель корпуса (рис. 2) поискового светодиодного прожектора.

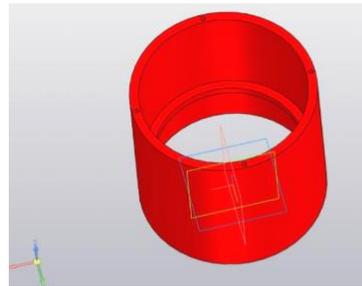


Рис. 2. 3D-модель корпуса прожектора

Далее печать корпуса для поискового светодиодного прожектора была выполнена с помощью 3D-принтера Hercules 2018.

Полученный готовый макет прожектора изображен на рис. 3.

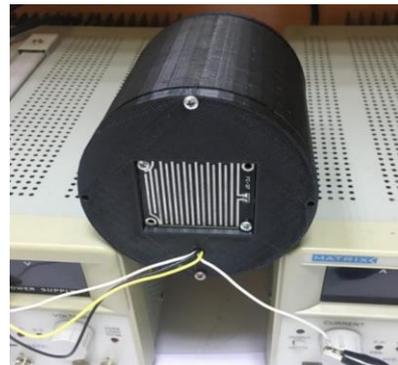


Рис. 3. Макет прожектора

Литература

1. Tuev V.I., Soldatkin V.S., Andreeva M.V., Ganskaya E.S., Afonin K.N., Vilisov A.A. Investigation of phosphor compositions for led filament bulb // IOP Conf. Series: Journal of Physics: Conf. Series. – 2018. – Vol. 1115. – P. 052012. DOI:10.1088/1742-6596/1115/5/052012.

2. Гончарова Ю.С., Гарипов И.Ф., Солдаткин В.С. Ускоренные испытания полупроводниковых источников света на долговечность // Доклады ТУСУР. – 2013. – № 2. – С. 51–53.

3. Акименко Т.А., Горбунова О.Ю. Прохождение света сквозь аэрозольную среду // Изв. ТулГУ. Технические науки. – 2011. – Вып. 5, ч. 3.

Саинский Александр Григорьевич

Студент ТУСУРа

Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050

Тел.: +7-906-975-22-99

Эл. почта: sainskij@gmail.com

Шнайдер Екатерина Васильевна

Студентка ТУСУРа

Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050

Тел.: +7-903-914-13-31

Эл. почта: katya.shnayder@bk.ru

Солдаткин Василий Сергеевич

Магистрант инженерной школы новых производственных технологий (ИШНПТ) Национального исследовательского Томского политехнического университета (НИ ТПУ)

Ленина пр-т, д. 30, г. Томск, Россия, 634050

Тел.: 8-952-807-88-03

Эл. почта: soldatkinvs@mail.ru

УДК 628.931

Ю.И. Стасенко, Е.В. Шнайдер, В.С. Солдаткин

Разработка комбинированного светодиодного светильника для общего и архитектурного динамического освещения

Разработан эскизный проект комбинированного светодиодного светильника для общего и архитектурного освещения, в соответствии с которым изготовлен макет светильника. Проведены исследования спектра излучения макета светильника и измерены значения кривой силы света. Установлено, что спектр излучения макета светильника по максимумам в красной, зелёной и синей области оптического спектра соответствует требуемым значениям: (625, 525, 450) нм с погрешностью измерений ± 5 нм. Из измеренной кривой силы света видно, что угол излучения макета светильника по уровню 0,5 от максимума составляет 120 град.

Ключевые слова: комбинированный светодиодный светильник, архитектурное освещение, общее освещение.

В настоящее время архитектурное освещение массово используется в городских центрах, между тем рынок архитектурного освещения в частном секторе, архитектурное освещение домов, коттеджей, дач и т.д. только развивается. Это связано с высокой стоимостью такого освещения, т.к. для его применения требуются дизайнер, который сделает проект с расстановкой светильников разных типов, электромонтажник, который установит светильники и подключит их к системе управления, а также стоимость самих светильников и системы управления. Если создать комбинированный светильник со встроенным устройством управления, можно будет использовать его как для общего назначения, так и для архитектурного освещения.

Архитектурное освещение предназначено для освещения фасадов зданий, монументов и исторических памятников. Светодиодное архитектурное освещение в основном предназначено для декоративных целей. Используется преимущественно в крупных населённых пунктах для подсветки фасадов исторических объектов и для рекламного освещения. В настоящее время существует ряд светодиодов основных цветов свечения, в том числе красного, зелёного и синего (RGB) с высоким КПД более 15%. С их помощью можно получать любые цвета и оттенки [1] и изготавливать светотехнические устройства для архитектурного освещения. Существуют мощные светодиодные источники белого цвета свечения, за счёт высокоэффективной люминофорной композиции [2] световая отдача превышает 150 лм/Вт. Именно благодаря таким светодиодам можно изготовить комбинированный светодиодный светильник для общего и архитектурного освещения. Сегмент рынка – частный сектор.

Целью работы является создание многофункционального светодиодного светильника, предназначенного как для общего, так и для архитектурного освещения.

Проведен технико-экономический анализ [3], на основе которого разработаны требования к комбинированному светодиодному светильнику для общего и архитектурного освещения. Технические требования приведены в таблице.

Технические требования к комбинированному светодиодному светильнику для общего и архитектурного освещения

Наименование параметра	Единица измерения	Значение параметра
Потребляемая электрическая мощность	Вт	Не более 35
Спектр излучения для функции архитектурного освещения в красной области	нм	625
Спектр излучения для функции архитектурного освещения в зелёной области	нм	525
Спектр излучения для функции архитектурного освещения в синей области	нм	450
Коррелированная цветовая температура для функции общего освещения	К	3500
Световая отдача для функции общего освещения	лм/Вт	100

Габаритный чертёж и 3D-модель корпуса были спроектированы и смоделированы в программе «Компас-3D». Предположительный вид корпуса показан на рис. 1.

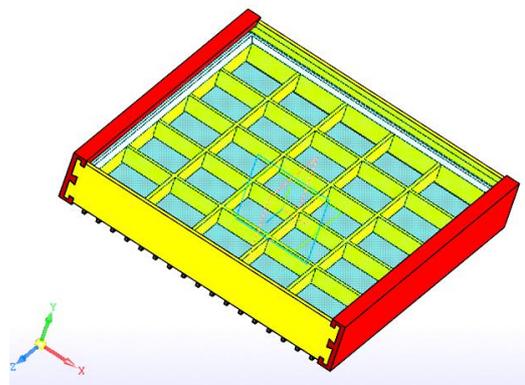


Рис. 1. 3D-модель корпуса светильника

Изготовлен макет комбинированного светодиодного светильника для общего и архитектурного освещения. Проведены исследования его спектра излучения (рис. 2) с помощью спектроколориметра ТКА-ВД и измерена кривая силы света в азимуталь-

ной и меридиональной плоскости с помощью гониофотометра (рис. 3).

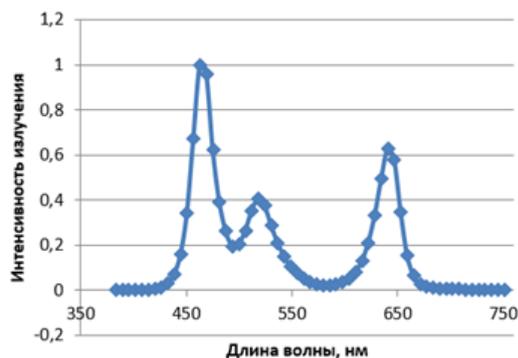


Рис. 2. Спектр излучения комбинированного светодиодного светильника для общего и архитектурного освещения

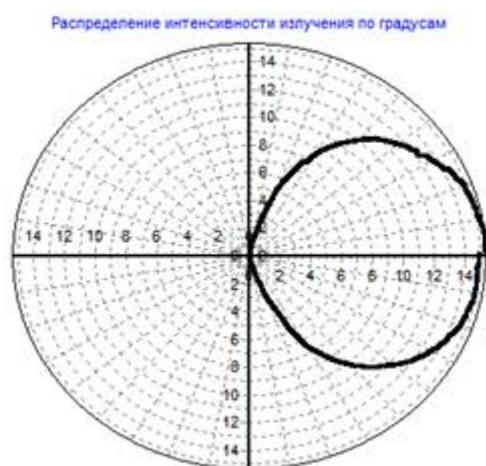


Рис. 3. Кривая силы света комбинированного светодиодного светильника для общего и архитектурного освещения в полярных координатах

В качестве источников света были выбраны адресные светодиоды WS2811 ввиду простоты управления и соответствия их требованиям ТЗ. Светодиод представлен на рис. 4.

Один такой светодиод состоит из RGB-светодиода и контроллера с тремя транзисторными выходами. Благодаря этому есть возможность управлять цветом (яркостью красного, зелёного или синего цветов) любого светодиода в группе и создавать потрясающие эффекты. Адресный светодиод может иметь три контакта для подключения, два из них – питание (5V и GND) и третий – логический, для управления.

Для питания светодиодов необходим источник питания 5 Вольт с достаточным запасом по току, а именно: один цвет одного качественного светодиода на максимальной яркости потребляет 20 мА, соответственно весь светодиод – 60 мА на максимальной яркости.

Для управления цветом свечения и световым потоком будет использоваться дистанционное управление посредством wi-fi. В качестве контроллера будет выступать микроконтроллер ATtiny8. Несмотря на небольшие размеры и маленькое количе-

ство ножек, для наших целей его функций вполне достаточно. Внешний вид микроконтроллера представлен на рис. 5.



Рис. 4. Адресный RGB-светодиод



Рис. 5. Микроконтроллер NodeMCU

Создание прошивки для микроконтроллера производится на языке C++.

Главный минус светодиодного освещения в том, что светодиоды нуждаются в специальном блоке питания (LED-драйвере). Для питания на плату можно подавать напряжение от 5 до 12 В, для питания светодиодов – от 3 до 9 В. Светильник будет подключаться к 220 В / 50 Гц, из этого следует необходимость установки драйвера питания.

Применение программируемых RGB-светильников. Это популярный метод, обладающий массой преимуществ. Работу архитектурной подсветки фасадов программируют относительно времени года, погодных условий, присутствия человека или даже в такт музыке.

Выводы. Разработан эскизный проект комбинированного светодиодного светильника для общего и архитектурного освещения, в соответствии с которым изготовлен макет светильника. Проведены исследования спектра излучения макета светильника и измерены значения кривой силы света. Установлено, что спектр излучения макета светильника по максимумам в красной, зелёной и синей области оптического спектра соответствует требуемым значениям: (625, 525, 450) нм с погрешностью измерений ±5 нм. Из измеренной кривой силы света видно, что угол излучения макета светильника по уровню 0,5 от максимума составляет 120 град.

Экспериментальные результаты получены с использованием оборудования УНУ «2D-плоттер» ЦКП «Импульс» при финансовой поддержке Минобрнауки РФ по соглашению 075-15-2019-1644, идентификатор проекта RFMEFI62119X0029.

Литература

1. Вилисов А.А., Дохтуров В.В., Тепляков К.В., Солдаткин В.С. Индикаторные светодиоды для поверхностного монтажа // Полупроводниковая светотехника. – 2011. – Т. 5, № 13. – С. 50–51.

2. Tuev V.I., Soldatkin V.S., Andreeva M.V., Ganskaya E.S., Afonin K.N., Vilisov A.A. Investigation of phosphor compositions for led filament bulb // IOP Conf. Series: Journal of Physics: Conf. Series 1115 (2018) 052012. DOI: 10.1088/1742-6596/1115/5/052012.

3. Стасенко Ю.И., Шнайдер Е.В., Николаев Д.Л. Проектирование многофункционального светодиодного прожектора для архитектурного освещения с дистанционным управлением // Сб. статей: матер. докл. Всерос. науч.-практ. конф. «Прикладные исследования в области физики» (4 декабря 2019 г.). – С. 185–188.

Стасенко Юрий Ильич

Студент ТУСУРа

Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050

Тел.: +7-909-542-6294

Эл. почта: yura-stas@mail.ru

Шнайдер Екатерина Васильевна

Студентка ТУСУРа

Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050

Тел.: +7-903-914-1331

Эл. почта: katya.shnayder@bk.ru

Солдаткин Василий Сергеевич

Доцент каф. РЭТЭМ ТУСУРа

Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050

Тел.: + 7 (382-2) 70-15-13

Эл. почта: soldatkinvs@main.tusur.ru

УДК 628.166.085

А.О. Шардина, Т.С. Михальченко, Л.Ш. Юлдашова, В.С. Солдаткин

Влияние параметров источников облучения на скорость дезинфекции микроорганизмов в водной среде

Излагаются результаты исследований воздействия на патогенные микроорганизмы в водной среде ультрафиолетовым излучением кварцевой лампы и полупроводниковых диодов с длинами волн 385, 365 и 275 нм. В процессе выполнения работы проведён анализ количества колоний бактерий в водной среде с использованием цифрового микроскопа, построены графики зависимостей количества микроорганизмов в водной среде от времени облучения, после облучения, в трёх экспериментах подтверждён факт полной дезинфекции воды. Установлено, что во всех экспериментах графики зависимости процентного содержания микроорганизмов в 1 см³ пробы воды при облучении УФ-источниками в зависимости от времени облучения имеют параболическую функцию. Это связано с тем, что на первом этапе облучения происходит отключение защитных функций клеток микроорганизмов, затем дезинфекция осуществляется пропорционально времени облучения. Облучение микроорганизмов в одной среде кварцевой лампой привело к полной дезинфекции через 5 мин, УФ-диодом с длиной волны 365 нм – через 30 мин, УФ-диодом с длиной волны 275 нм – через 7 мин, УФ-диодом с длиной волны 385 нм привело к снижению количества микроорганизмов в процентном соотношении за 30 мин на 80%.

Ключевые слова: УФ-излучение, УФ-диод, дезинфекция воды, микроорганизмы, бактерии.

Известно, что получение чистой питьевой воды является важнейшей задачей для человечества. Существуют различные способы дезинфекции воды, но достижения в современной полупроводниковой технике позволяют изготавливать антибактериальные устройства для обеззараживания воды на основе ультрафиолетовых (УФ) диодов. Применение УФ-диодов позволяет обеспечить высокий срок службы, механическую прочность, низкую массу и габариты устройства, а также позволяет обеспечить электробезопасность, так как УФ-диоды потребляют 5–8 В постоянного тока (газоразрядные лампы от 90 В переменного тока). Ещё одним существенным преимуществом УФ-диодов является узкий спектр излучения в отличие от газоразрядных ламп, спектр которых может захватывать область 185 нм, при которой выделяется озон, вредный для человека [1].

Целью работы является проведение исследований по воздействию УФ-излучения на микроорганизмы в водной среде для создания переносной установки дезинфекции воды с электропитанием от аккумуляторных батарей и выбора оптимальных режимов её работы по критерию объёма очищенной воды и затраченной на этот объём электроэнергии заряда аккумулятора.

Для достижения поставленной цели следует решить следующие задачи:

- Выбрать методологию проведения экспериментов.
- Провести аналитические расчёты длины волны, мощности излучения и времени воздействия УФ-диодов на микроорганизмы.
- Провести ряд экспериментов и обработать результаты исследований, сопоставить полученные данные с расчётными.

Из МУ 2.1.4.719–98 «Санитарный надзор за применением ультрафиолетового излучения в технологии подготовки питьевой воды» известно, что доза ультрафиолетового облучения, необходимая

для инактивации 99,9% различных видов микроорганизмов: *Shigella flexneri* – 5,2 мДж/см²; *Salmonella typhi* – 7,5 мДж/см²; *Shigella dysenteriae* – 8,8 мДж/см²; *Proteus vulgaris* – 7,8 мДж/см²; *Staphylococcus aureus* – 7,8 мДж/см²; *Escherichia coli* – 6,0 мДж/см²; *Virus poliomyelitis* – 6,0 мДж/см²; *Salmonella paratyphi* – 6,1 мДж/см²; *Vibrio cholerae* – 6,5 мДж/см²; *Orthomyxoviridae* (вирусы гриппа) – 6,6 мДж/см²; *Salmonella enteritidis* – 7,6 мДж/см²; *Mycobacterium tuberculosis* – 10,0 мДж/см²; *Pseudomonas aeruginosa* – 10,5 мДж/см²; *Virus hepatitis A* – 11,0 мДж/см².

Известно, что кривая относительной спектральной бактерицидной эффективности имеет вид, показанный на рис. 1.

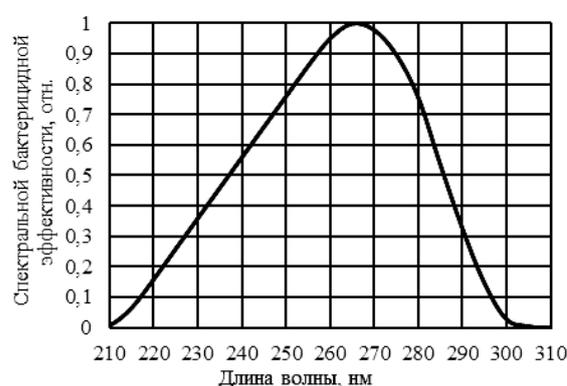


Рис. 1. Кривая относительной спектральной бактерицидной эффективности

Бактерицидные лампы

Бактерицидная лампа – электрическая ртутная газоразрядная лампа низкого давления с колбой из кварцевого или увиолевого стекла или другого материала.

Бактерицидные лампы предназначены для дезинфекции помещений. Также кварцевые лампы используются в рециркуляторах для дезинфекции воздуха.

В зависимости от материала колбы бактерицидные лампы (кварцевые) излучают УФ с длинами волн, приводящими к генерированию в воздухе озона. Озон генерируется из воздуха при УФ-излучении с длиной волны 185 нм.

На рис. 2 приведены фотографии кварцевых ламп.

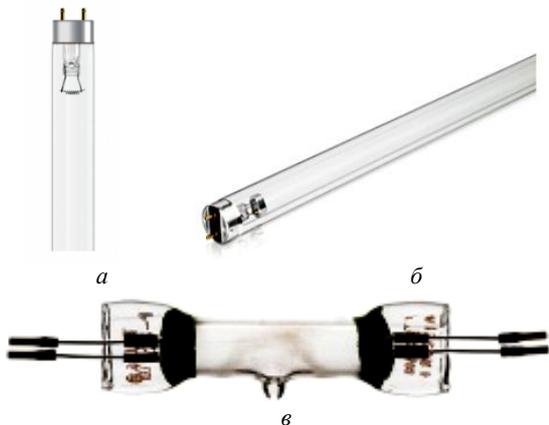


Рис. 2. Фотографии кварцевых ламп: *a* – Osram Puritec HNS 30W; *б* – Philips TUV 30W 1SL/25; *в* – ООО «СЗ Лисма» Лампа ДРТ 125-1

Лампа Osram Puritec HNS 30W имеет длину волны преобладающего излучения 254 нм, напряжение питания 96 В, номинальный ток 0,36 А, потребляемую мощность 30 Вт, излучаемую мощность на длинах волн 200–280 нм 12 Вт. Стоимость 792,00 руб. [2].

Лампа Philips TUV 30W 1SL/25 имеет длину волны преобладающего излучения 255 нм, напряжение питания 102 В, номинальный ток 0,37 А, потребляемую мощность 30 Вт, излучаемую мощность на длинах волн 200–280 нм 12 Вт. Стоимость 1 464,00 руб. [3].

Лампа ООО «СЗ Лисма» Лампа ДРТ 125-1. Распределение УФ-излучения бактерицидной лампы ДРТ 125-1 по областям А, В, С по отношению ко всей мощности излучения в процентах:

- область А (UVA, UV-A, УФ-А), 315–400 нм – не более 21%;
- область В (UVB, UV-B, УФ-В), 280–315 нм – не более 25%;
- область С (UVC, UV-C, УФ-С), 230–280 нм – не более 11%.

Напряжение питания 220 В, номинальный ток 1,6 А, потребляемая мощность 125 Вт, световой поток 1850 лм. Стоимость 417,00 руб. [4].

Для проведения экспериментальных исследований применялась ДРТ 125-1.

УФ-диоды

На рис. 3 приведена фотография УФ-диода High Power UVC LED 270, 275, 280 нм производства Shenzhen Shining Opto-electronic Co (Китай).

Основные характеристики: длина волны излучения 270–280 нм, оптическая мощность излучения 19 мВт, значение прямого напряжения 5,0–7,0 В, значения приведены для прямого тока 200 мА.

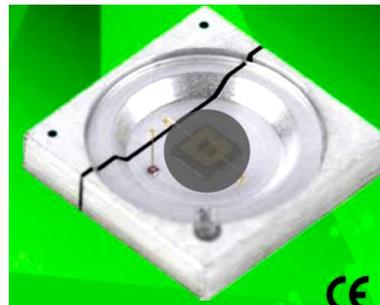


Рис. 3. Фотография УФ-диода High Power UVC LED 270, 275, 280нм [5]

На рис. 4 приведена фотография УФ-диода UV CA3535 series CUD5GF1B производства Sensor Electronic Technology, inc. (SETi) (Южная Корея).

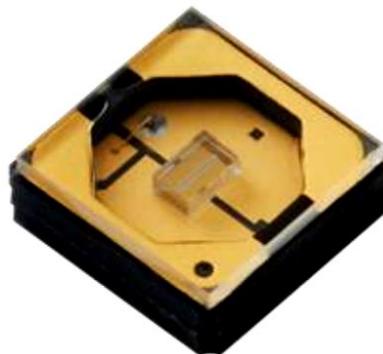


Рис. 4. Фотография УФ-диода UV CA3535 series CUD5GF1B [6]

Основные характеристики: длина волны излучения 250–260 нм, оптическая мощность излучения 2–7 мВт, значение прямого напряжения 5,0–8,0 В, значения приведены для прямого тока 100 мА.

На рис. 5 приведена фотография УФ-диода производства Taoyuan electron (HK) limited.



Рис. 5. Фотография УФ-диода Taoyuan electron (HK) limited [7]

Основные характеристики: длина волны излучения 270–280 нм, оптическая мощность излучения 3–6 мВт, значение прямого напряжения 5,0–6,0 В, значения приведены для прямого тока 40 мА.

Методика эксперимента

Для проведения исследований взяты пробы речной воды. Средства проведения измерений: секундомер, микроскоп, штангенциркуль, шприц, УФ-диоды с источником питания со стабилизацией по

току. Секундомер предназначен для отсчёта времени облучения. Микроскоп Levenhuk (диапазон от 4X до 100X) предназначен для определения количества микроорганизмов в водной среде при увеличении 400 крат. Штангенциркуль предназначен для фиксации расстояния от УФ-диодов до поверхности образца водной среды. Шприц предназначен для дозированного нанесения образцов воды на предметное стекло. УФ-диоды с источником питания со стабилизацией по току предназначены для облучения образцов воды со стабилизированными значениями прямого постоянного тока через УФ-диоды.

Результаты эксперимента

На рис. 6 приведён график зависимости процентного содержания микроорганизмов в 1 см³ пробы воды при облучении кварцевой лампой в зависимости от времени облучения.

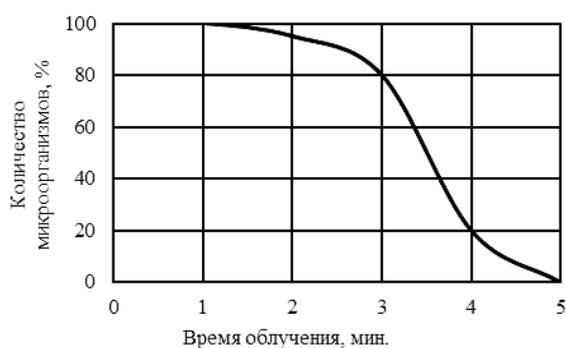


Рис. 6. Зависимость процентного содержания микроорганизмов в 1 см³ пробы воды при облучении кварцевой лампой в зависимости от времени облучения

На рис. 7 приведён график зависимости процентного содержания микроорганизмов в 1 см³ пробы воды при облучении УФ-диодом с длиной волны 385, 365, 275 нм в зависимости от времени облучения.

Из рис. 6, 7 видно, что зависимость функций процентного содержания микроорганизмов в 1 см³ пробы воды при облучении УФ-источниками в зависимости от времени облучения имеет параболическую функцию. Это связано с тем, что на первом этапе облучения происходит отключение защитных функций микроорганизмов, затем дезинфекция осуществляется пропорционально времени облучения. УФ-излучение в диапазоне 400–320 нм на первом этапе облучения приводит к увеличению частоты движения клеток, а затем нарушает механизмы движения и таксиса, замедляет рост культур за счет удлинения лаг-фазы. Снижается скорость деления клеток, и происходит подавление способности бактерий поддерживать развитие фага и угнетается индукция ферментов.

Так, из рис. 7 видно, что за 30 мин облучения полной дезинфекции не произошло, при этом визуально было установлено полное отсутствие движения оставшихся микроорганизмов. Из рис. 7, б видно, что за 15 мин облучения проведена полная дезинфекция воды, в данном эксперименте помимо излучения УФ-диода на микроорганизмы оказывало действие тепловое излучение, т.к. длина волны из-

лучения ниже, чем в эксперименте на рис. 7, а, поглощение излучения всеми средами выше, в процессе поглощения выделяется тепло, которое также воздействует на микроорганизмы.

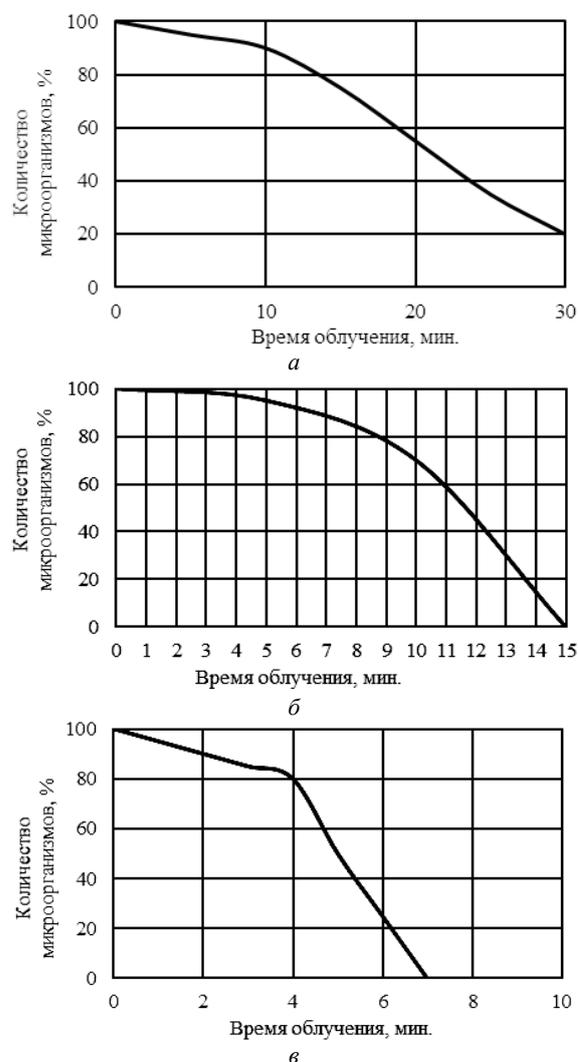


Рис. 7. Зависимость процентного содержания микроорганизмов в 1 см³ пробы воды при облучении УФ-диодом в зависимости от времени облучения с длиной волны: а – 385; б – 365; в – 275 нм

Результаты экспериментов, приведённые на рис. 6 и 7, в, сопоставимы, т.к. пиковая длина волны излучения кварцевой лампы соответствует пиковой длине волны излучения УФ-диода – 275 нм. Такое УФ-излучение приводит к разрушению связей ДНК и РНК клеток микроорганизмов, что приводит к высокой скорости и эффективности дезинфекции микроорганизмов в водной среде. Из проведённых экспериментов видно, что наиболее эффективным по бактерицидному действию, габаритным размерам и энергопотреблению является УФ-диод с длиной волны 275 нм.

Заключение

Проведён аналитический обзор современной научно-технической и нормативной литературы. Установлено, что для дезинфекции воды требуется источник излучения с бактерицидным спектром в

диапазоне длин волн 250–280 нм, обеспечивающий дозу облучения не менее 25 мДж/см². В настоящее время УФ-диоды сильно отстают по КПД от бактерицидных ламп, наиболее применимым для дезинфекции воздуха является УФ-диод High Power UVC LED 275nm производства Shenzhen Shining Optoelectronic Co (Китай), для обеспечения дозы облучения не менее 25 мДж/см² таких диодов потребуется 4 шт. на 1 см² с длиной волны 275 нм.

Установлено, что во всех экспериментах графики зависимости процентного содержания микроорганизмов в 1 см³ пробы воды при облучении УФ-источниками в зависимости от времени облучения имеют параболическую функцию. Это связано с тем, что на первом этапе облучения происходит отключение защитных функций микроорганизмов, затем дезинфекция осуществляется пропорционально времени облучения. Облучение микроорганизмов в одной среде кварцевой лампой привело к полной дезинфекции через 5 мин, УФ-диодом с длиной волны 365 нм – через 0 мин; УФ-диодом с длиной волны 275 нм – через 7 мин; УФ-диодом с длиной волны 385 нм привело к снижению количества микроорганизмов в процентном соотношении за 30 мин на 80%.

Экспериментальные результаты получены с использованием оборудования УНУ «2D-плоттер» ЦКП «Импульс» при финансовой поддержке Минобрнауки РФ по соглашению 075-15-2019-1644, идентификатор проекта RFMEFI62119X0029.

Литература

1. Михальченко Т.С., Шардина А.О., Юлдашова Л.Ш., Солдаткин В.С. Влияние ультрафиолетового излучения на микроорганизмы в водной среде // Электронные средства и системы управления: матер. докл. междунар. науч.-практ. конф. – 2019. – № 1-2. – С. 24–26.

2. Официальный сайт Osram. – URL: https://www.osram.ru/ecat/PURITEC%20HNS%20UV-C-UV-C%20lamps%20for%20purification-Ультрафиолетовые%20излучатели-Industry-Специальное%20освещение/ru/ru/GPS01_1028570/PP_EUROPE_RU_eCat/ZMP_4021028/ (дата обращения: 27.07.2020).

3. Официальный сайт Philips. – URL: https://www.lighting.philips.ru/prof/lamps/special-lamps/purificationwater-and-air/commercial-and-professional-air/xutuvg13/928039504005_EU/product (дата обращения: 27.07.2020).

4. Официальный сайт ООО «ССЗ Лисма». – URL: <http://www.lismas.ru/catalog/1038/21826/> (дата обращения: 27.07.2020).

5. Официальный сайт Shenzhen Shining Optoelectronic Co. – URL: <http://www.shiningled-opto.com> (дата обращения: 27.07.2020).

6. Официальный сайт Sensor Electronic Technology, Inc. – URL: <http://www.s-et.com> (дата обращения: 27.07.2020).

7. Официальный сайт Taoyuan Electron (HK) Limited – URL: <https://www.ledwv.com> (дата обращения: 27.07.2020).

Шардина Алена Олеговна

Студентка каф. радиоэлектронных технологий и экологического мониторинга (РЭТЭМ) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: 8-952-181-62-65
Эл. почта: alenashardina2000@mail.ru

Михальченко Татьяна Сергеевна

Студентка каф. РЭТЭМ ТУСУРа Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: 8-999-499-65-7
Эл. почта: t.mikalchenko@bk.ru

Юлдашова Лола Шухратжоновна

Студентка каф. РЭТЭМ ТУСУРа Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: 8-923-440-63-76
Эл. почта: lola.yuldashova2000@gmail.com

Солдаткин Василий Сергеевич

Магистрант инженерной школы новых производственных технологий (ИШНПТ) Национального исследовательского Томского политехнического университета (НИ ТПУ) Ленина пр-т, д. 30, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: 8-952-807-88-03
Эл. почта: soldatkinvs@mail.ru

УДК 628.931

Ю.В. Юлаева, А.Ю. Хомяков, В.И. Туев

Математическое моделирование пространственного распределения силы света нитевидного излучателя для светодиодных ламп

Приведены результаты исключения грубых ошибок при измерении кривых сил света светодиодного излучающего элемента. Предложена полиномиальная модель излучателя для усредненной нормализованной КСС СИЭ. Определены параметры полиномиального приближения усредненной нормализованной КСС СИЭ и проведена оценка качества аппроксимации, измеренной усредненной нормализованной КСС полученными математическими выражениями. Установлено, что значение средней ошибки аппроксимации по полю значений из 361 точки предложенной модели в два раза меньше по сравнению с ламбертовским представлением.

Ключевые слова: нитевидный светодиодный излучающий элемент (СИЭ), математическая модель, ламбертовский излучатель, полиномиальное приближение.

Светоизлучающие диоды по значению световой отдачи (светового потока на единицу потребляемой электрической мощности) опередили традиционные источники света [1], что вызывает повышенный интерес разработчиков светотехнических устройств различного назначения: уличных и офисных светильников [2], прожекторов [3], устройств досветки растений [4] и т.д. Твердотельные энергоэффективные генераторы света используются и в конструкциях ламп в типоразмере ламп накаливания [5]. Конструирование таких светодиодных ламп имеет важную особенность. По требованиям пожарной и электрической безопасности лампы используются в составе светотехнических устройств – светильников, люстр, бра и т.д. Изначально такие светотехнические устройства проектировались под лампы накаливания, имеющие равномерное пространственное распределение светового потока.

При проектировании светодиодных ламп для прямой замены ламп накаливания необходимо и в светодиодных лампах обеспечить сферическое распределение света. Наилучшей по равномерности пространственного распределения света признана конструкция лампы с нитевидными излучающими элементами [6]. Световой поток лампы определяется пространственным суммированием световых потоков нескольких (в реальных изделиях от 2 до 12) излучающих элементов, собранных внутри лампы в объемную излучающую свет конструкцию.

Нитевидный светодиодный излучающий элемент (СИЭ) представляет собой протяженную подложку из металла, керамики или сапфира с металлическими наконечниками по краям, на которой в ряд размещены светодиодные кристаллы, соединенные согласно в последовательную электрическую цепь, подключенную к наконечникам (рис. 1).

Наконечники служат для механического крепления СИЭ в корпусе лампы и для подачи электрического тока, вызывающего свечение кристаллов СИЭ.

Для моделирования пространственного распределения света лампы необходимо иметь математическую модель пространственного распределения си-

лы света СИЭ. В связи с этим целью данной работы является разработка математической модели пространственного распределения света СИЭ.

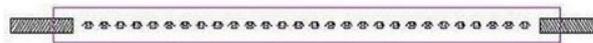


Рис. 1. Схема расположения светодиодных кристаллов на подложке

Анализ экспериментальных данных и разработка математической модели пространственного распределения света светодиодного излучающего элемента

Моделирование проведено на основе экспериментальных данных. Измерение пространственного распределения силы света – кривых силы света (КСС) проведено на гониофотометрической установке в соответствии с требованиями ГОСТ Р 54350 [7]. Гониофотометрическая установка (рис. 2) представляет собой платформу, способную свободно поворачиваться вокруг вертикальной оси, на которой размещается исследуемый источник [8].

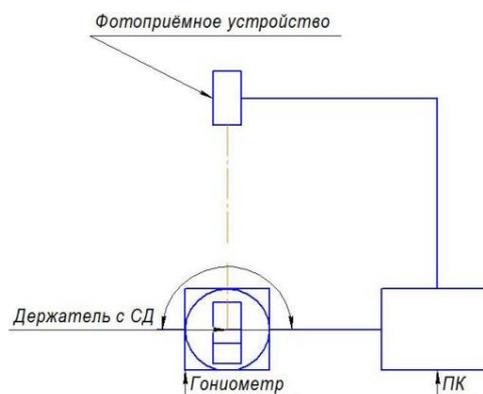


Рис. 2. Функциональная схема установки для определения зависимости значения силы света СИЭ от угла излучения

Измерениям подвергнуты 42 экземпляра нитевидных СИЭ, изготовленных на Томском электроламповом заводе, каждый из которых включает 28 светодиодных кристаллов синего цвета свечения планарного типа на керамической подложке.

Измерения проведены при токе 10 мА с выдержкой во включенном режиме не менее пяти минут для термостабилизации кристаллов СИЭ.

Рисунок 3 иллюстрирует расположение углов α и θ : схематически изображен светодиодный излучающий элемент, ось X направлена вдоль продольной оси СИЭ, ось Y – по нормали к оси X в плоскости основания кристаллов, ось Z – по нормали к плоскости основания кристаллов. Расположение СИЭ соответствует азимутальному углу $\theta = 0^\circ$.

Определялась зависимость значения силы света СИЭ от полярного угла α в диапазоне углов от -150 до $+150^\circ$ для фиксированного значения азимутального угла θ , равного ноль градусов.

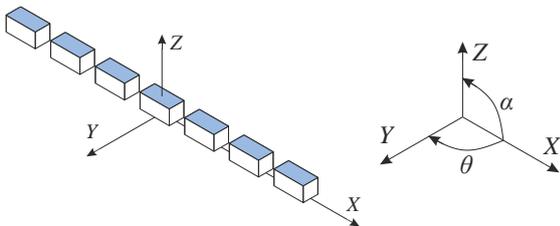


Рис. 3. Расположение осей полярного (α) и азимутального (θ) углов относительно светодиодного излучающего элемента

Зависимости значения силы света СИЭ от полярного угла α представлены на рис. 4.

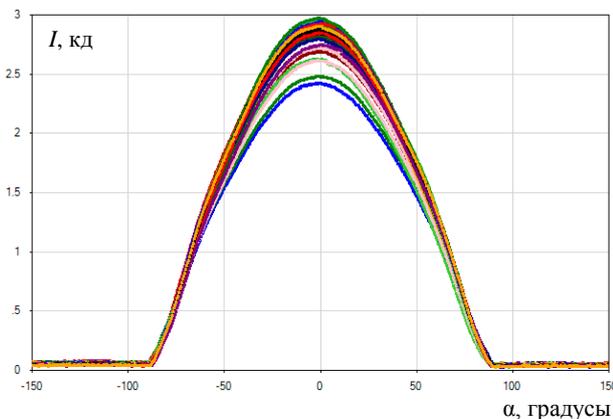


Рис. 4. КСС образцов СИЭ в количестве 42 шт. при $\theta = 0^\circ$

Из анализа рис. 4 следует, что большинство графиков в окрестности нуля градусов «плотно расположены» в области значений силы света свыше 2,5 кд. Два графика со значениями меньше 2,5 кд скорее всего являются грубыми ошибками. Для определения грубых ошибок в выборке применим критерий «трех сигм» [9]: отклонение значения нормально распределенной случайной величины X от ее математического ожидания $\mu(X)$ не превосходит утроенного среднеквадратического отклонения σ с вероятностью 0,9973. Иначе говоря, с вероятностью 0,9973 значение нормально распределенной случайной величины X находится в интервале

$$[\mu(X) - 3\sigma \dots \mu(X) + 3\sigma], \quad (1)$$

где σ – среднеквадратическое отклонение случайной величины.

На практике параметры распределения чаще всего не известны с достаточной точностью, и используют их выборочные оценки – среднее значение

x_{cp} и выборочное среднеквадратическое отклонение (СКО) s [9].

Чтобы определить, являются ли графики рис. 4 со значениями силы света меньше 2,5 кд около нуля градусов грубыми ошибками, рассчитаем средние значения сил света по всем 42 образцам для всех полярных углов от -150 до $+150^\circ$ по формуле

$$I_{cp}(\alpha) = \frac{\sum_{i=1}^n I_i(\alpha)}{n}, \quad (2)$$

где $I_i(\alpha)$ – сила света i -го СИЭ при угле α ; n – количество элементов выборки (образцов СИЭ).

СКО силы света рассчитывается по формуле

$$s(\alpha) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (I_i(\alpha) - I_{cp}(\alpha))^2}{n-1}}. \quad (3)$$

На рис. 5 построены КСС всех 42 образцов СИЭ (тонкие сплошные линии), а также нанесена рассчитанная по формуле (2) средняя КСС по всем 42 образцам (толстая линия, mean_candela_plot) и границы минус-плюс три сигма (толстые линии, minus_3std_candela_plot и plus_3std_candela_plot). Сигма (СКО) рассчитана по формуле (3) также по всем 42 образцам. Область около нуля градусов увеличена для удобства анализа.

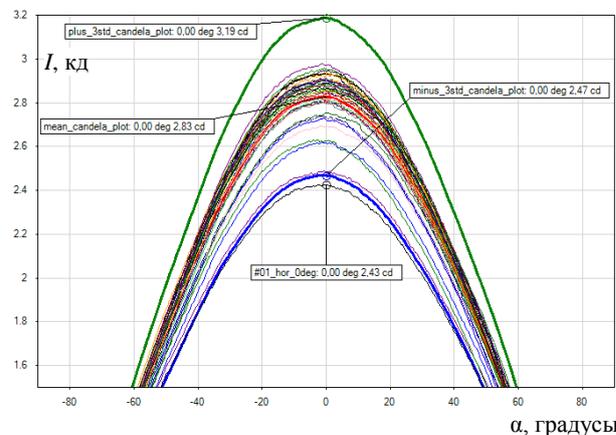


Рис. 5. КСС 42 образцов СИЭ при $\theta = 0^\circ$ с нанесенными средней КСС и границами минус-плюс три сигма

Рисунок 5 наглядно демонстрирует, что КСС образца СИЭ с номером 1 лежит в области ниже границы минус три сигма, а значит, является грубой ошибкой (значения нормально распределенной случайной величины, отклоняющиеся от математического ожидания $\mu(X)$, больше, чем на три сигмы, маловероятны (вероятность равна $1 - 0,9973 = 0,0027$), и потому являются грубыми ошибками [9]).

Все образцы СИЭ с КСС, не укладывающимися в границы минус-плюс три сигма, необходимо исключить из выборки. Согласно рис. 5, кроме КСС образца № 1 больше нет грубых ошибок. Исключение КСС образца № 1 из выборки приводит к уменьшению количества элементов выборки и, следовательно, к изменению среднего по выборке и СКО (сигмы).

На рис. 6 построены КСС 41 образца СИЭ (без КСС образца № 1) и нанесены пересчитанные по

формулам (2) и (3) средняя КСС и границы минус-плюс три сигма. Оформление рис. 4 и обозначения на нем аналогичны обозначениям на рис. 5.

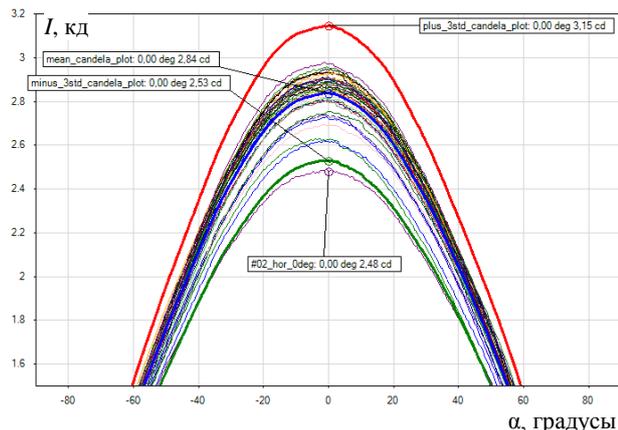


Рис. 6. КСС 41 образца СИЭ при $\theta = 0^\circ$ с нанесенными средней КСС и границами минус-плюс три сигма

Теперь, согласно рис. 6, в новые границы минус-плюс три сигма не попадает образец № 2. На рис. 7 построены КСС 40 образцов СИЭ (без КСС образцов № 1 и № 2) и нанесены пересчитанные по формулам (2) и (3) средняя КСС и границы минус-плюс три сигма. Оформление рис. 7 и обозначения на нем аналогичны обозначениям на рис. 5 и 6.

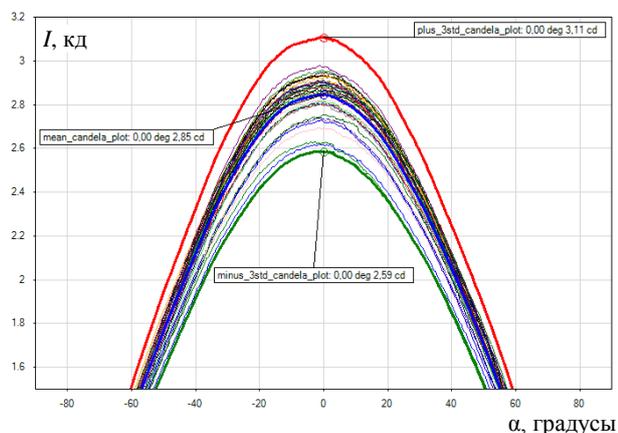


Рис. 7. КСС 40 образцов СИЭ при $\theta = 0^\circ$ с нанесенными средней КСС и границами минус-плюс три сигма

КСС всех 40 образцов СИЭ на рис. 7 укладываются в границы минус-плюс три сигма, а значит, анализ грубых ошибок завершен.

Описанная в настоящей работе процедура исключения грубых ошибок является итерационной. Анализ завершается тогда, когда после исключения из выборки всех грубых ошибок оставшиеся элементы выборки в полном объеме принадлежат интервалу $[\mu(X) - 3\sigma \dots \mu(X) + 3\sigma]$.

На рис. 8 построена средняя по 40 образцам СИЭ КСС, которая будет использована для получения аналитического выражения.

Внешний вид КСС напоминает КСС ламбертовского излучателя. КСС на рис. 8 построена в абсолютных единицах силы света – в канделах. Величина силы света зависит от потока излучения и от те-

лесного угла, в котором проводились измерения. Чтобы избавиться от параметров измерительной установки, график рис. 8 можно нормализовать по формуле

$$I_{\text{норм}}(\alpha) = \frac{I(\alpha)}{\max(I)}, \quad (4)$$

где $\max(I)$ – максимальная сила света излучателя при определенном угле.

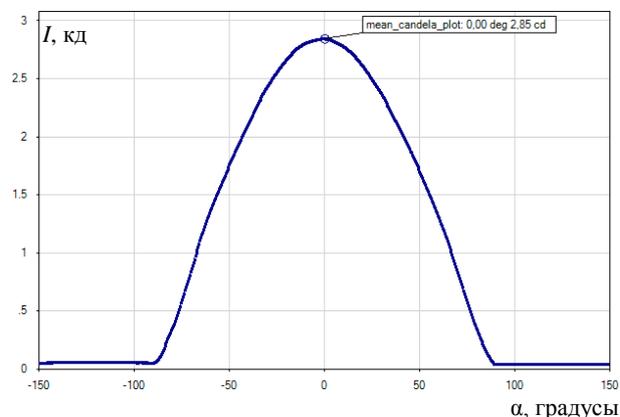


Рис. 8. Средняя по 40 образцам СИЭ КСС при $\theta = 0^\circ$

Максимальная сила света достигается при полярном угле $\alpha = 0^\circ$, т.е. в направлении нормали к излучающей поверхности (что согласуется с теорией ламбертовского излучателя [10]). Также из рис. 8 видно, что СИЭ не излучает в направлениях полярного угла меньше -90° и больше $+90^\circ$. Небольшие значения силы света, наблюдаемые на рис. 8, при этих углах связаны с несовершенствами измерительного стенда и приборов (шумы фотоприемника, фоновое излучение).

На рис. 9 построена нормализованная усредненная КСС СИЭ, состоящего из 28 светодиодных кристаллов синего цвета свечения для полярных углов в интервале $[-90^\circ \dots 90^\circ]$, в декартовых и полярных координатах.

Так как КСС рис. 9 напоминает КСС ламбертовского излучателя, запишем закон Ламберта

$$I(\alpha) = I_0 \cos(\alpha), \quad (5)$$

где I_0 – сила света в направлении нормали к излучающей поверхности (при $\alpha = 0^\circ$).

Для оценки применимости модели классического ламбертовского излучателя к усредненной КСС СИЭ на рис. 10 построены график КСС СИЭ и график, рассчитанный по формуле (5) при значении $I_0 = 1$.

Наблюдается явное расхождение между значениями силы света, предсказанной моделью и результатами измерений при углах больше нуля градусов и меньше -40° .

Получить аналитическое выражение, более точно аппроксимирующее КСС рис. 9, можно, используя полиномиальное приближение

$$I(\alpha) = \beta_0 + \beta_1\alpha + \beta_2\alpha^2 + \beta_3\alpha^3 + \beta_4\alpha^4 + \dots + \beta_n\alpha^n, \quad (6)$$

где $\beta_0, \beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4, \dots, \beta_n$ – коэффициенты, подлежащие определению.

Применим разложение косинуса в ряд Маклорена

$$\cos(\alpha) = 1 - \frac{\alpha^2}{2!} + \frac{\alpha^4}{4!} - \frac{\alpha^6}{6!} + \dots + \frac{(-1)^n \alpha^{2n}}{(2n)!} + \dots \quad (7)$$

Сопоставляя формулы (6) и (7), можно сказать, что наиболее точно КСС рис. 7 можно аппроксимировать полиномом с четными степенями угла α

$$I(\alpha) = \beta_0 + \beta_1 \alpha^2 + \beta_2 \alpha^4 + \dots + \beta_{2n} \alpha^{2n}. \quad (8)$$

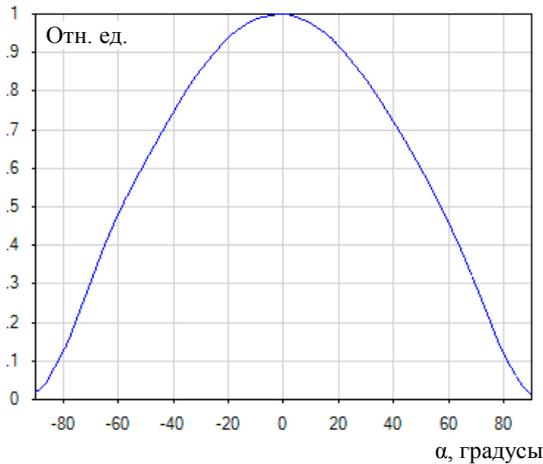


Рис. 9. Нормализованная средняя по 40 образцам СИЭ КСС при $\theta = 0^\circ$ в декартовых (сверху) и в полярных (снизу) координатах

Ограничимся первыми тремя членами разложения (8)

$$I(\alpha) = \beta_0 + \beta_1 \alpha^2 + \beta_2 \alpha^4. \quad (9)$$

Задачу нахождения коэффициентов β_0 , β_1 , β_2 выражения (9) можно свести к задаче множественной линейной регрессии. Для этого представим результаты измерений и коэффициенты модели (9) в матричном виде:

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix}; \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & \alpha_1^2 & \alpha_1^4 \\ 1 & \alpha_2^2 & \alpha_2^4 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \alpha_n^2 & \alpha_n^4 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \beta_0 \\ \beta_1 \\ \beta_2 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{e} = \begin{bmatrix} \varepsilon_1 \\ \varepsilon_2 \\ \vdots \\ \varepsilon_n \end{bmatrix},$$

где \mathbf{I} – вектор-столбец, состоящий из n измеренных значений силы света в интервале полярных углов от -90° (α_1) до $+90^\circ$ (α_n); \mathbf{A} – матрица независимых пе-

ременных; \mathbf{B} – вектор-столбец, состоящий из искоемых коэффициентов выражения (9); \mathbf{e} – вектор-столбец отклонений, предсказываемых выражением (9) значений силы света, от измеренных значений I_1, I_2, \dots, I_n .

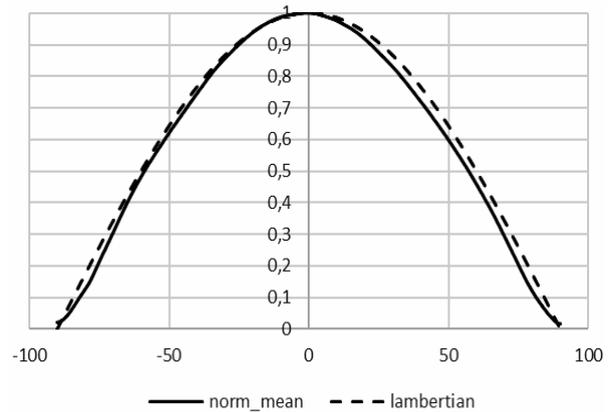


Рис. 10. Нормализованная средняя КСС: СИЭ (сплошная линия) и ламбертовского излучателя (пунктирная линия)

В матричном виде выражение для \mathbf{e} имеет вид

$$\mathbf{e} = \mathbf{I} - \mathbf{AB}, \quad (10)$$

и, согласно методу наименьших квадратов [11]

$$\sum_{i=1}^n e_i^2 = \mathbf{e}^T \mathbf{e} = (\mathbf{I} - \mathbf{AB})^T (\mathbf{I} - \mathbf{AB}) \rightarrow \min. \quad (11)$$

Условие (11) выполняется, если вектор-столбец \mathbf{B} найти по формуле [11]

$$\mathbf{B} = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{I}. \quad (12)$$

График КСС рис. 9 состоит из $n = 361$ точки, шаг по углу α составляет $0,5^\circ$.

Решение уравнения (12), используя значения углов и силы света графика рисунка 9, дает коэффициенты

$$\begin{aligned} \beta_0 &= 9,953 \cdot 10^{-1}; \\ \beta_1 &= -1,694 \cdot 10^{-4} \text{ град}^{-2}; \\ \beta_2 &= 5,522 \cdot 10^{-9} \text{ град}^{-4}, \end{aligned}$$

и аппроксимирующее КСС выражение имеет вид $I_{\text{ном}}(\alpha) = 9,953 \cdot 10^{-1} - 1,694 \cdot 10^{-4} \alpha^2 + 5,522 \cdot 10^{-9} \alpha^4$. (13)

На рис. 11 построены усредненная нормализованная КСС рис. 9 и КСС, рассчитанная по формуле (13).

Из рис. 11 видно, что КСС, рассчитанная по формуле (13), лучше аппроксимирует усредненную нормализованную КСС СИЭ рис. 9, чем КСС, рассчитанная по формуле (5) (см. рис. 10).

Для оценки качества аппроксимации, усредненной нормализованной КСС СИЭ выражениями (5) и (13), рассчитаем средние ошибки аппроксимации по формуле

$$\eta = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left| \frac{I_i - \hat{I}_i}{I_i} \right| \cdot 100\%, \quad (14)$$

где n – количество точек графика КСС, в которых измерялась сила света ($n = 361$, шаг по углу α составляет $0,5^\circ$); I_i – измеренная сила света; \hat{I}_i – рассчитанная с помощью аппроксимирующего выражения сила света.

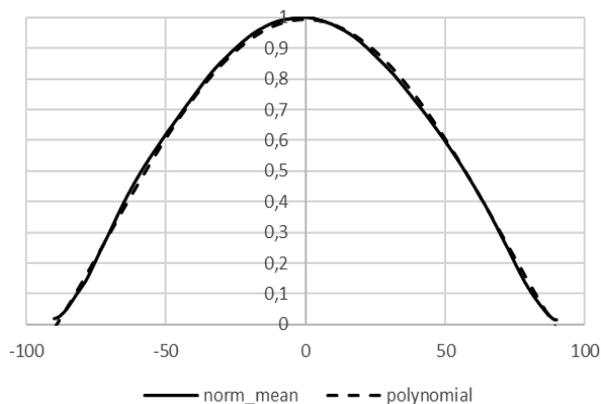


Рис. 11. Нормализованная средняя КСС: СИЭ (сплошная) и рассчитанная по формуле (13) (пунктирная линия)

Для выражения (5) средняя ошибка аппроксимации составляет

$$\eta_{\text{lambertian}} = 11,6\%,$$

а для выражения (13)

$$\eta_{\text{polynomial}} = 5,8\%.$$

Для оценки качества регрессионной модели помимо средней ошибки аппроксимации используют коэффициент детерминации, рассчитываемый по формуле

$$R^2 = 1 - \frac{\sum_{i=1}^n (\hat{I}_i - I_i)^2}{\sum_{i=1}^n (I_i - \bar{I})^2}, \quad (15)$$

где \bar{I} – среднее значение силы света.

Расчет коэффициента детерминации для модели (5) дает значение

$$R^2_{\text{lambertian}} = 0,989868331,$$

а для модели (13)

$$R^2_{\text{polynomial}} = 0,998544355.$$

Заключение

Для обеих моделей (выражение (5) и выражение (13)) коэффициенты детерминации близки к единице, что опять же свидетельствует о высоком качестве полученных математических моделей КСС СИЭ. Однако коэффициент детерминации полиномиальной модели ближе к единице, чем ламбертовский, а значит, полиномиальная модель лучше описывает зависимость силы света СИЭ от полярного угла распространения излучения.

Экспериментальные результаты получены с использованием оборудования УНУ «2D-плоттер» ЦКП «Импульс» при финансовой поддержке Минобрнауки РФ по соглашению 075-15-2019-1644, идентификатор проекта RFMEFI62119X0029.

Литература

1. Шуберт Ф. Светодиоды / пер. с англ.; под ред. А.Э. Юновича. – 2-е изд. – М.: Физматлит, 2008. – 496 с.

2. Акционерное общество «Физтех-Энерго» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://ft-e.com/contacts/> (дата обращения: 01.04.2020).

3. ООО «Промышленная группа «Светодиодные технологии» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://led02.ru/contacts/> (дата обращения: 01.04.2020).

4. Фитосветильники [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://growtechno.ru/> (дата обращения: 01.04.2020).

5. LEADlight [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://svet21veka.ru/?from=website80.com> (дата обращения: 01.04.2020).

6. Пат. на полезную модель № 188947. РФ, F21V 29/10 (2015.01), F21V 15/04 (2006.01), F21K 9/66 (2016.01). Светодиодная лампа / К.Н. Афонин, А.А. Вилисов, В.С. Солдаткин, В.И. Туев (RU) Ю.В. Юлаева, – 2018119785; заявл. 23.05.2018; опубл. 30.04.2019, Бюл. № 13.

7. ГОСТ Р 54350–2011. Приборы осветительные. Светотехнические требования и методы испытаний. – М.: Стандартинформ, 2011. – 37 с.

8. Азизян Г., Артамонов А., Никифоров С. Гониофотометрическая установка для определения углового распределения силы света // Полупроводниковая светотехника [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.led-e.ru/articles/measuring/2010_1_41.php (дата обращения: 05.04.2020).

9. Заляжных В.В. Критерий трёх сигм [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://arhiuch.ru/st3a.html> (дата обращения: 01.04.2020).

10. Закон Ламберта [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://ru.wikipedia.org/wiki/Закон_Ламберта (дата обращения: 01.04.2020).

11. Расчет коэффициентов множественной линейной регрессии матричным способом [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://univer-nn.ru/ekonometrika/raschet-koefficientov-mnozhestvennoj-linejnoy-regressii-matrichernym-sposobom/> (дата обращения: 01.04.2020).

Юлаева Юлия Витальевна

Аспирант каф. радиоэлектронных технологий и экологического мониторинга (РЭТЭМ) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0001-7966-144X
Тел.: +7-952-883-70-61
Эл. почта: yuliya.ryapolova@mail.ru

Хомяков Артем Юрьевич

Аспирант каф. РЭТЭМ ТУСУРа Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-923-402-61-50
Эл. почта: khomyakov.a.yu@gmail.com

Туев Василий Иванович

Д-р техн. наук, зав. каф. РЭТЭМ ТУСУРа Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 70-15-06
Эл. почта: tvi_retem@main.tusur.ru

УДК 628.931

Д.Б. Тудупова, В.С. Солдаткин, А.О. Шардина

Влияние дозы ультрафиолетового облучения на всхожесть семян травянистых растений

Излагаются результаты исследований воздействия ультрафиолетовым излучением на всхожесть семян травянистых растений. В результате работы проведён аналитический обзор современной научно-технической литературы по воздействию оптического излучения на семена растений, разработана методика проведения исследований влияния воздействия ультрафиолетовым излучением на всхожесть семян растений. Проведены исследования влияния воздействия ультрафиолетовым излучением на всхожесть семян травянистых растений, установлено, что УФ-излучение повышает всхожесть в соотношении 13 к 6. За 4 дня взошли 13 шт. из 15 семян облучённого салата с наибольшим временем облучения и 6 шт. из 15 – необлучённого.

Ключевые слова: ультрафиолетовое излучение, ультрафиолетовый диод, всхожесть растений, семена травянистых растений, скорость прорастания семян травянистых растений.

Известно, что правильно подобранное освещение оказывает положительное влияние на скорость роста растений. McCree K.J. в своей работе [1] провёл исследования на двадцати двух видах растений облучая их в видимом диапазоне оптического спектра (от 350 до 750 нм длин волн) и измеряя поглощение растениями CO₂. McCree K.J. установил закономерность, что для всех видов и условий кривая квантового выхода имела два широких максимума с центрами на 620 и 440 нм и с плечом на 670 нм. Также известно [2], что УФ-излучение вызывает у растений биосинтез вторичных метаболитов, таких как флавоноиды, которые, в свою очередь, усиливают вкус, питательность и урожайность.

Известны работы по предпосевной обработке семян оптическим излучением. В работе [3] описан эксперимент по выращиванию петрушки под синим и белым спектрами светодиодного освещения с дополнительной досветкой семян аппаратом «Дюна-Т». Известно, что учёные НИ ТПУ установили, что за счёт УФ-облучения можно ускорить прорастание семян деревьев хвойных пород в десять раз [4]. В работе [5] описано влияние УФ-излучения на микроорганизмы, где наибольшим бактерицидным эффектом обладают облучатели УФ-С-диапазона.

Исходя из вышесказанного, актуальность работы заключается в исследовании влияния УФ-излучения на скорость прорастания и всхожесть семян растений.

Для проведения исследований были выбраны семена растений салата в соответствии с ГОСТ Р 52171–2003. Салат пользуется большим спросом в торговых сетях. В настоящее время уже существуют вегетационные установки для выращивания травянистых растений при искусственном освещении. Но воздействие УФ-излучения на скорость прорастания и всхожесть салата, по нашим данным, не исследовано.

Целью работы является исследование влияния воздействия ультрафиолетовым излучением на всхожесть семян травянистых растений.

Для достижения поставленной цели следует решить следующие задачи:

– Провести аналитический обзор современной научно-технической литературы по воздействию оптического излучения на семена растений.

– Разработать методику проведения исследований влияния воздействия ультрафиолетовым излучением на всхожесть семян растений.

– Провести исследования влияния воздействия ультрафиолетовым излучением на всхожесть семян травянистых растений.

Методика эксперимента

Для проведения исследований были выбраны облучатель ультрафиолетовый кварцевый ОУФК-01 мощностью 125 Вт, излучающий в диапазоне длин волн от 230 до 400 нм: УФ-А (315–400 нм) – не более 21%; УФ-В (280–315 нм) – не более 25%; УФ-С (230–280 нм) – не более 11%, и УФ-диод CUN66A1B производства Seoul Viosys: номинальное прямое напряжение 3,6 В при значении прямого тока 500 мА, оптическая мощность излучения 1 Вт, угол излучения по уровню 0,5 от максимума 120°, длина волны 365 нм. Тепловое сопротивление 3,8 К/Вт. КПД 55%.

Поверхностная доза облучения (экспозиция) (H) мДж/см² определяется по формуле (1):

$$H = E \times t, \quad (1)$$

где E – облучённость поверхности, Вт/м²; t – время облучения, с.

Облучённость поверхности определяется по формуле (2):

$$E = I_e / r^2, \quad (2)$$

где I_e – сила излучения, Вт/ср; r – расстояние от источника излучения до облучаемой поверхности, м.

Сила излучения определяется по формуле (3):

$$I_e = \Phi_e / \Omega, \quad (3)$$

где Φ_e – поток излучения, Вт; Ω – телесный (объёмный) угол.

Для значения плоского угла 120° по уровню 0,5 от максимального значения силы излучения $\Omega = 3,137$ ср.

По результатам расчётов и анализа литературных данных, выбраны следующие режимы для проведения экспериментальных исследований:

№ 1 – облучение семян салата (15 шт.) ОУФК-01 на расстоянии 15 см, 15 мин.

№ 2 – облучение семян салата (15 шт.) ОУФК-01 на расстоянии 15 см, 10 мин.

№ 3 – облучение семян салата (15 шт.) ОУФК-01 на расстоянии 15 см, 5 мин.

№ 4 – облучение семян салата (15 шт.) УФ-диодом на расстоянии 3 см, 10 мин.

№ 5 – облучение семян салата (15 шт.) УФ-диодом на расстоянии 3 см, 5 мин.

Для проведения экспериментальных исследований использовались нормальные климатические условия: температура окружающего воздуха (20±3) °С, относительная влажность воздуха (75±5)%, атмосферное давление (745±5) мм рт. ст.

Для проведения исследований были выбраны семена растений салата «Дубачек МС» среднеспелого сорта, листового салата: листья светло-зелёные, нежные, отличного вкуса. Партия № 2214801, урожай 2018 г. ГОСТ Р 52171–2003. Фотография семян салата под микроскопом приведена на рис. 1.



Рис. 1. Фотография семян салата под микроскопом МБС-10

Характерные размеры семян салата: длина (4±0,5) мм, ширина 1,25±0,25) мм.

Результаты эксперимента приведены в таблице.

Результаты эксперимента

Режимы	Количество всходов, шт.			
	1-е сутки	2-е сутки	3-е сутки	4-е сутки
№ 1	0	3	9	13
№ 2	0	2	6	11
№ 3	0	0	2	7
№ 4	0	1	6	10
№ 5	0	0	3	6
Контрольная группа	0	0	4	6

Как видно из таблицы, преимуществом обладают образцы № 1, 2 и 4. Данные образцы были облучены в течение 15 и 10 мин соответственно.

Заключение

В результате работы проведён аналитический обзор современной научно-технической литературы по воздействию оптического излучения на семена растений, разработана методика проведения исследований влияния воздействия ультрафиолетовым излучением на всхожесть семян растений. Проведены исследования влияния воздействия ультрафиолетовым излучением на всхожесть семян травянистых растений, установлено, что УФ-излучение повышает

всхожесть в соотношении 13 к 6. За 4 дня взошли 13 шт. из 15 семян облучённого салата с наибольшим временем облучения и 6 шт. из 15 необлучённого.

Экспериментальные результаты получены с использованием оборудования УНУ «2D-плоттер» ЦКП «Импульс» при финансовой поддержке Минобрнауки РФ по соглашению 075-15-2019-1644, идентификатор проекта RFMEFI62119X0029.

Литература

- McCree K.J. Action Spectrum, Absorptance and Quantum Yield of Photosynthesis in Crop Plants // *Agricultural Meteorology*. – 1972. – No. 9. – P. 191–216.
- Официальный сайт «LEDs Magazine» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.ledsmagazine.com/blogs/article/14038790/balance-taste-nutrition-and-crop-yield-with-uv-light-exposure> (дата обращения: 21.09.2020).
- Бушланова К.В., Незнамова Е.Г. Исследование влияния искусственного освещения на травянистые сельскохозяйственные растения // *Сборник избр. статей научной сессии ТУСУР*. – 2018. – Т. 1. – С. 221–223.
- Официальный сайт «Новости сибирской науки» ФГБУ Государственная публичная научно-техническая библиотека Сибирского отделения Российской академии наук [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.sibscience.info/ru/heis/v-trpu-15072020> (дата обращения: 21.09.2020).
- Михальченко Т.С., Шардина А.О., Юлдашова Л.Ш., Солдаткин В.С. Влияние ультрафиолетового излучения на микроорганизмы в водной среде // *Электронные средства и системы управления: матер. докл. Междунар. науч.-практ. конф.* – 2019. – № 1-2. – С. 24–26.

Тудупова Диана Баировна

Студентка Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-913-845-94-81
Эл. почта: dianka_tudupova@mail.ru

Солдаткин Василий Сергеевич

Магистрант инженерной школы новых производственных технологий (ИШНПТ) Национального исследовательского Томского политехнического университета (НИ ТПУ) Ленина пр-т, д. 30, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: 8-952-807-88-03
Эл. почта: soldatkinvs@mail.ru

Шардина Алена Олеговна

Студентка каф. РЭТЭМ ТУСУРА Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: 8-952-181-62-65
Эл. почта: alenashardina2000@mail.ru

УДК 620.93

Н.О. Студенков, В.О. Касьянов

Зарядная станция переменного тока для электротранспорта с возможностью зарядки двух электромобилей одновременно

Предложена конструкция зарядной станции для осуществления зарядки электротранспорта, позволяющая производить зарядку переменным током двух электромобилей одновременно.

Ключевые слова: электротранспорт, зарядка, зарядная станция, блок питания.

Рынок электромобилей активно развивается. К середине 2020 г. во всем мире эксплуатируется свыше 5 млн электромобилей, и их продажи с каждым годом растут [6].

Связано это в первую очередь с тем, что запас традиционных источников энергии, таких как нефть, газ и уголь, неумолимо уменьшается. Цены на них существенно повышаются с каждым годом. Следует подчеркнуть то, что традиционные источники энергии способствуют загрязнению воздуха, ухудшению экологии, возникновению парникового эффекта на планете. Для того чтобы ограничить повышение температуры атмосферы Зем. должно будет достичь свыше 600 млн единиц [6].

Ещё одним большим преимуществом электротранспорта является экономия. Электроэнергия намного дешевле бензина, что позволяет существенно сократить расходы на эксплуатацию транспортного средства. Исследования, разработки и совершенствования массового производства приводят к снижению затрат на высоковольтные батареи электромобилей и их конечную стоимость.

Одной из ключевых проблем роста рынка электромобилей является необходимость в сетях зарядных станций. Однако быстрому росту данных сетей препятствует неопределенность в стандартах, так как каждый производитель стремится использовать собственные зарядные разъемы и стандарты зарядки.

Целью данной работы является разработка зарядной станции переменного тока с распространенным разъемом и возможностью зарядки несколько автомобилей одновременно.

Стандарты зарядной станции

В качестве основных стандартов разрабатываемой зарядной станции были выбраны следующие:

1. J1772 – американский стандарт зарядки. Устанавливается в большинстве электромобилей и является наиболее универсальным стандартом. Представляет собой 5-штыревой разъем. Предназначен для зарядки от однофазной сети с максимальной силой тока 32 А и напряжением 220 В. Обычно сила тока равняется 16 А.

2. Mennekes Type 2 – разъем европейского производства. Данный разъем разработан немецкой компанией Mennekes. Представляет собой 7-штыревой разъем. Позволяет осуществлять коммутацию силовых цепей максимальной мощностью до 43 кВт и максимальной силой тока до 63 А. Обычно приме-

няется в однофазных и трехфазных цепях под напряжением 220 и 380 В соответственно. Сила тока при этом 32 А [2]. На рис. 1 представлены разъемы Type 2 (слева) и J1772 (справа).



Рис. 1. Разъемы Type 2 и J1772

Зарядка электромобиля

Рассчитаем мощность разрабатываемой зарядной станции для каждого используемого стандарта и время зарядки наиболее популярных электромобилей.

1. Разъем J1772.

Находим мощность по формуле

$$P = U \cdot I = 220 \text{ В} \cdot 16 \text{ А} = 3 \text{ кВт},$$

где I – ток потребления электромобиля; U – рабочее напряжение зарядной станции.

В качестве заряжаемого электромобиля был выбран Nissan Leaf. В среднем емкость батареи данного электромобиля с пробегом равна 17,5 кВт·ч, таким образом, время полной зарядки находится по формуле

$$t = \frac{C}{P} = \frac{17,5 \text{ кВт}}{3,5 \text{ кВт}} = 5 \text{ ч}, \quad (1)$$

где C – емкость батареи электромобиля; P – мощность зарядной станции.

2. Разъем Type 2.

В качестве заряжаемого электромобиля выберем Opel Ampera-e.

Так как зарядка данного электромобиля осуществляется от трехфазной сети напряжения, то формула мощности будет записываться по-другому.

Полная мощность для трех фаз находится по формуле

$$S = \sqrt{3} \cdot U \cdot I = \sqrt{3} \cdot 380 \text{ В} \cdot 32 \text{ А} \approx 21 \text{ кВт},$$

где I – ток потребления электромобиля; U – рабочее напряжение зарядной станции.

В среднем емкость батареи электромобиля Opel Ampera-e с пробегом равна 42 кВт·ч, время полной зарядки, рассчитанное по формуле (1), равно 2 ч.

Следует отметить, что у Nissan Leaf нет возможности заряжаться от разъема Type 2, как и у Opel Ampera-e нет возможности зарядки от разъема J1772.

Структурная схема разрабатываемого устройства

Питание зарядной станции осуществляется от сети 220/380 В. Переменное напряжение поступает на датчик тока. Сигнал о необходимом напряжении и мощности поступает к блоку управления, который, в свою очередь, отображает текущее состояние станции при помощи светодиодной индикации. Информация о стадии и параметрах зарядки передается на сервер через блок связи. Коммутация силовой цепи осуществляется через реле (рис. 2).

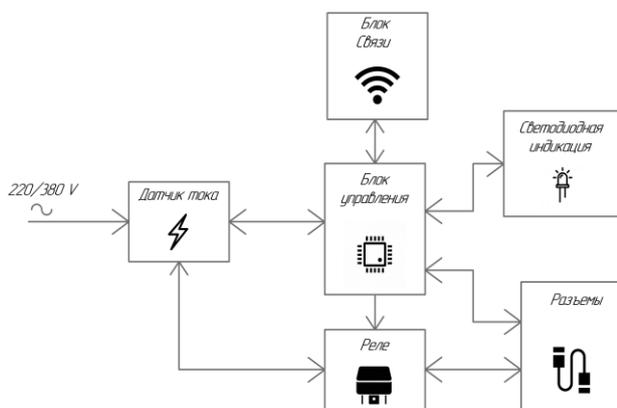


Рис. 2. Структурная схема предложенной зарядной станции

Светодиодная индикация отображает состояние зарядной станции (таблица). Существует четыре состояния, в зависимости от которых происходит изменение цвета светодиодов.

1. Голубой цвет – станция работает, устанавливается связь с сервером.
2. Синий цвет – станция работает, можно производить зарядку, связь с сервером установлена.
3. Зеленый цвет – станция работает, осуществляется зарядка.
4. Синий и зеленый цвет попеременно мигают – станция находится в режиме настройки.

Разрабатываемая зарядная станция также имеет следующие возможности:

1. Наличие GSM-модема для организации канала связи зарядная станция – сервер.
2. Возможность раздачи Wi-fi-сети.
3. Индикация режимов работы с помощью светодиодов.
4. Наличие собственного сервера для осуществления технической поддержки и возможности ведения статистики зарядки.
5. Высокая стойкость к термальным воздействиям и воздействиям влаги.

Характеристики зарядной станции

Характеристика	J1772	Type 2
Мощность	3,5 кВт	21 кВт
Время полной зарядки	5–8 ч	2–4 ч
Сетевое напряжение	220 В	380 В

На рис. 3 и 4 представлены 3D-модель и установленная зарядная станция.



Рис. 3. 3D-модель разработанной зарядной станции



Рис. 4. Установленная зарядная станция

Литература

1. Шустов М.А. Практическая схемотехника. Источники питания и стабилизаторы // Радиолюбитель. – 2002. – 150 с.
2. Кольтюков Н.А. Проектирование несущих конструкции радиоэлектронных средств: учеб. пособие / Н.А. Кольтюков, О.А. Белоусов. – Тамбов: Изд-во Тамбов. гос. техн. ун-та, 2009. – 84 с.
3. Студенков Н.О., Шкарупо С.П. Универсальная зарядная станция для электротранспорта [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://elibrary.ru/item.asp?id=39252061>
4. Гейтенко Е.Н. Источники вторичного электропитания. Схемотехника и расчет. – М.: Солон-пресс, 2008. – 448 с.
5. Как зарядить электромобиль [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://e-va.pro/kak-zariadit-elektromobil-doma/>
6. Сколько сейчас эксплуатируется электромобилей в мире [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://beelead.com/skolko-elektromobilej-mire/>

Студенков Никита Олегович

Студент каф. радиоэлектронных технологий и экологического мониторинга (РЭТЭМ) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-913-871-54-24
Эл. почта: studenkoff.play@yandex.ru

Касьянов Владислав Олегович

Студент каф. РЭТЭМ ТУСУРа Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-983-238-45-66
Эл. почта: k.vladislav0811@outlook.com

Секция 12

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ

Председатель секции – Газизов Тальгат Рашитович, зав. каф. ТУ, д-р техн. наук

УДК 537.86/87

А. Алхадж Хасан, Е.С. Жечев, Т.Р. Газизов

Оценка излучаемых эмиссий структуры с однократным модальным резервированием

Представлены результаты электродинамического моделирования структуры с однократным модальным резервированием. Проведена оценка излучаемых эмиссий структур с однократным модальным резервированием и без него в частотном диапазоне от 0,5 до 10 ГГц. Получены частотные зависимости напряженности электрического поля и излучаемой мощности. Представлены диаграммы направленности излучения на частотах 0,5; 5 и 10 ГГц. Выявлено, что из-за сильной электромагнитной связи между резервной и резервируемой цепями излучаемые помехи почти во всем диапазоне для структуры с однократным модальным резервированием ниже, чем без него.

Ключевые слова: модальное резервирование, микрополосковая линия, излучаемые помехи, диаграмма направленности.

Для повышения отказоустойчивости и надежности критичной радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) используют различные конструктивные решения и схемотехнические подходы [1, 2]. Одним из наиболее распространенных решений является резервирование [3], частным случаем которого является модальное резервирование (МР) [4]. За счет сильной электромагнитной связи между резервной и резервируемой цепями можно добиться разложения сверхкороткого импульса (СКИ) на последовательность импульсов меньшей амплитуды. Так, в случае однократного МР, где присутствует лишь одна резервная цепь, можно разложить СКИ на два импульса [5]. Ранее исследовались частотные и временные характеристики устройств с однократным и трехкратным МР [6], анализировалась эффективность структуры с однократным МР до и после отказов [7]. Однако в известных работах по МР оценка излучаемых эмиссий структуры с однократным МР не проводилась. В работе [8] предложен новый подход к оценке излучаемых эмиссий цепей с МР, в основу которого положен квазистатический анализ. Для дальнейшего сравнения и апробации предложенного подхода необходимо провести высокоточное моделирование известным методом. Цель данной работы – провести такое исследование.

Подходы, методы и конструкции

Для оценки излучаемых эмиссий структуры с однократным МР и без него в данной работе применен электродинамический подход, в основу которого положен метод конечных элементов. Моделирование исследуемых структур проводилось в системе автоматизированного проектирования Keysight Technologies EMPro 2020.

В работе рассмотрены структура одиночного проводника длиной (l) 1 м в неоднородном диэлектрическом заполнении, представляющая собой микрополосковую линию передачи (МЛП), и двухпроводная связанная линия, имитирующая структуру с МР. Поперечные сечения и эквивалентные схемы представлены на рис. 1, 2 соответственно.



Рис. 1. Поперечное сечение структуры с однократным МР (а) и без него (б)

Для обеих структур толщина диэлектрической подложки (h) равна 510 мкм, толщина проводников (t) равна 65 мкм, ширина проводников (w) составляет 300 мкм. Расстояние между проводниками (s) для структуры с однократным МР принято равным 100 мкм. Расстояние от проводника до края диэлектрика (d) составляет 600 мкм для обеих структур. В качестве материала диэлектрика выбрана керамическая подложка с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 10$. Выбранные параметры подобраны с учетом стандартного технологического

процесса при изготовлении печатных плат, соответствующих 5-му классу точности [9].



Рис. 2. Эквивалентная схема структуры с однократным МР (а) и без него (б)

При моделировании исследуемых структур сопротивление всех резисторов равны 50 Ом. Источник гармонической ЭДС 1 В подключался между проводником линии и опорной плоскостью.

При моделировании исследуемый частотный диапазон лежал в пределах от 0,1 до 10 ГГц. Расстояние, на котором рассчитывалась напряженность электрического поля, выбрано равным 1 м. Получены частотные зависимости напряженности электри-

ческого поля и излучаемой мощности от частоты. Для структур с однократным МР и без него на частотах 0,5; 5 и 10 ГГц приведена диаграмма направленности. При построении трехмерной модели исследуемых структур каждый элемент разбивался на ячейки, минимальный размер которых составил 20 мкм. Моделирование проводилось без учета потерь в проводниках и диэлектрике.

Результаты

На рис. 3, 4 для обеих структур представлены результаты расчета максимальных значений модуля напряженности полного электрического поля $|E|$ и излучаемой мощности P_{Σ} соответственно.

Из рис. 3 видно, что при МР значение $|E|$ уменьшилось практически во всем исследуемом частотном диапазоне. Так, наибольшее уменьшение в 4,7 раза наблюдается на частоте 9,3 ГГц.

Из рис. 4 также видно, что использование МР уменьшает излучаемую мощность. Наибольшее уменьшение в 56 раз наблюдается на частоте 6,4 ГГц.

На рис. 5 представлены диаграммы направленности структур с однократным МР и без него на частотах 0,5; 5 и 10 ГГц.

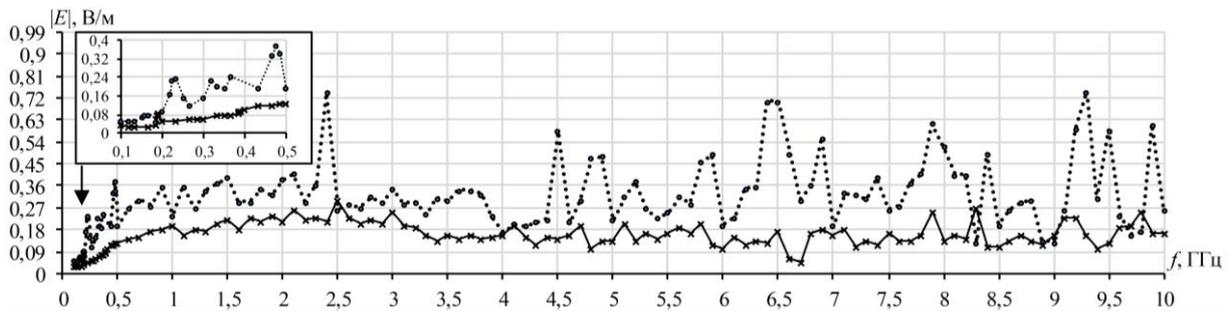


Рис. 3. Частотные зависимости $|E|$ для структур с однократным МР (—) и без него (⋯)

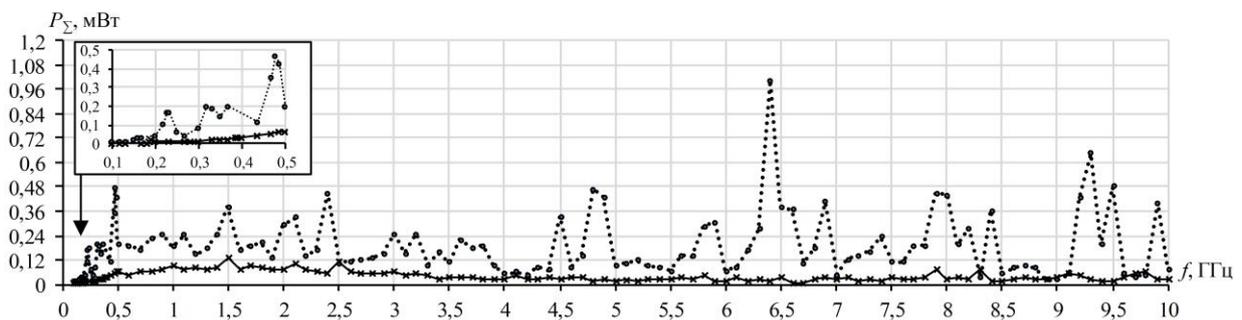


Рис. 4. Частотные зависимости P_{Σ} для структур с однократным МР (—) и без него (⋯)

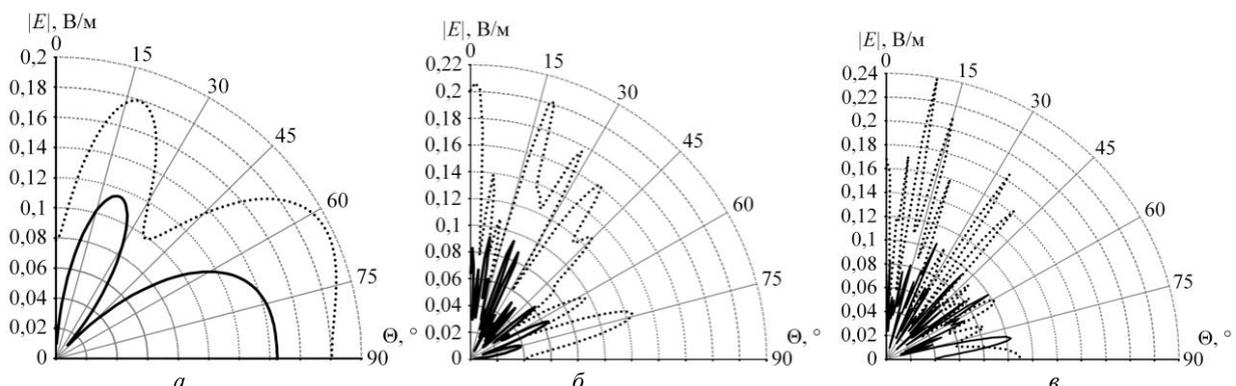


Рис. 5. Диаграммы направленности структур с однократным МР (—) и без него (⋯) на частотах 0,5 (а), 5 (б) и 10 (в) ГГц

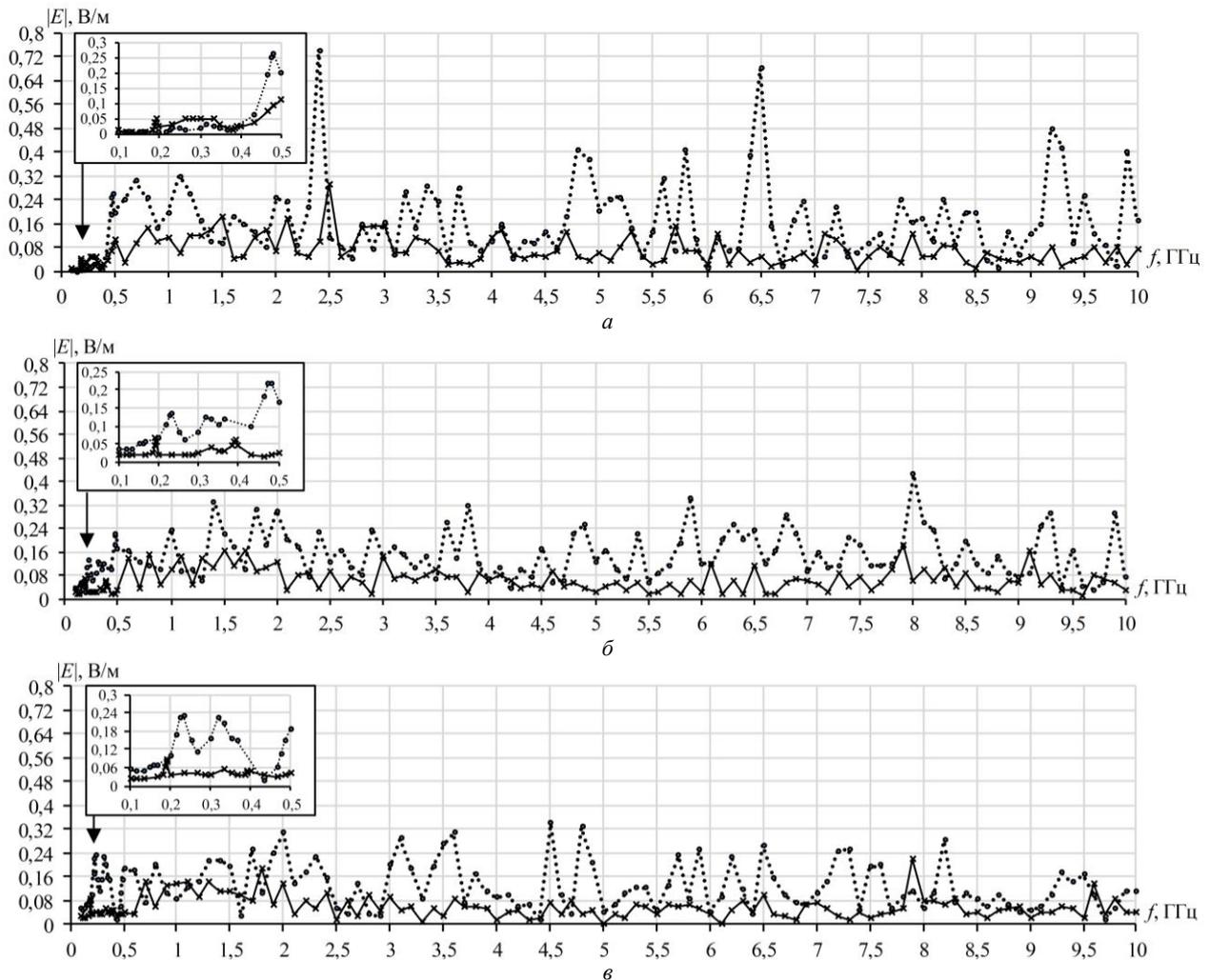


Рис. 6. Частотные зависимости $|E|$ для структур с однократным МР (—) и без него (---) при $\Theta=0^\circ$ (а); $\Theta=45^\circ$ (б) и $\Theta=90^\circ$ (в)

Из результатов, представленных на рис. 5, также видно, что использование МР способствует уменьшению напряженности электрического поля. Причем уменьшение наблюдается при разных значениях Θ . Поэтому на рис. 6 приведены частотные зависимости $|E|$ для обеих структур при $\Theta=0^\circ$, $\Theta=45^\circ$ и $\Theta=90^\circ$. Из результатов видно, что значения $|E|$ для структуры с МР меньше, чем для структуры без него, практически во всем частотном диапазоне. Однако на некоторых частотах наблюдается противоположный результат. Так, к примеру, для 7,9 ГГц значение $|E|$ при $\Theta=90^\circ$ для структуры с однократным МР в 2 раза выше, чем без него.

Заключение

В данной работе получены частотные зависимости напряженности электрического поля и излучаемой мощности для структуры с однократным МР и без него. Показано, что использование однократного МР уменьшает излучаемые эмиссии резервируемой цепи в частотном диапазоне от 0,1 до 10 ГГц. Это происходит за счет электромагнитной связи между резервируемым и резервирующими проводниками в неоднородной диэлектрической среде. При гармонической помехе её амплитуда на определен-

ных частотах может уменьшаться за счет того, что её четная и нечетная моды оказываются в противофазе. В результате токи, протекающие противофазно в этих проводниках, уменьшаются. Это приводит к уменьшению напряженности электрического поля в дальней зоне на определенных частотах. На этих частотах можно ожидать уменьшения излучаемых эмиссий, и также уменьшения восприимчивости к излучаемым электромагнитным помехам.

Между тем есть частоты или направления, где значения с однократным МР выше, чем значения без него. Этот факт трудно объяснить однозначно. Но в общем случае он связан со сдвигом резонансов и перераспределением поля.

Чтобы получить более полное представление о влиянии МР на излучаемые эмиссии, последующие работы будут посвящены исследованию структур с однократным и многократным МР в различных исполнениях. Будет проведена оценка излучаемых эмиссий такого рода структур до и после отката.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (проект № 19-19-00424) в ТУСУРе.

Литература

1. Бганцева С.М., Ягудина Ю.В. Обеспечение надежности бортовой аппаратуры космического аппарата // Матер. науч.-техн. конф. молодых специалистов «Электронные и электромеханические системы и устройства», Томск, 12–13 апреля 2018 г. – Томск: В-Спектр, 2018. – С. 293–294.
2. Бугай Т.В., Быков В.В., Гильжинский А.М. Рекомендации по проектированию печатных плат для обеспечения защиты космической аппаратуры от возникновения и развития дугового разряда // Матер. науч.-техн. конф. молодых специалистов «Электронные и электромеханические системы и устройства», Томск, 12–13 апреля 2018 г. – Томск: В-Спектр, 2018. – С. 72–73.
3. Patel M.R. Spacecraft power systems. – CRC press, 2004.
4. Газизов Т.Р., Орлов П.Е., Заболоцкий А.М., Буичкин Е.Н. Новый способ трассировки печатных проводников цепей с резервированием // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 3. – С. 129–131.
5. Orlov P., Gazizov T., Buichkin E. Evaluation of efficiency of modal filtration in different types of redundant electrical connections // Proceedings of the IX International Siberian Conference on Control and Communications, Moscow, 12–14 may 2016. – Moscow, 2016. – P. 1–3.
6. Шарафутдинов В.Р., Газизов Т.Р. Анализ способов резервирования на основе модальной фильтрации // Системы управления, связи и безопасности. – 2019. – № 3.
7. Medvedev A.V., Gazizov T.R., Zhechev Y.S. Evaluating modal reservation efficiency before and after failure // Journal of Physics: Conference Series. – 2020. – No. 1488. – P. 012015.
8. Hasan A.A., Kvasnikov A.A., Gazizov T.R. Approach to Estimation of Radiated Emission from Circuits with Modal Reservation, 2020 21st International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM) // Chemal, Russia. – 2020. –P. 169–173. DOI: 10.1109/EDM49804.2020.91534989
9. ГОСТ Р. 53429–2009. Платы печатные. Основные параметры конструкции. – М.: Стандартинформ, 2010.

Алхадж Хасан Аднан

Аспирант каф. ТУ ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-7403-7023>
Эл. почта: alhaj.hasan.adnan@yandex.ru

Жечев Евгений Сергеевич

Аспирант каф. ТУ ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-4469-7033>
Эл. почта: zhechev75@gmail.com

Газизов Тальгат Рашитович

Д-р техн. наук, доцент, зав. каф. ТУ ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-1192-4853>
Эл. почта: talgat@tu.tusur.ru

УДК 621.391.825

Н.О. Власова, А.О. Белоусов

Параметрическая оптимизация многопроводных модальных фильтров с круговым сечением

Выполнены имитационное моделирование и оптимизация многопроводных модальных фильтров с круговым сечением. Рассмотрены 4 структуры с круговым сечением с количеством проводников 2, 3, 4, 5. Оптимизация выполнялась по амплитудному и временным критериям. В результате достигнуто полное разложение воздействующего помехового сигнала во всех структурах с максимальным ослаблением в 4,18 раза.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, радиоэлектронная аппаратура, сверхкороткий импульс, многопроводные защитные структуры, круговое сечение, параметрическая оптимизация.

Тенденция роста числа новых радиоэлектронных средств (РЭС) с каждым годом все сильнее обостряет проблему обеспечения электромагнитной совместимости [1]. Она связана, в первую очередь, с возрастающим влиянием электромагнитных помех (ЭМП) различной природы на функционирование РЭС. Отдельного внимания заслуживают кондуктивные помехи, распространяющиеся непосредственно по проводникам. В качестве опасного источника кондуктивных ЭМП может применяться сверхкороткий импульс (СКИ) с высоким уровнем напряжения и субнаносекундным временем нарастания. Ввиду короткой длительности и широкого спектра СКИ способны проникать внутрь РЭС, тем самым выводя их из строя. Несмотря на небольшую энергию СКИ, его локализация в критичных узлах устройства может привести к нарушению работы РЭС. Поэтому актуальна защита таких РЭС, в частности, устройств безопасности и управления критичным оборудованием.

Известно, что традиционные устройства защиты, включаемые на входе аппаратуры, не лишены недостатков (малая мощность, недостаточное быстродействие, паразитные параметры, малый срок службы). Однако в настоящее время для защиты от мощного СКИ применяется технология модальной фильтрации, используемая для разложения воздействующего СКИ на последовательность импульсов из-за различия задержек мод [2–4] в многопроводных линиях передачи (МПЛП). Данная технология результативно применяется в защитных устройствах, названных модальными фильтрами (МФ) [5].

Реализация таких устройств прежде ограничивалась преимущественно полосковыми структурами, тогда как реализация МФ в кабелях практически не исследована. Однако ввиду того, что высокочастотные системы передачи или измерительные приборы с использованием различных кабелей стали стандартным элементом РЭС, использование дополнительной защиты в них весьма актуально. Между тем специфика подобных структур в симметричном исполнении не позволяет обеспечить полное разложение воздействующего СКИ ввиду одинаковых электромагнитных связей между проводниками, а предварительные исследования, направленные на изучение подобных структур, ограничивались задачами

достижения полного разложения воздействующего СКИ, не прибегая к многокритериальной оптимизации [2, 6]. Цель работы – восполнить этот пробел.

Структуры и схемы исследуемых структур

Для моделирования выбраны структуры с круговым сечением, состоящие из 2–5 проводников. Сначала построены геометрические модели (ГМ) поперечного сечения (ПС) структур. Затем вычислены матрицы погонных коэффициентов электростатической (С) и электромагнитной (L) индукций. Потери на данном этапе исследования не учитывались, поэтому матрицы погонных сопротивлений (R, для потерь в проводниках) и проводимостей (G, для потерь в диэлектриках) приняты нулевыми. Далее составлена схема для моделирования, заданы окончания и воздействие, а также вычислен временной отклик на импульсное воздействие в диапазоне параметров.

Исследовались ГМ 1 (при $N = 2$), ГМ 2 (при $N = 3$), ГМ 3 (при $N = 4$) и ГМ 4 (при $N = 5$), представленные на рис. 1 (центральный проводник является опорным), где ϵ_{ri} – относительная диэлектрическая проницаемость среды и r_i – радиус элемента поперечного сечения. Параметры были приняты следующие: $r_1 = 0,9$ мм; $r_2 = 1,6$ мм, $r_3 = 3,45$ мм; $r_4 = 0,95$ мм; $\epsilon_{r1} = 1$; $\epsilon_{r2} = 5$; $\epsilon_{r3} = 10$; $\epsilon_{r4} = 15$. Для ГМ 2 значение r_3 принято равным 3,45 мм, а для ГМ 4 – 3,55 мм. Эквивалентные схемы с ГМ 1–4 представлены на рис. 2.

Результаты моделирования

Для вычисления параметров структур и получения форм сигналов использовался программный продукт TALGAT, который дает приемлемую точность и не требует высоких вычислительных затрат [7]. В качестве входного воздействия использовался источник трапециевидных импульсных сигналов с длительностями фронта, спада и плоской вершины по 50 пс. Таким образом, общая длительность составила 150 пс при амплитуде СКИ 5 В и длине структур (l) 1 м. На рис. 3 представлены формы напряжений на входе и выходе ГМ 1–4.

Из рис. 3 видно совпадение некоторых значений τ (в многопроводных МФ в общем случае количество импульсов разложения равно количеству проводников), означающее одновременный приход мод к концу активного проводника.

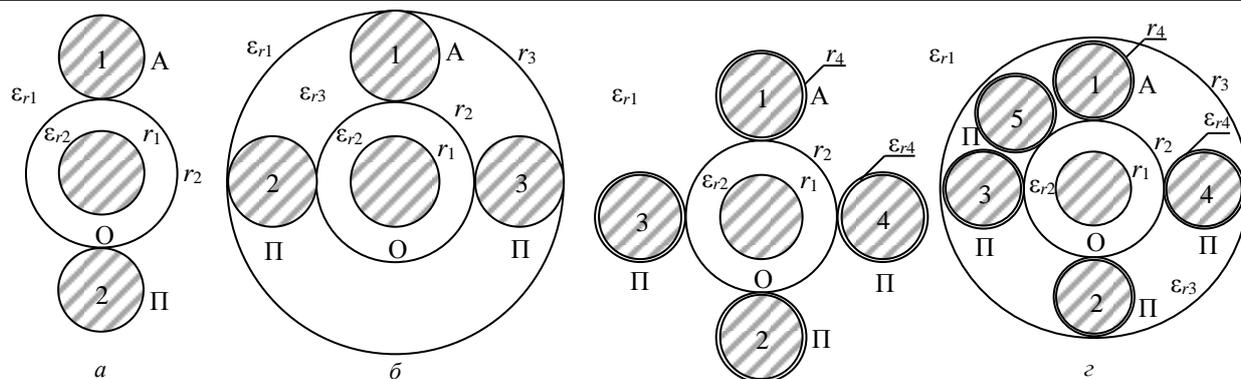


Рис. 1. ГМ 1 (а), ГМ 2 (б), ГМ 3 (в), ГМ 4 (г) до оптимизации

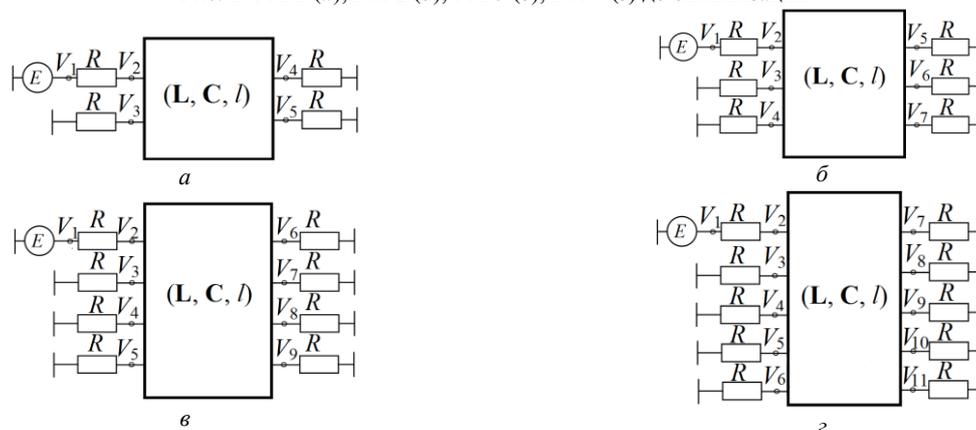


Рис. 2. Эквивалентные схемы МФ с ГМ 1 (а), ГМ 2 (б), ГМ 3 (в), ГМ 4 (г)

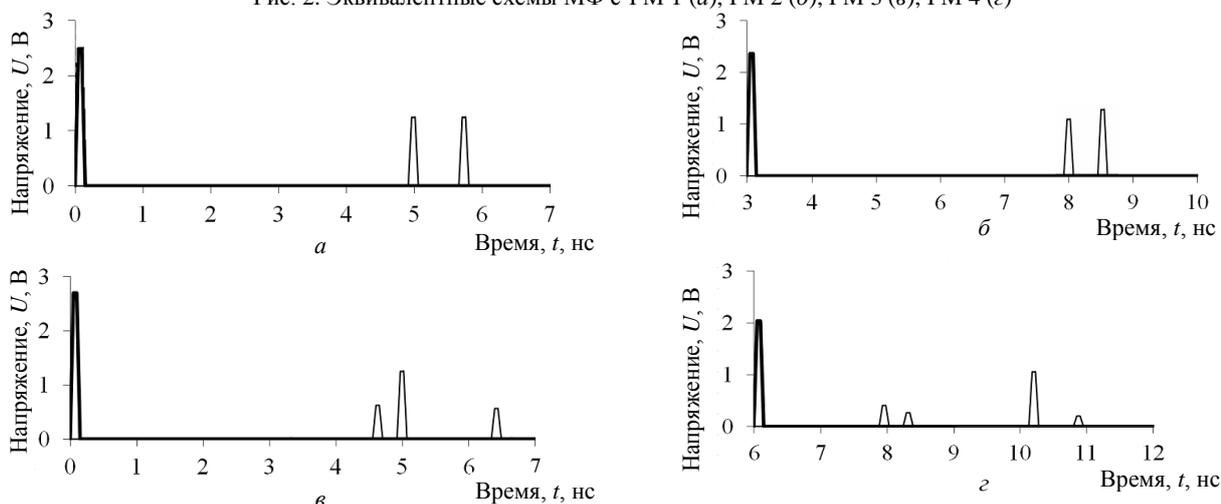


Рис. 3. Формы напряжений на входе (—) и выходе (---) схем с ГМ 1–4 до оптимизации

Очевидно, что произошло наложение импульсов и, как следствие, результирующая амплитуда выходного сигнала увеличилась (до 1,26 В для ГМ 2, 1,25 В для ГМ 3, 1,05 В для ГМ 4). Целесообразным, в данном случае, видится выполнение оптимизации.

На рис. 4 представлены ГМ 1–4 после выполнения параметрической оптимизации эвристическим поиском по амплитудному (для минимизации максимального напряжения на выходе), интервально-временному (для выравнивания интервалов времени между импульсами разложения на выходе) и диапазонно-временному (для увеличения максимальной длительности воздействующего СКИ, который будет полностью разлагаться) критериям. В результате

оптимизации ГМ 1 получены значения: $\epsilon_{r1}=1$; $\epsilon_{r2}=5$; $r_1=0,9$ мм; $r_2=1,6$ мм. Для обеспечения согласования линии с трактом значения нагрузок (R) приняты равными 63 Ом.

В результате оптимизации ГМ 2 получены значения: $\epsilon_{r1}=1$; $\epsilon_{r2}=5$; $\epsilon_{r3}=19$; r_1 (опорный проводник и проводники 1 и 2)=0,9 мм; r_1 (проводник 3)=0,89 мм; $r_2=1,6$ мм; $r_3=3,45$ мм. Для обеспечения согласования линии с трактом выбрано значение $R=35$ Ом.

В результате оптимизации ГМ 3 получены значения: $\epsilon_{r1}=1$; $\epsilon_{r2}=3$; r_1 (опорный проводник и проводники 1, 2 и 4)=0,9 мм; r_1 (проводник 3)=1 мм; $r_2=1,6$ мм; r_4 =(проводники 1, 2 и 4)=0,95 мм; r_4 (проводник 3)=1,1 мм; ϵ_{r4} (проводники 1 и 3)=60;

ϵ_{r4} (проводник 2)=120; ϵ_{r4} (проводник 4)=20. Для обеспечения согласования линии с трактом выбрано значение $R=68$ Ом.

В результате оптимизации ГМ 4 получены значения: $\epsilon_{r1}=1$; $\epsilon_{r2}=70$; $\epsilon_{r3}=6$; r_1 (опорный проводник)=1,22 мм; r_1 (проводники 1 и 4)=0,9 мм; r_1 (проводники 2 и 3)=0,3 мм; r_1 (проводник 5)=0,55 мм; $r_2=1,9$ мм; $r_3=4$ мм; r_4 (проводник 1, 4 и 5)=0,95 мм; r_4 (проводник 2)=0,92 мм; r_4 (проводник 3)=0,69 мм; ϵ_{r4} (проводник 1)=5; ϵ_{r4} (проводник 2)=3; ϵ_{r4} (проводник 3)=10; ϵ_{r4} (проводник 4)=27; ϵ_{r5} (проводник 5)=15.

Для обеспечения согласования линии с трактом выбрано значение $R=33$ Ом.

Результаты оптимизации сведены в таблицу. Из разниц погонных задержек ($\Delta\tau_i$), представленных в таблице, видно, что удалось добиться полного разложения воздействующего импульса в структурах ГМ 1–4. Между тем оптимизация ГМ 1 не выполнялась ввиду заведомо оптимальных характеристик, удовлетворяющих задаваемым критериям. Формы напряжений на входе и выходе ГМ 1–4 после оптимизации представлены на рис. 5.

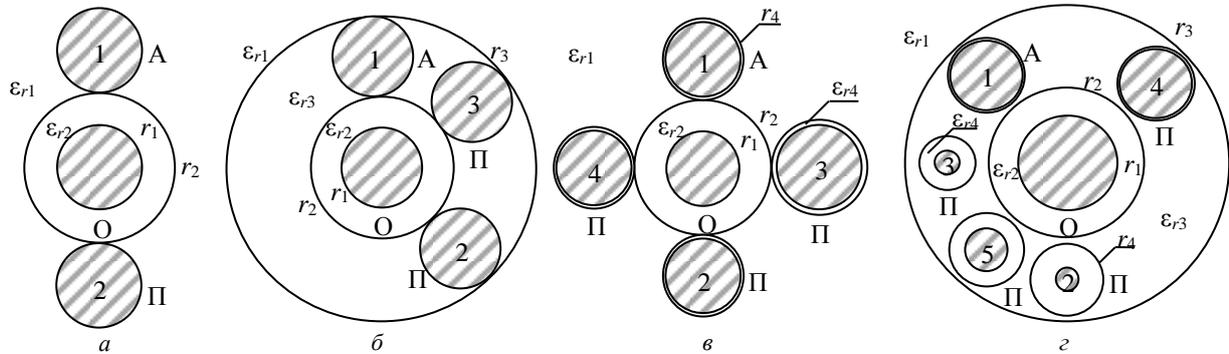


Рис. 4. ГМ 1 (а), ГМ 2 (б), ГМ 3 (в), ГМ 4 (г) после оптимизации

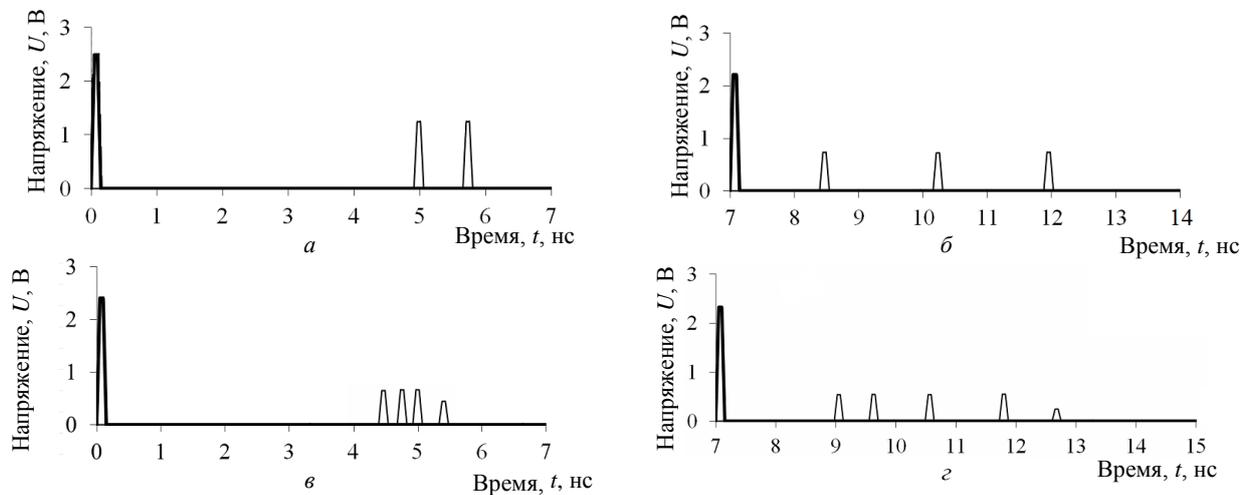


Рис. 5. Формы напряжений на входе (—) и выходе (---) схем с ГМ 1–4 после оптимизации

Характеристики форм сигнала на выходе ГМ 1–4 после оптимизации

ГМ	$U_{вх}, В$	Амплитуды импульсов разложения, В					Разница погонных задержек $\Delta\tau$, нс/м			
		U_1	U_2	U_3	U_4	U_5	$\Delta\tau_1$	$\Delta\tau_2$	$\Delta\tau_3$	$\Delta\tau_4$
1	2,49	1,24	1,25				0,6			
2	2,2	0,73	0,72	0,73			1,6	1,58		
3	2,4	0,65	0,66	0,67	0,45		0,14	0,09	0,26	
4	2,3	0,54	0,54	0,54	0,55	0,25	0,43	0,78	1,08	0,75

Минимальные значения $\Delta\tau_i$, полученные в результате моделирования ГМ 1–4, составляют 0,6; 1,58; 0,09 и 0,43 нс/м соответственно. Максимальная амплитуда импульсов разложения составляет 1,25; 0,73; 0,67 и 0,55 В для ГМ 1–4, соответственно (что в 2; 3,01; 3,58 и 4,18 раза меньше амплитуды напряжения на входе).

Эти результаты показывают, что общая длительность воздействующего СКИ (с учетом частичного наложения спада и фронта соседних импульсов разложения) может быть увеличена до 0,744; 1,73; 0,249 и 0,58 нс для ГМ 1–4 соответственно с тем же коэффициентом ослабления.

Заключение

Таким образом, выполнены моделирование и параметрическая оптимизация многопроводных МФ с круговым сечением. Исследованы 4 различные ГМ таких структур. Для обеспечения полного разложения СКИ на выходе выполнена параметрическая оптимизация по амплитудному и двум временным критериям. В результате при моделировании без учета потерь, показана возможность ослабления в 2; 3,01; 3,58 и 4,18 раза при общей длительности входного СКИ, увеличенной до 0,744; 1,73; 0,249 и 0,58 нс для ГМ 1–4 соответственно.

При оптимизации ГМ 1–4 основное внимание уделялось установлению разной и индивидуальной связи между активными и пассивными проводниками. За счет этого достигнуто полное разложение воздействующего СКИ во всех ГМ.

Перспективным видится дальнейшее проведение натурного эксперимента.

Математическое моделирование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 19-37-90075. Оптимизация выполнена при финансовой поддержке гранта Президента Российской Федерации МД-2652.2019.9.

Литература

1. Gizatullin Z.M. Investigation of the immunity of computer equipment to the power-line electromagnetic interference / Z.M. Gizatullin, R.M. Gizatullin // *Journal of Communications Technology and Electronics*. – Vol. 61, No. 5. – P. 546–550. – 2016.
2. Belousov A.O. Complete ultrashort pulse decomposition in modal filters with circular symmetry / A.O. Belousov and T.T. Gazizov // *IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering*. – URL: <https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1757-899X/862/5/052050/pdf>. – 2020. – Vol. 862, No. 5. – P. 1–7. doi: 10.1088/1757-899X/862/5/052050.
3. Газизов Т.Р. Исследование модальных искажений импульсного сигнала в многопроводных линиях с неоднородным диэлектрическим заполнением / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, О.М. Кузнецова-Таджибаева // *Электромагнитные волны и электронные системы*. – 2004. – Т. 11, № 11. – С. 18–22.
4. Заболоцкий А.М. Модальные фильтры для защиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: Изд-во Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2003, 151 с.
5. Газизов Т.Р. Модальное разложение импульса в отрезках связанных линий как новый принцип защиты от коротких импульсов / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий // *Технологии электромагнитной совместимости*. – 2006. – № 4(19). – С. 40–44.
6. Белоусов А.О. Модальное разложение сверхкороткого импульса в многопроводной линии передачи с круговой симметрией / А.О. Белоусов, А.М. Заболоцкий / *Матер. 11-й Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления»*. – Томск: В-Спектр, 2015. – Ч. 2. – С. 14–18.
7. Kuksenko S.P. Preliminary results of TUSUR University project for design of spacecraft power distribution network: EMC simulation // *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*. – 2019. – P. 1–7. DOI: 10.1088/1757-899X/560/1/012110.

Власова Наталья Олеговна

Магистрант каф. телевидения и управления (ТУ) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-913-842-94-22
Эл. почта: ostrolistaya97@mail.ru

Белоусов Антон Олегович

М.н.с. НИЛ БЭМС РЭС, аспирант, ассистент каф. ТУ ТУСУРа Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0002-0154-8014
Тел.: +7-923-440-86-02
Эл. почта: ant1lafleur@gmail.com

УДК 621.37

Н.В. Богданов, Р.С. Суровцев, А.В. Носов

Влияние изменения параметров меандровой микрополосковой линии с пассивным проводником на форму и амплитуду сверхкороткого импульса

Выполнена оценка влияния изменения параметров поперечного сечения меандровой линии с пассивным проводником на форму и амплитуду СКИ. Выявлено, что в исследуемой линии, помимо импульсов перекрестной наводки и основных мод присутствуют дополнительные импульсы, которые являются дополнительным ресурсом при минимизации амплитуды помехового СКИ. Определены задержки каждого импульса разложения и сформулированы условия разложения СКИ в меандровой микрополосковой линии с пассивным проводником на последовательность из шести импульсов.

Ключевые слова: меандровая линия, сверхкороткий импульс, дополнительный импульс.

Одной из актуальных задач электромагнитной совместимости (ЭМС) является обеспечение защиты радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) от различных электромагнитных воздействий (ЭМВ), которые могут быть как природными (электростатический разряд, вторичные проявления разряда молнии), так и преднамеренными (электромагнитное оружие) [1]. Опасными для РЭА являются сверхкороткие импульсы (СКИ) наносекундного и субнаносекундного диапазонов из-за своей амплитуды, малого времени нарастания и широкого спектра [2]. Известные средства защиты от таких СКИ (ограничители напряжения, варисторы, пассивные RC- и LC-фильтры) имеют ряд недостатков, основными из которых являются малые мощность и быстродействие, а также низкая радиационная стойкость и как следствие малый срок службы [3]. Все это затрудняет должную защиту РЭА. В этой связи примечателен подход к защите РЭА, основанный на использовании модальных искажений в витке меандровой микрополосковой линии (МПЛ) [4]. Подход основан на разложении СКИ в витке меандровой МПЛ на последовательность импульсов меньшей амплитуды (перекрестную наводку на ближнем конце, нечетную и четную моды) за счет обеспечения ряда простых условий, связывающих длительность воздействия с задержками мод линии. Однако возможно совершенствование этого подхода. Например, даже за счет введения одного дополнительного пассивного проводника рядом с витком меандровой МПЛ можно предположить разложение СКИ уже на 4 импульса из-за распространения в такой структуре уже трех мод. Для проверки этого предположения целесообразно оценить влияние изменения геометрических параметров меандровой МПЛ с пассивным проводником на форму и амплитуду СКИ. Цель работы – выполнить такую оценку.

Исходные данные

Поперечное сечение и схема соединений меандровой МПЛ с пассивным проводником представлены на рис. 1.

Исходные параметры исследуемой линии следующие: ширина и толщина проводников $w=300$ мкм

и $t=18$ мкм соответственно, расстояние между проводниками $s_1=50$ мкм, $s_2=50$ мкм, относительная диэлектрическая проницаемость подложки $\epsilon_r=5,4$, толщина подложки $h=300$ мкм, расстояние от края структуры до проводника $d=3w$, длина линии $l=100$ мм. Сопротивления $R1-R4$ приняты равными по 50 Ом. В качестве воздействия выбран СКИ в форме трапеции со следующими параметрами: амплитуда ЭДС 1 В, длительность плоской вершины 100 пс, а фронта и спада – по 50 пс.

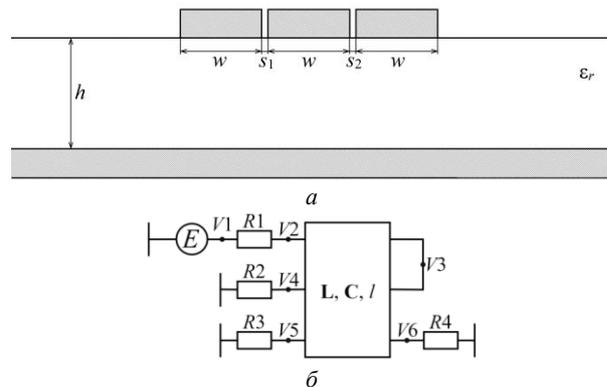


Рис. 1. Поперечное сечение (а) и схема соединений (б) меандровой МПЛ с пассивным проводником

Результаты моделирования

Выполнено квазистатическое моделирование в системе TALGAT [5]. На рис. 2 представлена форма СКИ в узле $V4$ при исходных параметрах линии и последовательном увеличении l до 500 мм с шагом 100 мм.

Из рис. 2 видно, что при увеличении длины линии СКИ на ее конце постепенно раскладывается сначала на 3 импульса, а затем начинают проявляться еще 2 импульса на фронтах второго и третьего импульсов. Амплитуда СКИ в конце линии при $l = 100$ мм составляет 0,331 В, а при $l = 500$ мм – 0,223 В.

Далее выполнен анализ изменения формы СКИ в узле $V4$ с исходными параметрами поперечного сечения линии при $l=500$ мм и последовательном уменьшении значения s_1 от 40 до 10 мкм с шагом

10 мкм для усиления электромагнитной связи между проводниками (рис. 3).

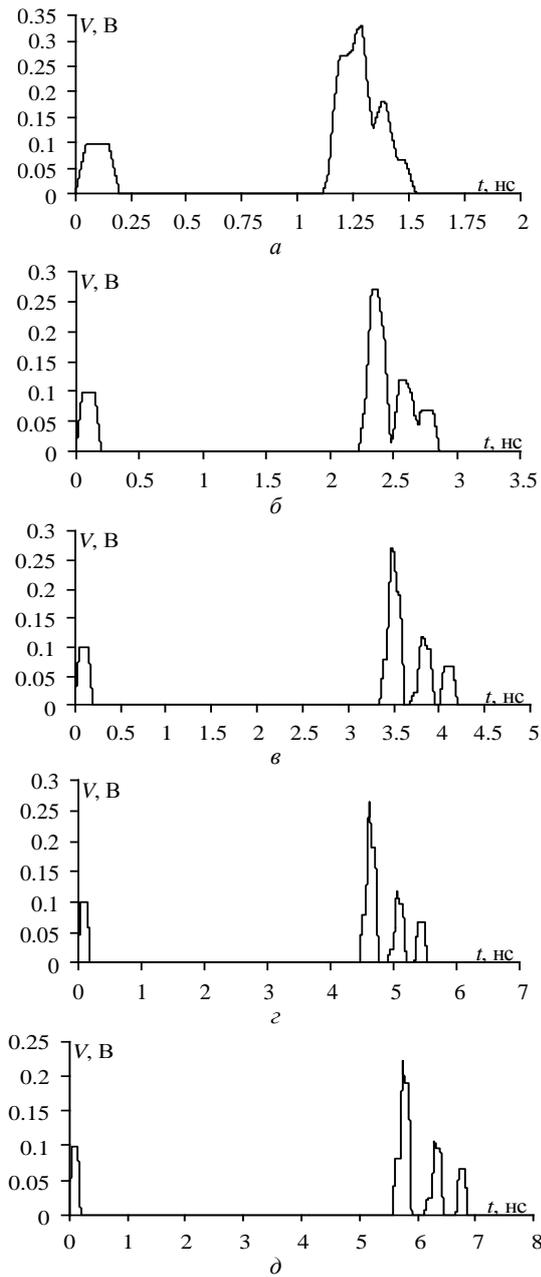


Рис. 2. Форма напряжения в узле V4 при $l=100$ (а), 200 (б), 300 (в), 400 (г) и 500 (д) мм

Из рис. 3 видно, что СКИ в конце исследуемой линии при уменьшении значения s_1 постепенно раскладывается на большее количество импульсов. Рисунок 3, г рассмотрим более детально. Видно, что в узле V4 СКИ представлен последовательностью из 6 импульсов (И1–И6). Первый импульс является перекрестной наводкой, а 3-й из 5 последующих – импульсами мод линии. Еще 2 импульса являются дополнительными и возникают из-за асимметрии [6]. Определим задержки каждого импульса. Для этого в системе TALGAT вычислены погонные задержки мод линии с исходными параметрами при $s_1=10$ мкм (далее для простоты будем называть этот набор параметров исходным): $\tau_1=5,16$ нс/м, $\tau_2=5,75$ нс/м и

$\tau_3=6,67$ нс/м. Тогда времена прихода импульсов мод определяются как $2l\tau_1$, $2l\tau_2$ и $2l\tau_3$.

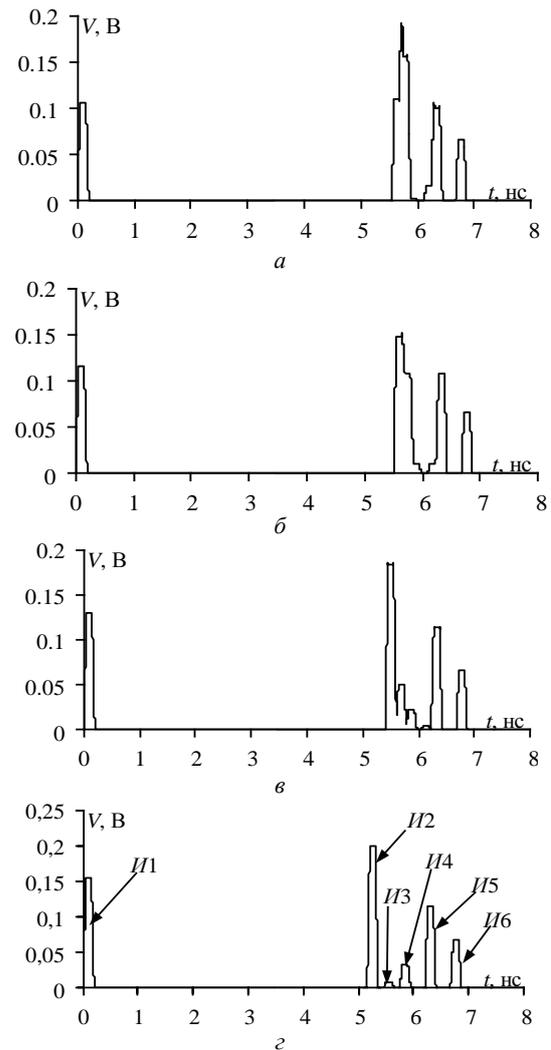


Рис. 3. Форма напряжения в узле V4 при $s_1=40$ (а), 30 (б), 20 (в), 10 (г) мкм

При подстановке известных значений получим $t_{И2}=5,16$ нс, $t_{И4}=5,75$ нс и $t_{И6}=6,67$ нс. Таким образом, импульсы И2, И4 и И6 являются импульсами мод линии, а И3 и И5 – дополнительными. С учетом [6], задержки И3 и И5 определяются как $t_{И3}=(t_{И2}+t_{И4})/2=5,45$ нс и $t_{И5}=(t_{И4}+t_{И6})/2=6,21$ нс. С учетом полученных в данной работе результатов и результатов из работ [4, 6] можно сформулировать условия разложения СКИ в меандровой МПЛ с одним дополнительным пассивным проводником. Так, необходимо чтобы задержка каждого последующего импульса (кроме первого) была не меньше задержки предыдущего импульса, сложной с общей длительностью СКИ ($t_{ски}$). Тогда условия полного разложения СКИ:

$$t_{И2} \geq t_{ски}, \tag{1}$$

$$t_{И3} \geq t_{И2} + t_{ски}, \tag{2}$$

$$t_{И4} \geq t_{И3} + t_{ски}, \tag{3}$$

$$t_{И5} \geq t_{И4} + t_{ски}, \tag{4}$$

$$t_{И6} \geq t_{И5} + t_{ски}. \tag{5}$$

После подстановки известных переменных и алгебраических преобразований условие (1) примет вид

$$2\tau_1 \geq t_{\text{СКИ}}, \quad (6)$$

условия (2) и (3) примут одинаковый вид

$$\tau_2 l \geq \tau_1 l + t_{\text{СКИ}}, \quad (7)$$

а условия (4) и (5) примут одинаковый вид

$$\tau_3 l \geq \tau_2 l + t_{\text{СКИ}}. \quad (8)$$

Отметим, что при подстановке известных значений условия (6)–(8) выполняются.

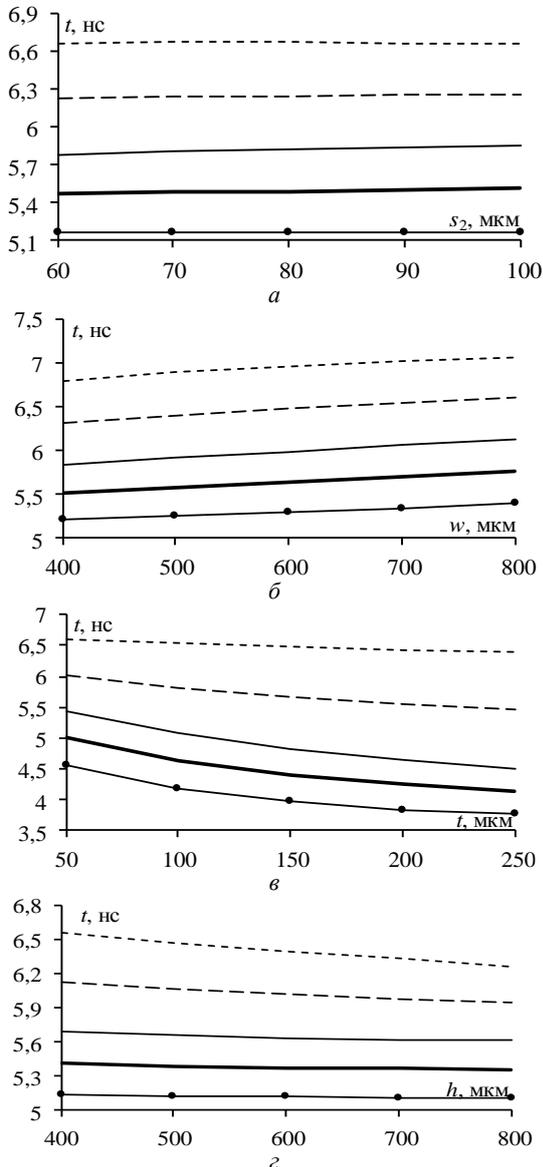


Рис. 4. Зависимости значений задержек $I2$ (---), $I3$ (—), $I4$ (—), $I5$ (---), $I6$ (- -) от s_2 (а), w (б), t (в) и h (г)

Выполнен анализ влияния значений s_2 , w , t и h на задержки (T) $I2$ – $I6$ и максимальную амплитуду СКИ (V_{max}) в узле V4. Значение s_2 изменялось в диапазоне 60–100 мкм с шагом 10 мкм; w – в диапазоне 400–800 мкм с шагом 100 мкм; t – в диапазоне 50–250 мкм с шагом 50 мкм и h – в диапазоне 400–800 мкм с шагом 100 мкм. Изменение каждого параметра выполнено при наборе фиксированных исход-

ных параметров. Зависимости задержек $I2$ – $I6$ представлены на рис. 4, а на рис. 5 представлены зависимости V_{max} в узле V4.

Видно, что при увеличении s_2 задержки $I2$, $I3$, $I5$, $I6$ не изменяются, а задержка $I4$ незначительно увеличивается. Увеличение w приводит к увеличению всех задержек $I2$ – $I6$, а увеличение t – к их уменьшению. Также отметим, что при увеличении t изменение зависимостей по мере их отдаления от горизонтальной оси выражено меньше. Задержки $I2$ и $I3$ при увеличении h практически не изменяются, а задержки $I4$ – $I6$ начинают уменьшаться, при этом по мере отдаления каждой зависимости от горизонтальной оси изменение более существенно.

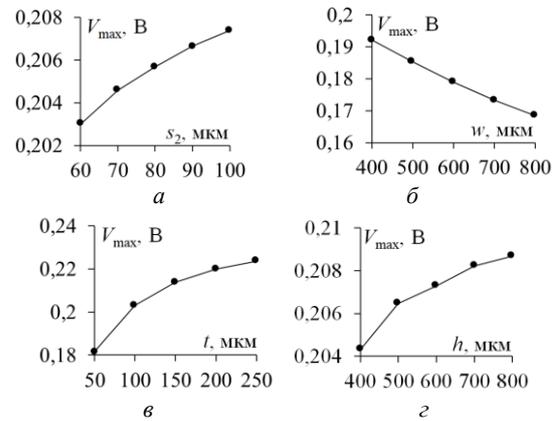


Рис. 5. Зависимости V_{max} в узле V4 от s_2 (а), w (б), t (в) и h (г)

Заключение

Выполнена оценка влияния изменения параметров поперечного сечения меандровой линии с пассивным проводником на форму и амплитуду СКИ. Выявлено, что в исследуемой линии помимо импульсов перекрестной наводки и основных мод присутствуют дополнительные импульсы, которые являются дополнительным ресурсом при минимизации амплитуды помехового импульса. Определены задержки каждого из импульсов разложения и сформулированы условия разложения СКИ в меандровой МПЛ с пассивным проводником на последовательность из 6 импульсов. Выполнен анализ влияния геометрических параметров исследуемой линии на задержки основных импульсов разложения и амплитуду выходного напряжения. Отметим, что приведенные зависимости могут быть использованы при дальнейшей оптимизации линии по критериям полного разложения СКИ и минимизации его амплитуды в перспективе.

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта Президента Российской Федерации МД-2652.2019.9.

Литература

1. Газизов Т.Р. Электромагнитный терроризм на рубеже тысячелетий. – Томск: Томский государственный университет, 2002. – 206 с.
2. Сахаров К.Ю. Исследование функционирования локальной вычислительной сети в условиях воздействия

сверхкоротких электромагнитных импульсов / К.Ю. Сахаров, А.А. Соколов, О.В. Михеев, В.А. Туркин, А.Н. Корнев, С.Н. Долбня, А.В. Певнев // Технологии ЭМС. – 2006. – №3 (18). – С. 36–45.

3. Gizatullin Z.M. Investigation of the immunity of computer equipment to the power-line electromagnetic interference / Z.M. Gizatullin, R.M. Gizatullin // Journal of Communications Technology and Electronics. – 2016. – No. 5. – P. 546–550.

4. Surovtsev R.S. Ultrashort Pulse Decomposition in Meander Microstrip Line of Two Turns / R.S. Surovtsev, A.V. Nosov, T.R. Gazizov // 2018 Siberian Symposium on Data Science and Engineering. – Novosibirsk Akademgorodok, Russia, October 30–31. – 2018. – P. 79–83.

5. Kuksenko S.P. Preliminary results of TUSUR University project for design of spacecraft power distribution network: EMC simulation // IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering. – 2019. – Vol. 560. – P. 1–7.

6. Belousov A.O. From symmetry to asymmetry: the use of additional pulses to improve protection against ultrashort pulses based on modal filtration / A.O. Belousov, E.B. Chernikova, M.A. Samoylichenko et al. // Symmetry. – 2020. –

Vol. 12(7), No. 1117. – P. 1–39. – URL: <https://www.mdpi.com/2073-8994/12/7/1117/pdf>. DOI: 10.3390/sym12071117.

Богданов Николай Владимирович

Магистрант каф. ТУ ТУСУРа

Тел.: +7-999-177-95-40

Эл. почта: Kolyabogdanov95@mail.ru

Суровцев Роман Сергеевич

Канд. техн. наук, с.н.с. НИЛ «ФИЭМС»

Тел.: +7-913-858-16-12

Эл. почта: surovtssevs@gmail.com

Носов Александр Вячеславович

Канд. техн. наук, с.н.с. НИЛ «ФИЭМС»

Тел.: +7-923-406-86-01

Эл. почта: alexns2094@gmail.com

УДК 621.391.825

И.А. Иванцов, Е.Б. Черникова, А.О. Белоусов

Оптимизация параметров 8-проводного зеркально-симметричного модального фильтра квадратной конфигурации

Представлены результаты моделирования 8-проводного зеркально-симметричного модального фильтра (МФ) квадратной конфигурации. Методом эвристического поиска подобраны параметры линии, при которых число импульсов разложения равно количеству проводников. Выполнена многокритериальная оптимизация с помощью генетического алгоритма для 4 разных наборов параметров. По результатам оптимизации получены значения максимального выходного напряжения, ослабления по напряжению, разности максимальной и минимальной погонных и временных задержек. Показано, что добавление 4 пассивных проводников на торцы платы 4-проводного зеркально-симметричного МФ не удвоило коэффициент ослабления, а лишь увеличило его в 1,4 раза.

Ключевые слова: сверхкороткий импульс, модальная фильтрация, многокритериальная оптимизация, генетический алгоритм.

Обеспечение электромагнитной совместимости (ЭМС) необходимо для радиоэлектронной аппаратуры (РЭА), так как с каждым годом неуклонно растет плотность монтажа печатных плат (ПП), падает рабочее напряжение, повышается верхняя граничная частота спектра используемых сигналов [1]. Это повышает восприимчивость РЭА к различным воздействиям, поэтому возникает необходимость уделять особое внимание ЭМС еще на этапе проектирования. Игнорирование требований ЭМС может привести к повреждению РЭА, что влечёт за собой финансовые потери и подрыв репутации предприятия или разработчика. Одной из актуальных задач ЭМС является обеспечение защиты РЭА от кондуктивных помех малой длительности, поскольку они способны проникнуть внутрь аппаратуры и вывести ее из строя. Одним из видов кондуктивных помех, опасных для РЭА, является сверхкороткий импульс (СКИ).

Традиционными схемотехническими средствами защиты от СКИ являются фильтры, устройства развязки, ограничители помех, разрядные устройства, а конструктивными – защитные экраны и методы повышения однородности экранов, заземление и методы уменьшения импедансов цепей питания. Также для подавления кондуктивных помех малой длительности применяются устройства на основе модальной фильтрации [2]. Принцип работы этой технологии основан на различии в скорости распространения мод и дифференциальной мод в связанных линиях, которое вызывает разложение сигнала в активном и пассивном проводниках на «быструю» и «медленную» составляющие, что приводит к искажению сигнала. Подобные искажения в связанных линиях обусловлены различием задержек распространения мод и называются модальными. Используя их, модальные фильтры (МФ) уменьшают амплитуду высокочастотного сигнала за счет его разложения.

Из треугольного МФ со слабой связью, с помощью зеркальной симметрии относительно плоскости α , получен зеркально-симметричный МФ [3],

поперечное сечение которого представлено на рис. 1 (w – ширина проводника, s – расстояние между проводниками, t – высота проводника, h_1 – высота подложки, d – расстояние от проводника до края платы).

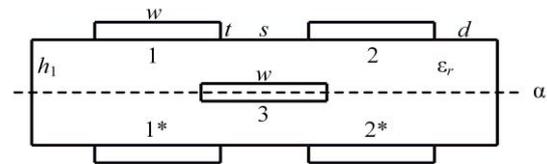


Рис. 1. Поперечное сечение зеркально-симметричного МФ

Путем введения диагональной симметрии можно получить 8-проводный МФ. Моделирование такой структуры актуально, так как она может иметь удвоенное ослабление по сравнению с исходной за счет удвоенного количества пассивных проводников. Кроме того, для достижения лучшего результата целесообразно выполнить оптимизацию по критерию минимизации максимальной амплитуды и обеспечению согласования. Цель данной работы – выполнить такое исследование.

Подходы, методы и конструкция

Для моделирования отклика выбрано воздействие СКИ в форме трапеции (рис. 2), длительностью 150 пс и амплитудой ЭДС 5 В.



Рис. 2. Форма воздействующей ЭДС

На рис. 3 представлено поперечное сечение 8-проводного МФ (проводники 1 – активный, 2–8 – пассивные, 9 – опорный), а на рис. 4 представлена эквивалентная схема, где $R = 50$ Ом, $l = 4$ м, $E_{Г}$ – источник ЭДС.

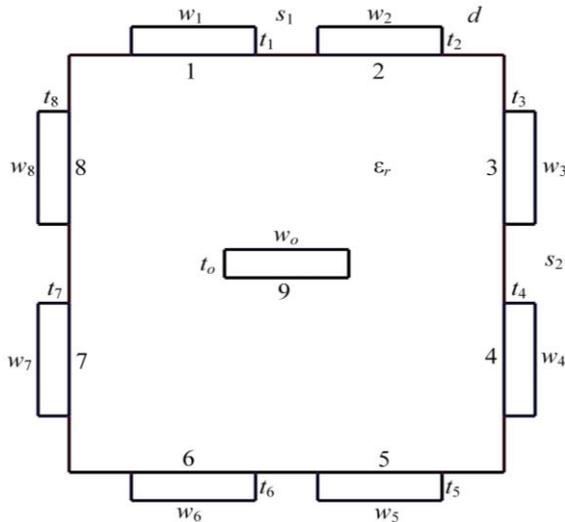


Рис. 3. Поперечное сечение 8-проводного МФ

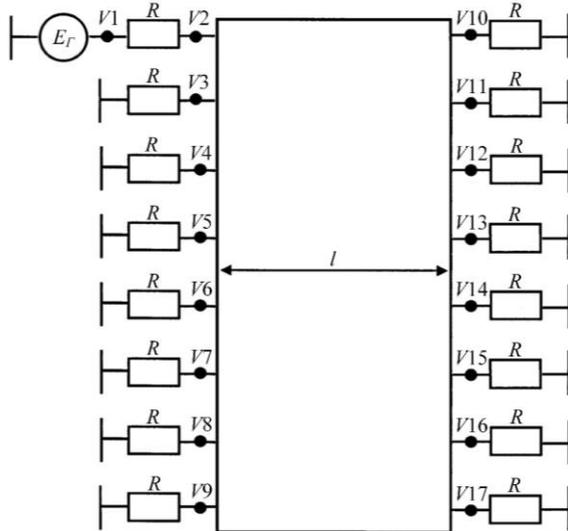


Рис. 4. Эквивалентная схема 8-проводного МФ

При моделировании используется программный комплекс TALGAT [4]. В нем реализованы квазистатические модели, позволяющие с достаточной точностью анализировать структуры проводников и диэлектриков различной сложности. При использовании квазистатического подхода предполагается распространение только поперечных Т-волн, при этом высшие типы волн не учитываются. Таким образом, решение уравнений Максвелла сводится к телеграфным уравнениям, что позволяет проводить данный вид анализа значительно быстрее, чем электродинамический [5]. Точность, обеспечиваемая этим подходом, приемлема даже для решения сложных задач.

Метод эвристического поиска (ЭП) используется в данной работе для подтверждения возможности получить на выходе 8 импульсов разложения, не прибегая к более сложным методам глобальной оптимизации. Изначально были заданы следующие (одинаковые для всех проводников) параметры: $s = 700$ мкм, $w = 1000$ мкм, $t = 18$ мкм, $d = 500$ мкм, $l = 1$ м, $\epsilon_r = 5$. Далее l и ϵ_r увеличивались шагом 1 и 5 соответственно. В итоге при $l = 4$ м, $\epsilon_r = 35$ уда-

лось получить 8 хорошо различимых на графике импульсов разложения.

Для улучшения характеристик исследуемого МФ выполнялась оптимизация с помощью генетических алгоритмов (ГА). ГА являются алгоритмами эвристического поиска и хорошо показывают себя в задачах поиска и оптимизации [6]. Принцип работы ГА построен на теории естественного отбора. В процессе работы ГА приводит целевую функцию к точке экстремума в заданном диапазоне параметров, за счет создания новых популяций – наборов решений для целевой функции, полученных на основе наиболее удачных решений из предыдущих поколений. Данный алгоритм реализован в одном из модулей программного комплекса TALGAT [7]. Применение моделей квазистатического анализа в процессе оптимизации с помощью ГА позволяет существенно ускорить процесс оптимизации многопроводных микрополосковых структур.

Целевая функция ГА имеет следующий вид [8]:

$$F = \sum_i M_i \frac{f_i}{K_i} \rightarrow \min, \quad (1)$$

где f_i – целевая функция; K_i – нормировочный коэффициент; M_i – весовой коэффициент i -го критерия, при $i = 1, 2, \dots, N_c$, а N_c – число критериев оптимизации.

Нормировочный K_i коэффициент подбирается как максимальное возможное значение i -го критерия. Весовыми коэффициентами M_i задается значимость i -го критерия.

Оптимизировались параметры s, w, t по следующим критериям оптимизации:

1. Минимизация максимального выходного напряжения

$$f_1 = \max U(V10), K_1 = \max U(V2), M_1 = 0,6, \quad (21)$$

где $U(V10)$ – напряжение на выходе, $U(V2)$ – напряжение на входе.

2. Согласование линии с трактом 50 Ом

$$f_2 = |\max U(V1) - 2 \cdot \max U(V2)|, \\ K_2 = \max U(V2), M_2 = 0,4. \quad (3)$$

Все критерии взвешены, нормированы и объединены в общую целевую функцию, которая будет минимизироваться в ходе работы ГА.

Для оптимизации выбраны 4 разных набора геометрических параметров:

1. w_0 и $w_{1,2}, \dots, 8$ – от 200 до 1000 мкм.
2. w_0 и $w_{1,2}, \dots, 8$ – от 200 до 1000 мкм, s_1 и s_2 от 200 до 1000 мкм.
3. t_0 и $t_{1,2}, \dots, 8$ – от 18 до 70 мкм.
4. $s_1 = s_2$ – от 200 до 1000 мкм, w от 200 до 1000 мкм, t – от 18 до 70 мкм, w_0 – от 200 до 700 мкм, t_0 – от 18 до 70 мкм.

Параметры запуска ГА: число особей – 40, число поколений – 75, коэффициент мутации – 0,1, коэффициент кроссовера – 0,5.

Неизменяемые параметры равны параметрам, полученным с помощью ЭП. В связи с ограничениями вычислительного устройства и в целях разумной экономии времени оптимизация проводилась на более крупной сегментации, чем проверка ее резуль-

татов. Максимальное отклонение результатов составляет не более 5 %.

Результаты

Результаты оптимизации посредством ГА:

1. $w_0 = 801,9$ мкм, $w_1 = 800,4$ мкм, $w_2 = 812,9$ мкм, $w_3 = 904,46$ мкм, $w_4 = 999,817$ мкм, $w_5 = 812,921$ мкм, $w_6 = 800,439$ мкм, $w_7 = 999,817$ мкм, $w_8 = 904,46$ мкм.

2. $s_1 = 908,52$ мкм, $s_2 = 692,9$ мкм, $w_0 = 633,98$ мкм, $w_1 = 413,34$ мкм, $w_2 = 491,50$ мкм, $w_3 = 694,28$ мкм, $w_4 = 821,36$ мкм, $w_5 = 491,50$ мкм, $w_6 = 413,34$ мкм, $w_7 = 821,36$ мкм, $w_8 = 694,28$ мкм.

3. $t_0 = 20,033$ мкм, $t_1 = 18,856$ мкм, $t_2 = 69,543$ мкм, $t_3 = 60,609$ мкм, $t_4 = 28,895$ мкм, $t_5 = 19,148$ мкм, $t_6 = 48,763$ мкм, $t_7 = 35,999$ мкм, $t_8 = 18,488$ мкм.

4. $s_1 = 327,82$ мкм, $w = 397,89$ мкм, $t = 19,571$ мкм, $w_0 = 485,898$ мкм, $t_0 = 61,008$ мкм, $d = 165,832$ мкм.

В таблице представлены значения, полученные при моделировании лучших результатов из 5 запусков для каждого набора оптимизации. На рис. 5 представлены графики зависимостей $U_{\text{вых}}(t)$ для каждого варианта оптимизации.

Значения получены при моделировании лучших результатов оптимизации

Номер опт.	$U_{\text{вых макс}}$, В	$U_{\text{вх} \rightarrow 2,5}$ В	$ U(V1) - 2 \cdot U(V2) $	$U_{\text{вх}} / U_{\text{вых макс}}$	$ \tau_{\text{max}} - \tau_{\text{min}} $, нс/м	$ \tau_{\text{max}} - \tau_{\text{min}} l$, нс
ЭП	0,507191	2,2	0,59637	4,34277	6,26083	25,0433
1	0,431414	2,27	0,466563	5,25601	6,3215	25,286
2	0,485718	2,48	0,0428379	5,10457	6,63634	26,5454
3	0,571111	2,25	0,612197	3,84287	6,45331	25,8132
4	0,468778	2,53	0,913901	4,35994	6,71833	26,8733

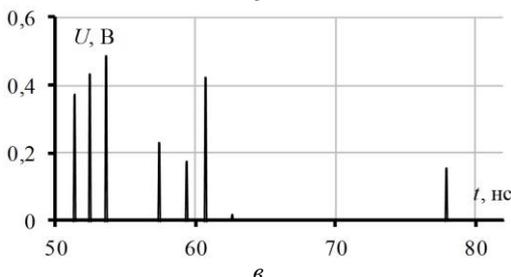
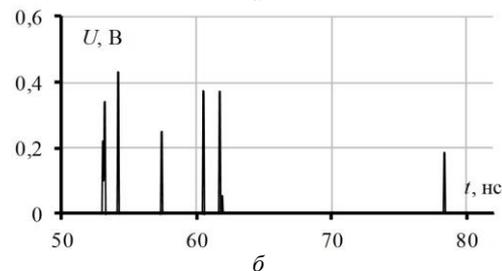
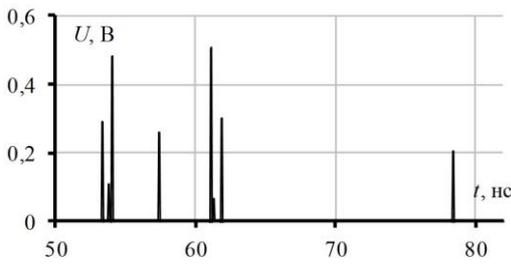


Рис. 5 (начало)

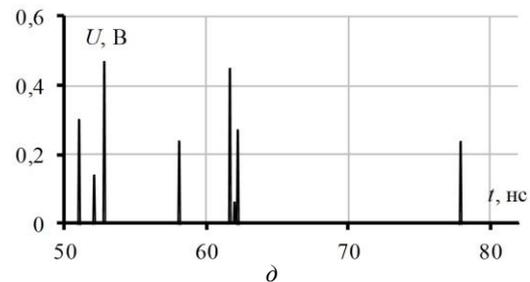
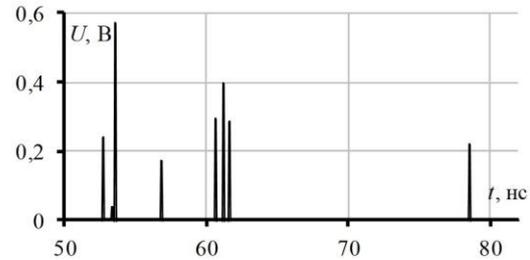


Рис. 5 (продолжение). $U_{\text{вых}}(t)$ для оптимизации посредством ЭП (а), ГА с наборами параметров 1 (б), 2 (в), 3 (г), 4 (д)

Заключение

Таким образом, представлены результаты моделирования 8-проводного зеркально-симметричного МФ квадратной конфигурации. Методом ЭП подобраны параметры линий, при которых число импульсов разложения равно количеству проводников. Проведена оптимизация с помощью ГА. В ходе работы ГА минимизировалась целевая функция, которая является суммой двух критериев: максимальное выходное напряжение и минимальный модуль разности напряжений в узле V1 и удвоенного напряжения в узле V2. Каждый критерий нормирован и помножен на весовой коэффициент. Оптимизация проведена для 4 разных наборов параметров, для каждого выполнено 5 запусков ГА, выбран лучший результат. По результатам оптимизации получены значения максимального выходного напряжения, ослабления по напряжению, разницы максимальной и минимальной погонных и временных задержек, получены графики зависимости $U_{\text{вых}}(t)$.

Наилучшие результаты, а именно $U_{\text{вых макс}} = 0,431$ В, показала оптимизация со следующим набором параметров: $w_0 = 801,95$ мкм, $w_1 = 800,43$ мкм, $w_2 = 812,92$ мкм, $w_3 = 904,46$ мкм, $w_4 = 999,81$ мкм, $w_5 = 812,92$ мкм, $w_6 = 800,43$ мкм, $w_7 = 999,81$ мкм, $w_8 = 904,46$ мкм.

Удвоение ослабления при добавлении 4 пассивных проводников на торцы платы не получено, однако ослабление такого 8-проводного МФ в 1,4 раза больше, чем коэффициент ослабления 4-проводного зеркально-симметричного МФ.

Исследование выполнено за счет гранта РФФИ (проект № 19-37-51017).

Литература

1. Исследование функционирования локальной вычислительной сети в условиях воздействия сверхкоротких электромагнитных импульсов / К.Ю. Сахаров, А.А. Соко-

лов, О.В. Михеев и др. // Технологии ЭМС. – 2006. – № 3 (18). – С. 36–45.

2. Газизов А.Т., Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р. Измерение и моделирование временного отклика печатных модальных фильтров с лицевой связью // Радиотехника и электроника. – 2018. – Т. 63, № 3. – С. 292–298.

3. Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р., Куксенко С.П. Четырехпроводная зеркально-симметричная структура, защищающая от сверхкоротких импульсов. – 2017.

4. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 2 (36). – С. 45–50.

5. Kuksenko S.P. New developments for improved simulation of interconnects based on method of moments / Kuksenko S.P., T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky, R.R. Ahunov, R.S. Surovtsev, V.K. Salov, Eg.V Lezhnin // 2015 International Conference on Modeling, Simulation and Applied Mathematics. – Atlantis Press, 2015.

6. Back T. Evolutionary algorithms in theory and practice. – New-York: Oxford University Press, 1996. – 314 p.

7. Газизов Т.Т. Методы глобальной оптимизации: учебное пособие. – Томск: В-Спектр, 2017. – 24 с.

8. Belousov A.O., Gazizov T. R. Systematic approach to optimization for protection against intentional ultrashort pulses based on multiconductor modal filters // Complexity. – 2018. – Vol. 2018.

Иванцов Илья Александрович

Магистрант каф. телевидения и управления (ТУ)

Томского университета

систем управления и радиотехники (ТУСУР)

Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050

Тел.: +7-913-846-27-45

Эл. почта: wertygo123@outlook.com

Черникова Евгения Борисовна

Аспирант каф. ТУ ТУСУРа

Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050

ORCID: 0000-0003-1964-7616

Тел.: +7-923-407-47-23

Эл. почта: chiernikova96@mail.ru

Белоусов Антон Олегович

М.н.с. НИЛ БЭМС РЭС, аспирант,

ассистент каф. ТУ ТУСУРа

Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050

ORCID: 0000-0002-0154-8014

Тел.: +7-923-440-86-02

Эл. почта: ant1lafleur@gmail.com

УДК 621.372.21

В.А. Семенюк, А.В. Демаков

Исследование излучаемых помехоэмиссий микроконтроллера

Представлены результаты исследования излучаемой эмиссии микроконтроллера 1986VE91T при выполнении тестовых программных кодов, задействующих различные функциональные блоки микроконтроллера. Выполнено измерение уровня излучаемых эмиссий при выполнении тестовых программных кодов. Выявлено, что основными источниками эмиссии являются блоки тактирования и периферийное оборудование. Показано, что при различной ориентации измерительной печатной платы относительно апертуры ТЕМ-камеры значения эмиссии на одной и той же частоте отличаются на 5–10 дБ.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, интегральная схема, микроконтроллер, помехоэмиссии, ТЕМ-камера.

В настоящее время радиоэлектронные средства (РЭС) применяются во всех сферах современного общества. Совершенствование современной электронной компонентной базы (ЭКБ), применяемой при разработке РЭС различного назначения, направлено на повышение быстродействия, степени интеграции, а также на снижение потребляемой энергии. Этому способствуют увеличение рабочих частот, снижение уровней питающих напряжений [1], а также переход на субмикронные технологии производства, что, в свою очередь, приводит к увеличению восприимчивости ЭКБ к внешним электромагнитным воздействиям.

Исследуются отказы в работе ЭКБ при воздействии на них мощного электромагнитного поля (ЭМП), что является наиболее критичным для полупроводниковой ЭКБ, в том числе для интегральных схем (ИС). Известно, что наибольшие токи наводятся в проводниках резонансных структур, размеры которых близки к половине длины волны при совпадении ориентации структуры с направлением вектора поляризации поля излучения [2, 3]. Активно исследуются подходы, направленные на уменьшение помехоэмиссии от ИС. Так, использование поверхностно-монтажных корпусов ИС, таких как BGA [4], позволило снизить излучаемые эмиссии за счёт отсутствия проводных выводов корпуса. Также для уменьшения паразитного излучения ИС при корпусировании используются радиопоглощающие материалы для рассеяния энергии электромагнитной волны (ЭМВ) в тепло [5]. Кроме того, с ростом тактовой частоты увеличивается ток потребления ИС. Однако мало исследована зависимость излучаемых эмиссий ИС отечественного производства при различной конфигурации их программного обеспечения.

Целью данной работы является исследование излучаемых помехоэмиссий микроконтроллера (МК) 1986VE91T с использованием ТЕМ-камеры при выполнении тестовых программных кодов, задействующих различные функциональные блоки МК.

Описание экспериментальной установки

ТЕМ-камера представляет собой устройство на основе линии передачи, предназначенное для испытаний ИС на помехоустойчивость [6] и излучаемую помехоэмиссию [7]. Конструкция камеры состоит из

регулярной части волновода с расположенным внутри центральным проводником, которая соединяется с СВЧ-соединителями с помощью согласующих переходов (рис. 1). Для оценки излучаемой помехоэмиссии испытуемый объект (ИО) помещают во внутренний объем камеры в её регуляторной части, где поле более однородно. Используя измерительный приемник, измеряют наведенные токи от ИО на центральный проводник камеры.

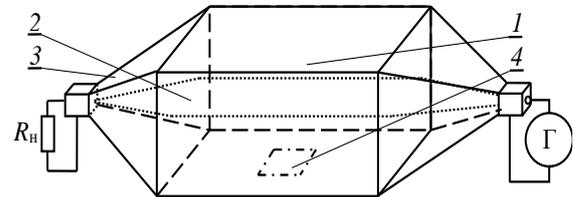


Рис. 1. Общий вид ТЕМ-камеры:

1 – экранированный корпус, 2 – центральный проводник, 3 – пирамидальные переходы, 4 – место под ИО

Измерения проводятся согласно стандартам [6, 7], при этом испытуемая ИС устанавливается на четырехслойной печатной плате размерами 100×100 мм со сплошным полигоном земли (металлизацией) на краях платы для обеспечения электрического контакта с корпусом ТЕМ-камеры. На обратной стороне измерительной платы располагается периферийное оборудование для обеспечения работы испытуемой ИС (рис. 2, а). Для питания ИС на плате присутствуют линейный стабилизатор напряжения 3,3 В, а также встроенный в МК стабилизатор напряжения 1,8 В для питания ядра, подстраиваемые RC-генераторы 8 МГц и 32268 кГц, кварцевые резонаторы с частотой от 2 до 16 МГц и 32 кГц (рис. 2, б). Исследуемый МК содержит два 12-разрядных АЦП (до 16 каналов), внутренний температурный датчик, двухканальный 12-разрядный ЦАП и встроенный компаратор. МК оснащен интерфейсами DMA, CAN, USB, UART, SPI и I²C. Для отладки используются последовательные интерфейсы SWD и JTAG.

При измерении излучаемой эмиссии МК в ТЕМ-камере на измерительную ПП подается внешнее напряжение питания 5 В через соединитель USB и выполняется проверка корректности функционирования МК и выполняемой им задачи. Далее изме-

ряется напряжение на выходе ТЕМ-камеры с помощью измерительного приемника при различной ориентации ПП относительно апертуры ТЕМ-камеры в требуемом диапазоне частот. По результатам измерений будут получены 4 частотные зависимости напряжения, характеризующие излучаемые эмиссии, для каждого расположения ПП.

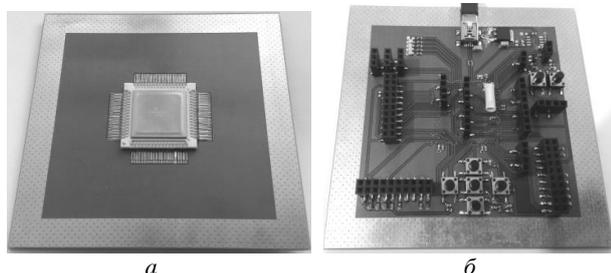


Рис. 2. Измерительная ПП с МК 1986VE91Т: виды сверху (а) и снизу (б)

Описание ИС 1986VE91Т и разработка тестовых программ

МК модели 1986VE91Т разработан на базе ядра ARM Cortex-M3 версии 2.0 с тактовой частотой до 80 МГц. В состав МК входит встроенная энергонезависимая память размером 128 Кбайт, встроенное ОЗУ размером 32 Кбайт, а также контроллер внешней шины с поддержкой микросхем памяти ОЗУ, ПЗУ и NAND Flash.

При измерении излучаемой помехоэмиссии стоит уделять внимание тестовым программам и работе с периферийными устройствами [8, 9], поскольку помехоэмиссии от ИС сильно зависят от используемых ею ресурсов. Так, в работе [10] показано, что наибольшее влияние на помехоэмиссии ИС оказывают флэш-память, ее размер и организация работы.

Разработаны тестовые программы для исследуемого МК, задействующие различные его функциональные блоки. Первая тестовая программа обеспечивает работу внешнего кварцевого генератора на частоте 8 и 16 МГц с использованием внутреннего блока умножителя частоты. Вторая тестовая программа организует работу таймера в режиме сигнала широтно-импульсной модуляции (ШИМ) на частоте 75 кГц.

Измерение и анализ излучаемой помехоэмиссии

Измерение излучаемой помехоэмиссии выполнено с помощью измерительного приемника Rohde & Schwarz ESRP в диапазоне частот 50 кГц – 1 ГГц (рис. 3).

Выполнено измерение уровня эмиссии при разной ориентации ПП (рис. 4) относительно центрального проводника ТЕМ-камеры. Из измеренных частотных зависимостей видно, что в зависимости от расположения ИО в апертуре ТЕМ-камеры на одних и тех же частотах наблюдаются различные амплитуды эмиссий. В связи с этим на рис. 5–7 приведены наибольшие эмиссии при всех четырех положениях ПП.

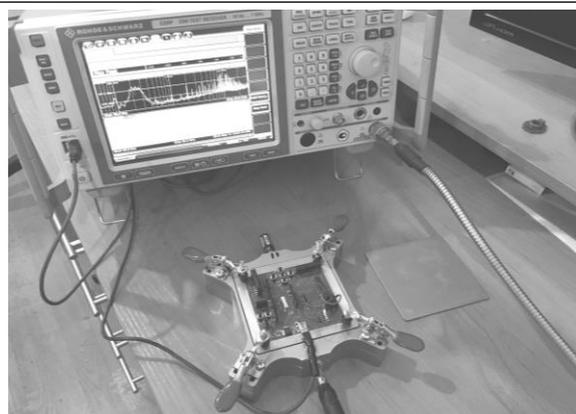


Рис. 3. Установка для измерения излучаемой эмиссии МК 1986VE91Т, с помощью ТЕМ-камеры и измерительного приемника

При использовании первой тестовой программы, работающей на частотах тактирования 8 и 16 МГц, в диапазоне частот 200–320 МГц наблюдается рост эмиссии на 5–10 дБ относительно измеренного уровня эмиссии при выключенном питании ИС. Это может быть обусловлено неидеальным поведением внутренних компонентов МК, а также шумами входного тракта измерительного приёмника (см. рис. 5, а). В связи с этим требуется проведение дополнительных испытаний для точного установления причины помехоэмиссии в данном диапазоне частот.

Также наблюдается рост эмиссии на 10–20 дБ, в диапазоне частот 50–300 кГц (см. рис. 5, в), вызванный работой блока тактирования, в котором происходит формирование сигнала кварцевого резонатора 20 МГц. При измерении эмиссии МК с удвоенной частотой тактирования, равной 16 МГц, так же, как и при 8 МГц, наблюдаются эмиссии на частотах 50–300 кГц (см. рис. 5, з). При этом эмиссии в диапазоне частот 200–300 МГц отсутствуют (см. рис. 5, б), в связи с чем можно сделать вывод о сложной зависимости излучаемой эмиссии от частоты тактирования.

В диапазоне частот 1–30 МГц (см. рис. 6, а) наблюдаются эмиссии с амплитудой до 20 дБ на частотах, не кратных основной частоте МК, которые вызваны работой периферийных устройств, тактированием внутреннего ядра ИС и шины, на которой расположен таймер для формирования ШИМ-сигнала. Из результатов измерений для второй тестовой программы также наблюдаются эмиссии на частотах 50–300 кГц, вызванные работой блока тактирования (см. рис. 6, б).

В диапазоне частот 10 МГц – 1 ГГц (см. рис. 7) наблюдаются эмиссии с уровнем до 15 дБ относительно уровня, измеренного при выключенном питании МК. Данные эмиссии могут быть вызваны повышением потребления тока из-за роста тактовой частоты МК и работы набора периферийных блоков.

Заключение

Представлены результаты измерения уровня излучаемой эмиссии МК 1986VE91Т, размещенного на измерительной ПП. Разработаны тестовые програм-

мы для ИС, задействующие различные функциональные блоки.

Выполнено измерение излучаемых помехоэмиссий и определены их основные источники: блоки тактирования и периферийное оборудование. Видится целесообразным проведение дополнительных исследований на ряде частот для установления источника эмиссии. При различной ориентации из-

мерительной ПП относительно апертуры ТЕМ-камеры значения помехоэмиссии на одной и той же частоте отличаются в пределах 5–10 дБ. В связи с этим требуется проведение эксперимента с заменой формы измерительной ПП, например с квадратной на круглую, для исследования влияния формы ПП и эмиссий при ее повороте с заданным шагом относительно апертуры ТЕМ-камеры.

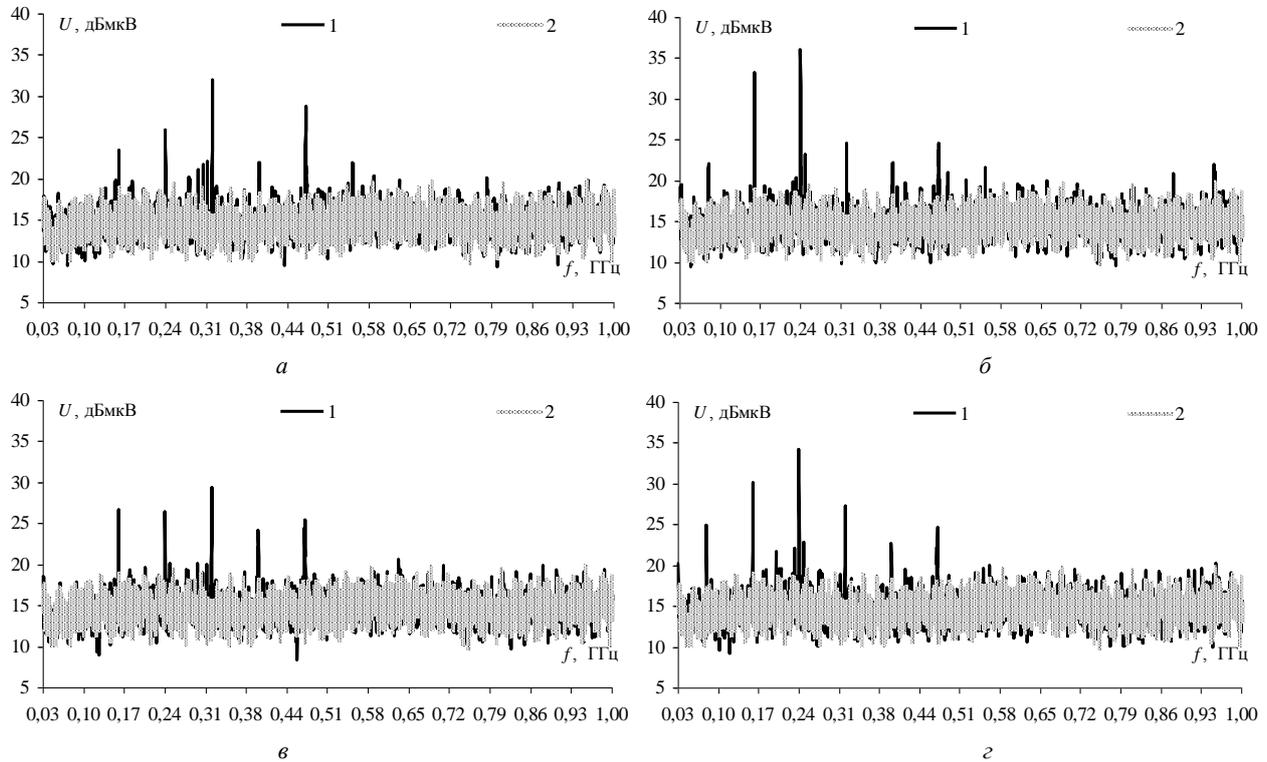


Рис. 4. Частотные зависимости напряжений U , при выключенном питании ИС (1) и работе ИС с тестовой программой (2) при её повороте каждые 90° в апертуре ТЕМ-камеры (а–г)

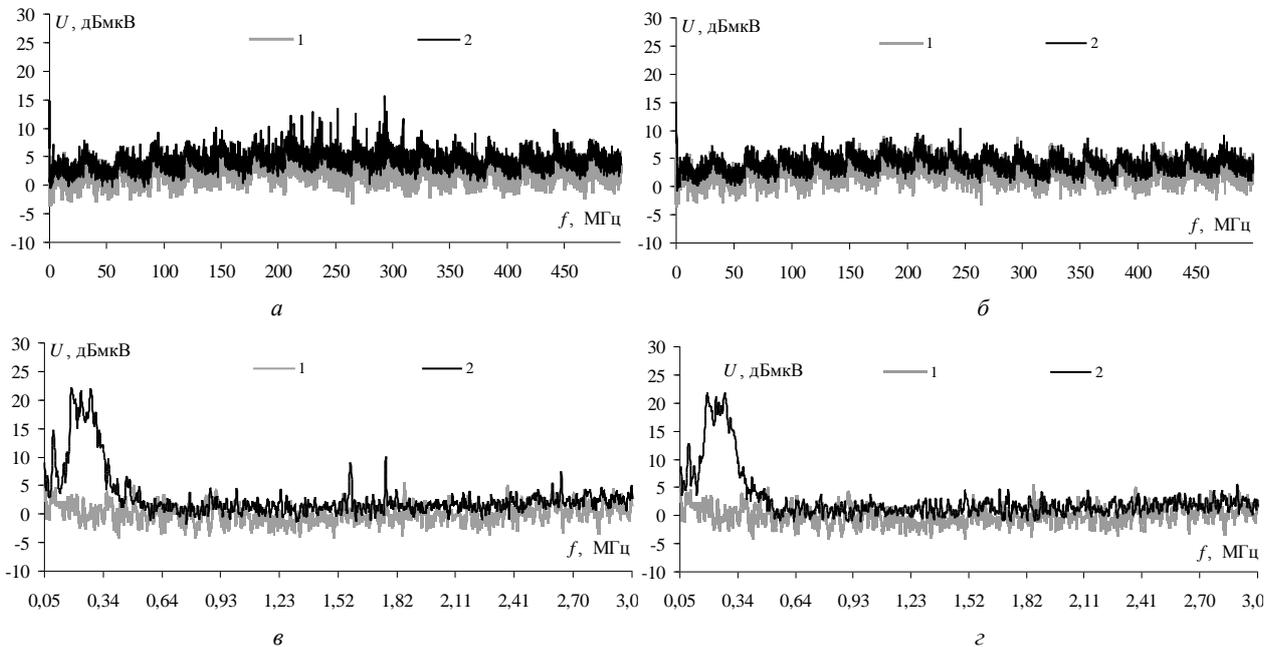


Рис. 5. Частотные зависимости напряжений U при работе МК с тестовой программой (1) на частотах 8 МГц (а, в), 16 МГц (б, г) при выключенном питании ИС (2)

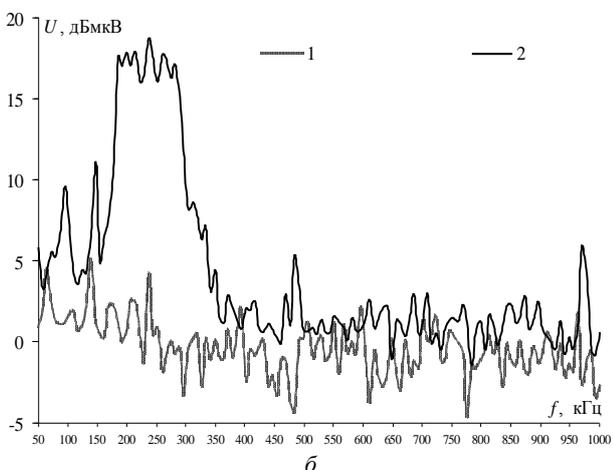
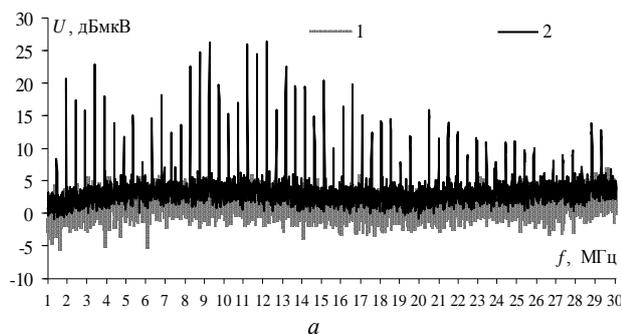


Рис. 6. Частотные зависимости напряжений U , при выключенной ИС (1), максимальные значения эмиссии при всех ориентациях ПП (2), в диапазоне частот 1–30 МГц (а) и 50–1000 МГц (б)

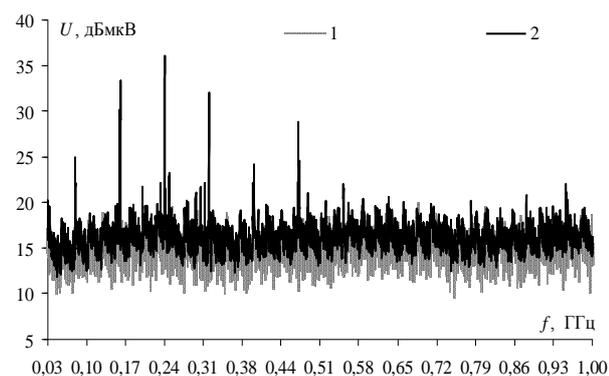


Рис. 7. Частотные зависимости напряжений U при выключенном питании МК (1) и при работе тестовой программы (2)

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 19-79-10162) в ТУСУРе.

Литература

1. Theis T.N. The end of Moore's law: a new beginning for information technology / T.N. Theis, H.-S.C. Wong // Computing in science and engineering. – 2017. – Vol. 19, No. 2. – P. 41–50.

2. Пирогов Ю.А. Повреждения интегральных микросхем в полях радиоизлучения / Ю.А. Пирогов, А.В. Солодов // Журнал радиоэлектроники. – 2013. – № 6. – Режим доступа: URL: <http://jre.cplire.ru/jre/jun13/15/text.html#6>

3. Ключник А.В. Методические аспекты исследования стойкости интегральных микросхем в электромагнитных полях импульсного радиоизлучения / А.В. Ключник, Ю.А. Пирогов, А.В. Солодов // Журнал радиоэлектроники». – 2010. – № 8. – Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/aug10/3/text.html> (дата обращения: 05.09.2020).

4. Tu M.-H. Electromagnetic interference measurement study in BGA package / M.-H. Tu, R.-F. Hsu, S.-M. Wu, C.-C. Chen // Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Com-patibility (APEMC). – 2015. – P. 219–222.

5. Piersanti S. Near field shielding performances of absorbing materials for integrated circuits (IC) applications, part I: lateral excitation / S. Piersanti, A. Orlandi, F. Paulis, S. Connor, M.A. Khorrami, C. Dixon, B. Archambeault, J.L. Drewniak // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2017. – Vol. 60, No. 1. – P. 188–195.

6. Integrated Circuits. Measurement of Electromagnetic Immunity. – Part 2: Measurement of Radiated Immunity, TEM Cell and Wideband TEM Cell Method, IEC 62132-2, First Ed., 2010. – URL: <https://webstore.iec.ch/publication/6508> (дата обращения: 05.09.2020).

7. Integrated Circuits. Measurement of Electromagnetic Emissions. – Part 2: Measurement of Radiated Emissions, TEM Cell and Wideband TEM Cell Method, IEC 61967-2, First Ed., 2005. – URL: <https://webstore.iec.ch/publication/6185> (дата обращения: 05.09.2020).

8. Crawford M.L. Generation of standard EM fields using TEM transmission cells // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. – 1974. – Vol. 16, No. 4. – P. 189–195.

9. Kasturi V. The influence of test parameters on TEM cell measurements of ICs / V. Kasturi, D. Beetner // IEEE International Symposium in Electromagnetic Compatibility. – 2008. – P. 1–6.

10. Lin H.-N. Statistical analysis of EMI noise measurement for flash memory / H.-N. Lin, C.-W. Kuo, J.-L. Chang, C.-K. Chen // 8th Workshop on Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits. – 2011. – P. 245–250.

11. Lin H.-N. Analysis of EMI effect on flash memory IC / H.-N. Lin, C.-W. Kuo, C. Chen, J.-S. Chen // IEEE Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility. – 2012. – P. 757–760.

Семенюк Валерий Александрович

Магистрант каф. ТУ ТУСУРа
Вершинина ул., 47, г. Томск, Россия, 634045
Тел.: +7-906-905-83-28
Эл. почта: valera_student@cloud.com

Демаков Александр Витальевич

Ассистент каф. ТУ ТУСУРа
Вершинина ул., 47, г. Томск, Россия, 634045
Тел.: +7-999-495-87-05
Эл. почта: vandervals@inbox.ru

УДК 621.372.211

А.А. Дроздова, М.Е. Комнатнов

Квазистатический анализ восприимчивости к воздействию электростатического разряда силовой шины электропитания космического аппарата

Выполнен квазистатический анализ восприимчивости к воздействию электростатического разряда (ЭСР) силовой шины электропитания (СШЭП) космического аппарата. Анализ проведен, используя принципиальную схему макета СШЭП с проводными отводами. Принципиальная схема состоит из последовательно соединённых линий передачи, которые представлены поперечными сечениями каждого элемента СШЭП. В качестве воздействия принят импульс ЭСР с формой тока по 4-й степени жесткости ГОСТ Р 51317.4.2–2010. Представлены формы напряжения в начале и конце СШЭП при воздействии ЭСР на проводные отводы. Выполнена локализация максимума напряжения на участке СШЭП при воздействии на неё ЭСР. Выявлено, что при воздействии ЭСР на экранирующую ленту ЛМAMс, покрывающую отрицательный отвод, наблюдается максимальное затухание (13,5 раза) на положительном отводе и минимальное затухание (1,6 раза) на отрицательном отводе.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, силовая шина электропитания, электростатический разряд.

В настоящее время стремительно развивается освоение космического пространства, что ужесточает существующие и предъявляет новые требования к современным космическим аппаратам (КА). Повышение помехоустойчивости и надежности создаваемых КА позволяет повысить срок их активного существования. При обеспечении помехоустойчивости и надежности радиоэлектронных средств (РЭС), входящих в состав КА, необходимо учитывать все возможные сигналы и воздействия, возникающие при эксплуатации КА. Статистика показывает, что наиболее частой причиной отказов КА является электростатический разряд (ЭСР) [1]. ЭСР является наиболее опасным и разрушительным видом электромагнитного воздействия, способным повредить РЭС КА. Также ЭСР оказывает влияние на работоспособность различных РЭС, в том числе наземной. Так, например, проведен анализ воздействия ЭСР на персональный компьютер (ПК), используя имитационное моделирование [2].

Результаты анализа показали, что наиболее опасным местом воздействия ЭСР на ПК являются вентиляционные отверстия, воздействие на которые приводит к повышению напряженности электрического поля внутри корпуса до 11 В/м, а при нарушении целостности корпуса, напряженность электрического поля достигает 70 В/м. Представлены [3] результаты сравнения имитационного моделирования с экспериментальными данными при воздействии ЭСР на металлическую крышку РЭС, которые показали, что конструктивные методы защиты крайне важны, необходимо стремиться к непрерывности электромагнитного экранирования корпусом электрических цепей, а вентиляционные отверстия должны перекрываться металлической сеткой с мелкими, до 1 мм, отверстиями.

В [4] исследуются временные характеристики прерывания тактового сигнала кварцевого генератора Пирса, при воздействии на него ЭСР. Первые опыты математического моделирования воздействия

ЭСР на силовые цепи электропитания КА (солнечная батарея, бортовая кабельная сеть, энергопреобразующий компонент) показали неожиданные результаты [5]. С одной стороны, реальные образцы демонстрируют в полёте работу без сбоев и деградаций. С другой стороны, моделирование выявило амплитуды тока и напряжения на элементах в силовых цепях, существенно превышающие допустимые пределы для обеспечения их нормальной работы. Силовая шина электропитания (СШЭП) является одним из важных компонентов бортовой кабельной сети, от которой зависит существование КА, поскольку СШЭП не резервируется, но электрически связывает жизненно важные системы электропитания КА. Таким образом, одним из важных требований при испытаниях СШЭП является испытание на восприимчивость к воздействию ЭСР.

Цель работы – выполнить моделирование восприимчивости к воздействию ЭСР на макет СШЭП.

Конструкция СШЭП

Разработана и создана конструкция СШЭП с помехозащитным фильтром (рис. 1).



Рис. 1. Лабораторный макет СШЭП

Она состоит из основания 1, проводных отводов 2, на конце которых имеются соединители 3, и помехозащитного фильтра 4, к которому подходят от основания СШЭП собственные проводные отводы 5 и помехозащитный фильтр 4, имеет собственные про-

водные отводы 6, на концах которых имеются соединители 7 для соединения СШЭП с нагрузкой КА, не имеющей помехозащитного фильтра.

Основание 1 и проводные отводы 3 СШЭП имеют площадь поперечного сечения каждого полюса 50 мм² из расчета протекания максимального тока 200 А.

Модель СШЭП

Созданы геометрические модели поперечных сечений для основания (рис. 2, а, б) и проводных отводов (рис. 2, з-е) элементов и устройства СШЭП, которые содержат проводники для прямых 1 и обратных 2 токов, выполненные в виде металлических пластин, и изоляторы: лак ЭП-730 ($\epsilon_r = 4$) 3; полиамидная пленка с односторонним липким слоем ($\epsilon_r = 2,3$) 4 и стеклотекстолит ($\epsilon_r = 4,3$) 5. В местах соединения СШЭП с проводниковыми отводами имеется герметик 7 (см. рис. 2, б). Снаружи СШЭП покрыта лентой из арамидных нитей с обмоткой из медной посеребренной проволоки (ЛМAMс) 6 для защиты её от ЭСР. Каждый проводный отвод выполнен из 10 проводов БС 35-1298 (5 – для прямых и 5 – для обратных токов) (см. рис. 2, д). Вблизи СШЭП поперечное сечение («+/-» отвода) представляет собой набор проводов БС 35-1298, расположенных друг над другом (см. рис. 2, в, з) на расстоянии $w_2 = k_1 = 4$ мм. Проводный отвод (см. рис. 2, з) необходим для соединения СШЭП с помехозащитным фильтром. Все проводные отводы покрыты экранирующей лентой ЛМAMс. Для снижения индуктивности L и повышения ёмкости C , провода разной полярности размещены в непосредственной близости друг от друга. При этом для поперечного сечения положительный и отрицательный выводы располагаются в вертикальной плоскости (положительный сверху) (см. рис. 2, в, з).

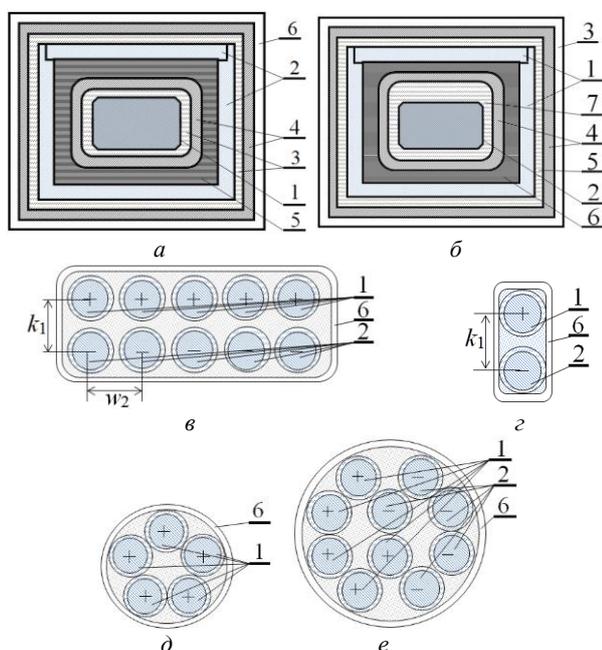


Рис. 2. Поперечные сечения элементов СШЭП

Для разработки принципиальной схемы (рис. 3) использованы перечисленные выше поперечные

сечения (см. рис. 2). Участки с ответвлениями (Trl_{13} и Trl_{17}) имеют длину $l_1 = 30$ мм с поперечным сечением (рис. 2, в), а участки (Trl_{14} и Trl_{16}) $l_2 = 215$ мм (см. рис. 2, а). Участок соединения СШЭП с помехозащитным фильтром (Trl_{15}) имеет длину $l_1 = 10$ мм (см. рис. 2, б). Проводные отводы (Trl_{18} и Trl_{19}) имеют длину $l_1=80$ мм (см. рис. 2, з), а в местах соединения с помехозащитным фильтром (Trl_{21} и Trl_{22}) $l_1 = 20$ мм.

В начале и конце центрального проводника к СШЭП подключены отводы для соединения СШЭП с приборами, входящими в состав КА. При этом, поперечное сечение «+/-» отвода содержит 10 проводов БС 35-1298 ($Trl_9 - Trl_{12}$) длиной 350 мм (см. рис. 2, е). Возле соединителя провода разветвляются и имеют поперечное сечение для каждого полюса отдельное по 5 проводов ($Trl_1 - Trl_8$) длиной 100 мм (см. рис. 2, д). Изменение поперечного сечения в соединителях не учитывается, поскольку они имеют малую длину 25 мм.

Результаты моделирования

Для оценки воздействия ЭСР на СШЭП выполнено моделирование форм сигнала на ближнем и дальнем концах проводных отводов СШЭП. К началу и концу каждого отвода подключены сопротивления $R1-R16 = 50$ Ом стандартного измерительного тракта. При моделировании высота СШЭП над бесконечной плоскостью Земли составляла $h = 0,1$ м.

Выполнено моделирование воздействия ЭСР на ЛМAMс в двух случаях. В первом случае оно производилось в месте покрытия положительного отвода СШЭП. Для этого к сопротивлению $R2$ подключался генератор тока I_1 , имитирующий воздействие ЭСР. Во втором случае воздействие ЭСР на ЛМAMс производилось в месте покрытия отрицательного отвода СШЭП. Для этого к сопротивлению $R4$ подключался генератор тока I_2 , имитирующий воздействие ЭСР. Форма тока выбрана по 4-й степени жесткости ($\tau_1 = 1,1$ нс, $\tau_2 = 2$ нс, $\tau_3 = 12$ нс, $\tau_4 = 37$ нс, $I_1 = 30$ А, $I_2 = 16$ А, $n = 1,8$) согласно ГОСТ Р 51317.4.2-2010 [6].

Для первого случая представлены формы напряжения в начале (V_1) и конце (V_5) проводника, имитирующего ЛМAMс (рис. 4, а). Формы напряжения в начале (V_3, V_4) и конце (V_7, V_8) пассивных проводников представлены на рис. 4, б, в. Для второго случая представлены формы напряжения в начале (V_2) и в конце (V_6) ЛМAMс (рис. 4, з). Формы напряжения в начале (V_3, V_4) и конце (V_7, V_8) пассивных проводников представлены на рис. 4, д, е.

Из рис. 4 видно, что при воздействии ЭСР на ЛМAMс у положительного отвода амплитуда наводки в начале положительного проводника 418 В, а в конце проводника 37 В (рис. 4, б). При этом в начале отрицательного проводника амплитуда не превышает 82 В, а в конце не превышает 30 В (см. рис. 4, в). При воздействии ЭСР на ЛМAMс у отрицательного отвода амплитуда наводки не превышает 104 В в начале и 65 В в конце положительного проводника (см. рис. 4, д). При этом в начале отрицательного проводника амплитуда максимальна (430 В), а в конце не превышает 32 В (см. рис. 4, е).

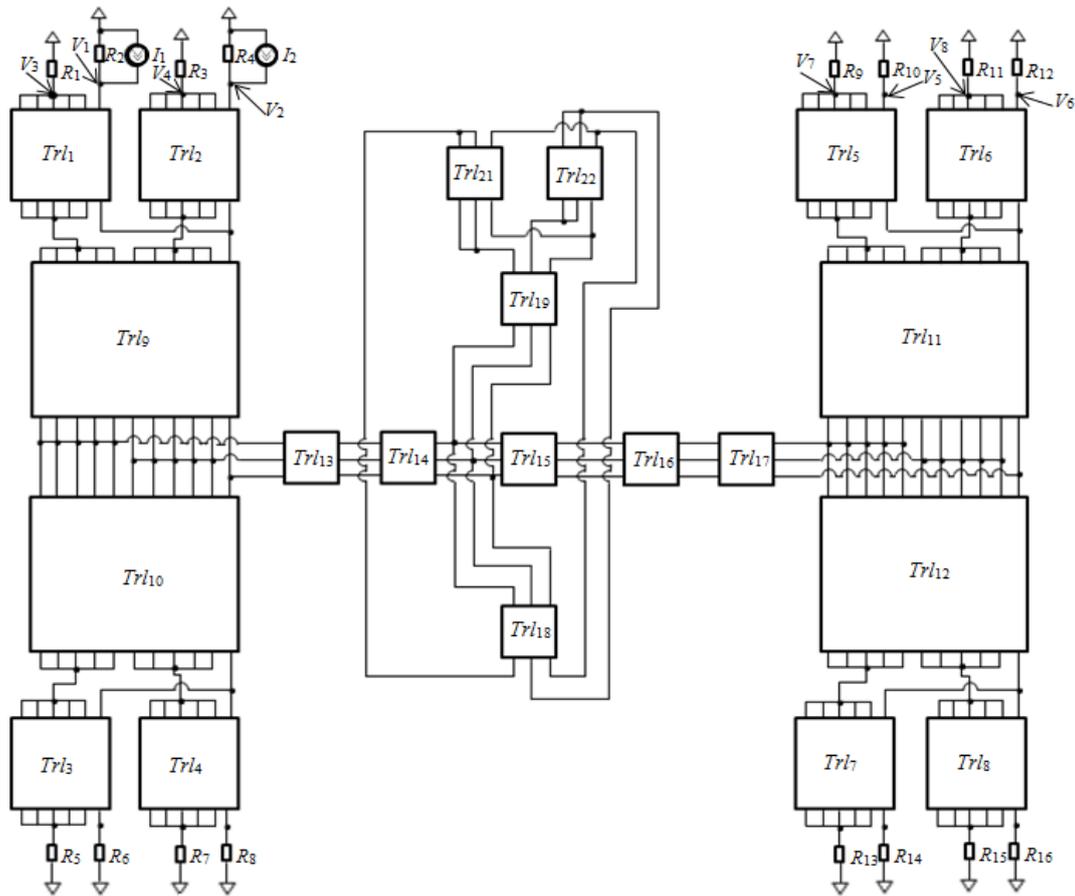


Рис. 3. Принципиальная схема СШЭП с проводными отводами в программе TALGAT

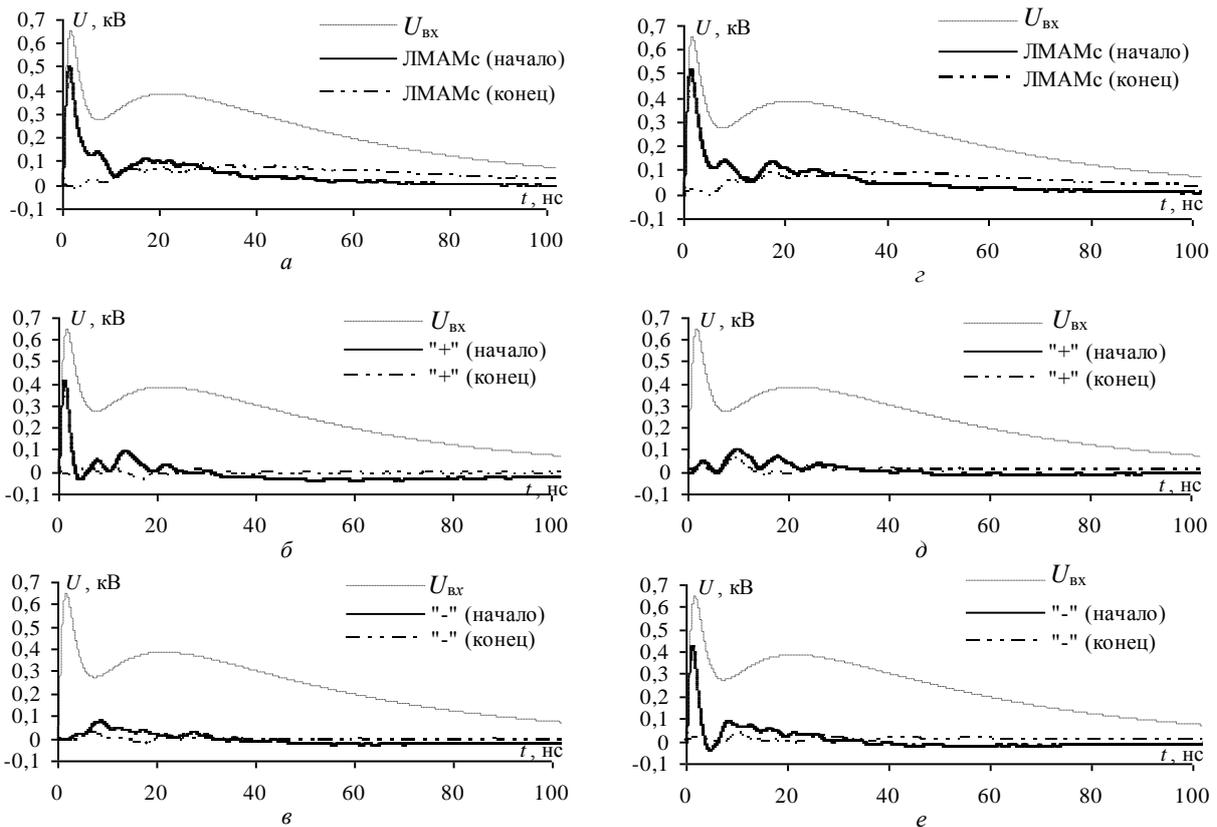


Рис. 4. Форма напряжения в начале и конце ЛМAMс (а), «+» (б) и «-» (в) отводов при воздействии ЭСР на ЛМAMс у положительного отвода и форма напряжения в начале и конце ЛМAMс (z), «+» (д) и «-» (е) отводов при воздействии ЭСР на ЛМAMс у отрицательного отвода

Для выявления опасных участков вдоль проводников элементов СШЭП дополнительно выполнена локализация максимума амплитуды напряжения от воздействия ЭСР. При воздействии ЭСР на ЛМAMc у положительного отвода на отрицательном отводе максимум амплитуды (179,5 В) наблюдается (рис. 5, а) на участке *Trl14* на длине 50 мм от его начала. На рис. 5, б представлена форма напряжения на положительном отводе при воздействии ЭСР на ЛМAMc у отрицательного отвода. При этом максимум амплитуды напряжения (141,5 В) находится на том же участке (*Trl14*), но на длине 65 мм от его начала. Следовательно, на данном участке в реальной конструкции может быть целесообразным увеличить слой изоляции для избежания пробоя.

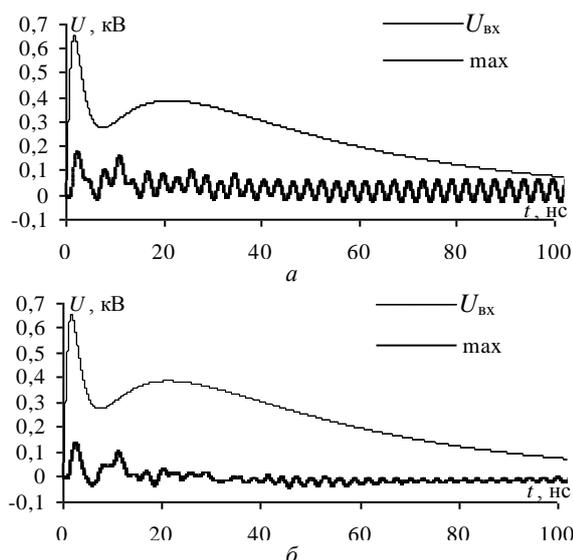


Рис. 5. Формы напряжения на участке *Trl14* при воздействии ЭСР на ЛМAMc у «+» (а) и «-» (б) отводов

Анализируя полученные результаты, можно сделать вывод, что максимальная амплитуда во всех случаях наблюдается со стороны воздействия ЭСР на СШЭП и ослабляется при его прохождении. Также при воздействии ЭСР на ЛМAMc максимальная амплитуда напряжения на отрицательном отводе проявляется на участке *Trl14* на длине 50–65 мм.

В таблице представлены значения амплитуд напряжения в начале и конце проводников при воздействии ЭСР на ЛМAMc, положительный и отрицательный отводы.

Значения амплитуды напряжения при воздействии ЭСР на ЛМAMc, «+» и «-» отводы, В

Воздействие	ЛМAMc «+» отвода	ЛМAMc «-» отвода	«+» отвод	«-» отвод
«+» начало	417,76	103,92	540,73	165,01
«+» конец	36,82	64,48	189,55	36,76
«-» начало	81,5	429,17	118,08	527,31
«-» конец	29,18	31,82	45,86	161,06
ЛМAMc начало	502,27	518,97	429,6	424,37
ЛМAMc конец	84,03	98,57	50,41	35,03

Из таблицы видно, что при воздействии ЭСР на ЛМAMc у положительного отвода, амплитуда напряжения в конце линии, как на активном, так и на пассивных проводниках, уменьшилась. На ЛМAMc амплитуда напряжения уменьшилась в 6 раз, а на положительном и отрицательном отводах в 11,3 и 2,3 раза соответственно. В случае воздействия на ЛМAMc у отрицательного отвода, амплитуда в конце линии уменьшилась на отрицательном отводе в 13,5 раза, на ЛМAMc – в 5,3 раза, а на положительном – в 1,6 раза.

При воздействии ЭСР на положительный отвод, амплитуда в конце линии уменьшилась на ЛМAMc в 8,5 раза, а на положительном и отрицательном отводах – в 2,9 и 2,6 раза соответственно. При воздействии ЭСР на отрицательный отвод амплитуда в конце линии уменьшилась на ЛМAMc в 12,1 раза, а на положительном и отрицательном отводах – в 4,5 и 3,3 раза, соответственно.

Таким образом, при воздействии ЭСР на ЛМAMc у отрицательного отвода наблюдается максимальное ослабление (13,5 раза) на положительном отводе и минимальное (1,6 раза) на отрицательном. Отметим, что максимальное и минимальное ослабления наблюдаются при воздействии ЭСР именно на ЛМAMc.

Заключение

Выполнено моделирование воздействия ЭСР на ЛМAMc СШЭП, которое показало уменьшение амплитуды от 6 до 13,5 раза. Выявлен участок СШЭП с максимальной амплитудой напряжения при воздействии ЭСР. Данный участок требует максимального внимания при испытаниях СШЭП. Минимальное (1,6 раза) и максимальное (13,5 раза) ослабления наблюдаются при воздействии ЭСР на ленту ЛМAMc, покрывающую положительный и отрицательный отводы соответственно.

Исследование по воздействию ЭСР выполнено за счет гранта РФФИ 19-37-51017 «Научное наставничество».

Исследование по локализации выполнено за счет гранта РФФИ 20-37-70020. Стабильность.

Литература

- Соколов А.В. Обеспечение стойкости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космических аппаратов к воздействию электростатических разрядов: дис. ...д-ра техн. наук. – М., 2009.
- Гизатуллин З.М. Электромагнитная совместимость электронно-вычислительных средств при воздействии электростатического разряда // Проблемы в энергетике. – 2009. – № 1-2. – С. 104–112.
- Электромагнитная совместимость систем интеллектуального управления в условиях воздействия электростатических разрядов / А.М. Агафонов, А.А. Воршевский, П.А. Воршевский, Е.С. Гришаков, Ю.А. Губанов, А.М. Агафонов // Морские интеллектуальные технологии. – 2019. – № 1 (43). – С. 192–196.
- Ungru T. New Integrated Crystal Oscillator Design With Improved Robustness Against ESD Disturbances in Operation / T. Ungru, W. Wilkening, R. Negr // IEEE Transac-

tions on Electromagnetic Compatibility. – 2017. – Vol. 60. – P. 322–327.

5. Почебут Д.В. Моделирование работы электрической схемы системы электропитания космического аппарата для проведения расчетов переходных процессов токов и напряжений при воздействии электростатического разряда // Прикладная физика и космические технологии. – 2014. – № 2(8). – С. 10–15.

6. ГОСТ Р 51317.4.2–2010 (МЭК 61000-4-2:2008) Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к электростатическим разрядам. Требования и методы испытаний, 2010. – 26 с.

Дроздова Анастасия Александровна

Магистрант каф. телевидения и управления (ТУ)

Томского государственного ун-та

систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)

Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050

Тел.: +7-999-619 37-70

Эл. почта: anastasiya.drozdova.00@list.ru

Комнатнов Максим Евгеньевич

Канд. техн. наук, доцент каф. ТУ ТУСУРа

Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050,

Научно-технологический университет «Сириус»,

Олимпийский пр-т, д. 1, г. Сочи, Россия, 354340

Тел.: +7-952-888-38-96

Эл. почта: maxmek@mail.ru

УДК 621.391.825

М.А. Самойличенко, Т.Р. Газизов

Уменьшение массы модального фильтра на двухсторонней печатной плате

Рассматривается уменьшение массы модального фильтра, вырезанного в двухсторонней печатной плате. Уменьшение массы достигнуто за счет уменьшения толщины фольги и удаления одного или двух опорных проводников. Выполнено моделирование распространения сверхкороткого импульса в таких структурах модального фильтра. При уменьшении толщины фольги достигнуто ослабление в 2 раза по отношению к половине ЭДС, а при удалении одного из опорных проводников – в 3 раза.

Ключевые слова: модальная фильтрация, сверхкороткий импульс, бортовое оборудование, уменьшение массы.

Часто встречающейся причиной нарушения работы микросхем является воздействие кондуктивных помех в виде импульсных перенапряжений. Опасными являются сверхкороткие импульсы (СКИ) [1]. Основными особенностями такого воздействия являются широкий спектр и большая амплитуда. Такой импульс опасен из-за высокой проникающей способности, обусловленной малой длительностью воздействия, большой мощностью и широким спектром.

Чувствительным к СКИ является бортовое оборудование космического аппарата (КА). К такому оборудованию предъявляется ряд требований, таких как помехозащищённость, надёжность, электромагнитная совместимость. Также помимо общих требований есть и ряд специфических требований: малая масса, компактность, малое потребление электроэнергии, безотказность в условиях повышенных температур. Поэтому разрабатываемые устройства защиты от опасного СКИ должны удовлетворять всем этим требованиям.

Им соответствуют новые защитные устройства, называемые модальными фильтрами (МФ) [2]. В них происходит разложение СКИ в отрезке связанной или многопроводной линии передачи на моды, каждая из которых распространяется со своей задержкой, так что на выход приходят импульсы с меньшей амплитудой. Например, исследованы многопроводные, встречно-штыревые, зеркально-симметричные МФ [3–5]. Однако они сложны для интеграции в печатные платы (ПП), в частности, в двухсторонние. Это приводит к тому, что их надо изготавливать как отдельные защитные устройства. Поэтому актуально совершенствование МФ.

Один из простых вариантов для реализации – это МФ, вырезанный в двухсторонней печатной плате. Примечательно, что у такого МФ можно уменьшить массу не только посредством уменьшения, например, толщины проводников, но также удаления одного или двух опорных проводников. Цель работы – исследовать эти возможности.

Уменьшение толщины проводников

Поперечное сечение исходного МФ приведено на рис. 1, а. Параметры поперечного сечения: ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемость, w – ширина проводников, t – толщина проводников, h –

толщина диэлектрика, s – расстояние между проводниками. В качестве диэлектрика выбран стеклотекстолит ($\epsilon_r = 4,5$) из-за его дешевизны.

Схема включения представлена на рис. 1, б. Значения сопротивлений $R_1=R_2=R_4=R_5=50$ Ом. Параметры входного воздействия: амплитуда ЭДС – 2 В, время нарастания, плоской вершины и спада приняты по 50 пс. Вычисление параметров и форм сигнала выполнено с помощью квазистатического подхода в системе TALGAT [6]. Потери в проводниках и диэлектриках не учитывались.

Моделирование выполнялось при $h = 500$ мкм, w (каждого проводника) = 1000 мкм, $s = 300$ мкм, длине МФ $l = 1$ м, $t = 105, 70, 35, 18$ мкм.

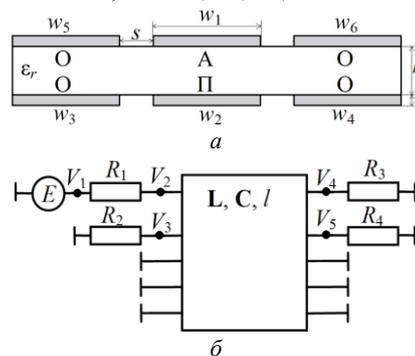


Рис. 1. Поперечное сечение (а) и схема включения МФ (б). Проводники: О – опорный, П – пассивный, А – активный

Ниже приведены матрицы **C** и **L** при $t = 105$ мкм:

$$C = \begin{bmatrix} 139,7 & -21,36 & -21,36 & -79,62 & -8,754 \\ -21,36 & 118,2 & -2,198 & -8,734 & -1,246 \\ -21,36 & -2,198 & 118,2 & -8,734 & -84,80 \\ -79,62 & -8,734 & -8,734 & 139,8 & -21,31 \\ -8,754 & -1,246 & -84,80 & -21,31 & 118,3 \end{bmatrix}, \text{ пФ/м;}$$

$$L = \begin{bmatrix} 508,853 & 203,655 & 370,556 & 308,559 & 336,548 \\ 20,655 & 352,76 & 183,281 & 149,265 & 169,73 \\ 370,556 & 183,281 & 686,56 & 316,081 & 503,361 \\ 308,559 & 149,265 & 316,081 & 454,295 & 336,375 \\ 336,548 & 169,73 & 503,361 & 336,375 & 672,752 \end{bmatrix}, \text{ нГн/м.}$$

На рис. 2 показаны результаты моделирования форм напряжения на входе и выходе МФ. Видно, что при $t = 105$ мкм (рис. 2, а) и 70 мкм (рис. 2, б) на

выходе МФ наблюдаются 3 импульса. Это объясняется тем, что амплитуды первого и третьего импульсов малы. При $t = 35$ мкм (рис. 2, в) и 18 мкм (рис. 2, з) амплитуда первого импульса становится больше и его четко видно. Амплитуда четвертого импульса тоже становится больше при $t = 35$ и 18 мкм, но из-за частичного наложения на третий импульс (при $t = 35$ мкм разность погонных задержек $\tau_4 - \tau_3 = 0,184$ нс/м) его почти не видно. Амплитуда пятого импульса (которая является максимальной) с уменьшением t становится меньше. Полученные значения амплитуд импульсов и погонные задержки приведены в табл. 1, 2.

Таблица 1
Погонные задержки мод (τ_i , нс/м)
при разных значениях t

t , МКМ	τ_1	τ_2	τ_3	τ_4	τ_5
105	4,199	4,597	5,786	5,941	6,411
70	4,353	4,744	5,721	5,931	6,474
35	4,382	4,924	5,811	5,995	6,477
18	4,418	4,939	5,858	6,024	6,497

Таблица 2
Амплитуды (U_i , В) при разных значениях t

t , МКМ	U_1	U_2	U_3	U_4	U_5
105	–	0,208	0,306	–	0,494
70	–	0,233	0,326	–	0,428
35	0,016	0,220	0,285	–	0,480
18	0,009	0,223	0,286	–	0,478

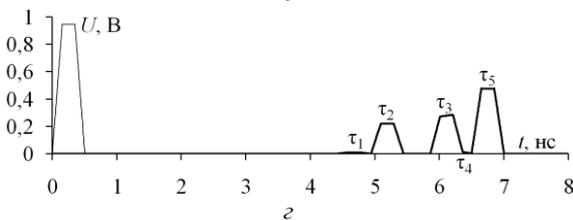
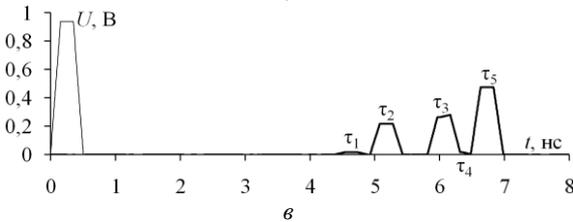
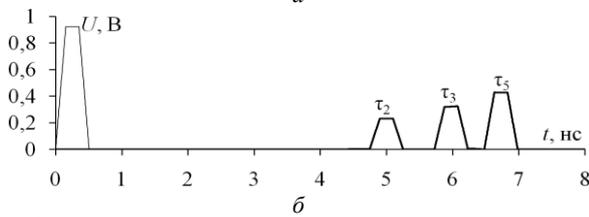
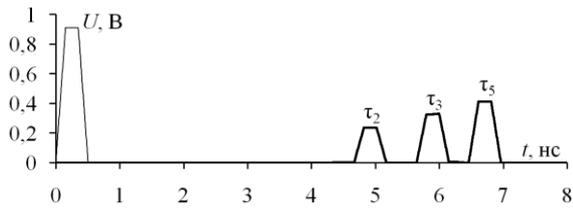


Рис. 2. Формы напряжения на входе МФ (–) и выходе МФ (–) при $t = 105$ (а), 70 (б), 35 (в) и 18 (з) мкм

Удаление опорных проводников

При удалении опорных проводников моделирование выполнялось со следующими параметрами: $w = 1000$ мкм, $s = 300$ мкм, $h = 500$ мкм, $t = 105$ мкм.

Поперечное сечение МФ с полигонами без нижнего левого опорного проводника показано на рис. 3, а, а схема включения – на рис. 3, б.

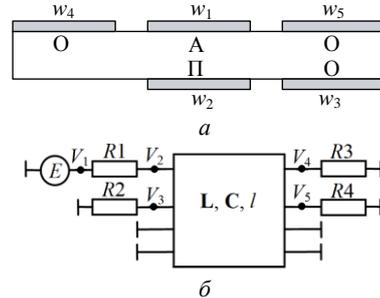


Рис. 3. Поперечное сечение (а) и схема включения МФ (б) без нижнего левого опорного проводника

На рис. 4 показаны результаты моделирования форм напряжения на входе и выходе МФ. Полученные значения амплитуд импульсов и погонных задержки приведены в табл. 3.

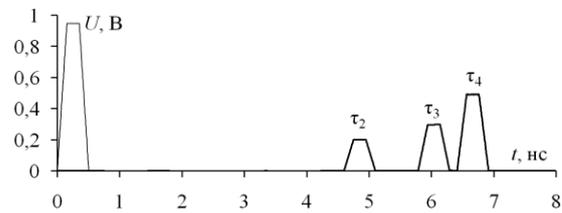


Рис. 4. Формы напряжения на входе (–) и выходе (–) МФ без нижнего левого опорного проводника

Таблица 3
Амплитуды (U_i , В) и погонные задержки мод (τ_i , нс/м)
для МФ без нижнего левого опорного проводника

τ_1	τ_2	τ_3	τ_4	U_1	U_2	U_3	U_4
4,399	4,751	5,736	6,358	–	0,307	0,191	0,501

Поперечное сечение МФ без опорного проводника сверху слева показано на рис. 5, а, а схема включения – на рис. 3, б.

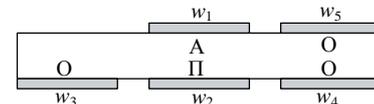


Рис. 5. Поперечное сечение МФ без верхнего левого опорного проводника

На рис. 6 показаны результаты моделирования форм напряжения на входе и выходе МФ.

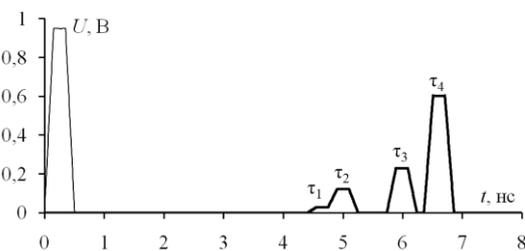


Рис. 6. Формы напряжения на входе (–) и выходе (–) МФ без верхнего левого опорного проводника

Полученные значения амплитуд импульсов и погонных задержек приведены в табл. 4.

Таблица 4
Амплитуды ($U_i, В$) и погонные задержки мод ($\tau_i, нс/м$) без верхнего левого опорного проводника

τ_1	τ_2	τ_3	τ_4	U_1	U_2	U_3	U_4
4,401	4,751	5,736	6,358	0,037	0,127	0,237	0,609

Поперечное сечение МФ без верхнего правого опорного проводника показано на рис. 7, схемная электрическая модель – на рис. 3, б.

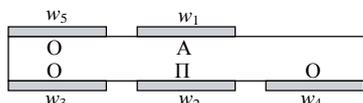


Рис. 7. Поперечное сечение МФ без верхнего правого опорного проводника

На рис. 8 показаны результаты моделирования форм напряжения на входе и выходе МФ. Полученные значения амплитуд импульсов и погонных задержек приведены в табл. 5.

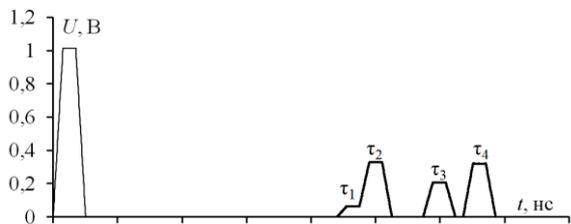


Рис. 8. Формы напряжения на входе (-) и выходе (+) МФ без верхнего правого опорного проводника

Таблица 5
Амплитуды ($U_i, В$) и погонные задержки мод ($\tau_i, нс/м$) без верхнего правого опорного проводника

τ_1 нс/м	τ_2 нс/м	τ_3 нс/м	τ_4 нс/м	U_1 В	U_2 В	U_3 В	U_4 В
4,398	4,750	5,736	6,359	0,070	0,334	0,216	0,325

Из представленных результатов видно, что при удалении одного из опорных проводников сверху на выходе МФ 4 импульса, тогда как при удалении нижнего опорного проводника их 3, что объясняется малой амплитудой первого импульса. Видно, что при удалении сверху правого проводника достигается наилучший результат, так как $U_1 = 0,070 В$; $U_2 = 0,334 В$; $U_3 = 0,216 В$ и $U_4 = 0,325 В$, а разности погонных задержек мод равны: $\tau_4 - \tau_3 = 0,623 нс/м$; $\tau_3 - \tau_2 = 1,236 нс/м$ и $\tau_2 - \tau_1 = 0,352 нс/м$. Удаление левого опорного проводника, как верхнего так и нижнего, влияет только на амплитуду. Так, при удалении верхнего $U_1 = 0,037 В$; $U_2 = 0,127 В$; $U_3 = 0,237 В$ и $U_4 = 0,609 В$, а при удалении нижнего $U_2 = 0,307 В$; $U_3 = 0,191 В$ и $U_4 = 0,501 В$. Разности погонных задержек мод для двух случаев одинаковы и равны: $\tau_4 - \tau_3 = 0,622 нс/м$; $\tau_3 - \tau_2 = 0,985 нс/м$ и $\tau_2 - \tau_1 = 0,352 нс/м$.

Поперечное сечение МФ с полигонами без двух опорных проводников показано на рис. 9, а, а схема включения показана на рис. 9, б.

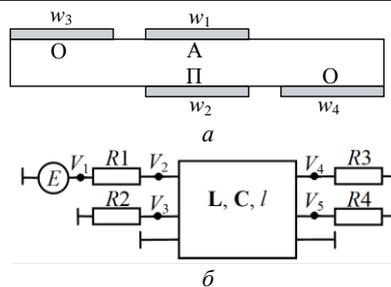


Рис. 9. Поперечное сечение МФ (а) и схема включения МФ (б) без двух опорных проводников по диагонали

На рис. 10 показаны результаты моделирования форм напряжения на входе и выходе МФ. Видно, что входной сигнал раскладывается на последовательность из двух импульсов. Полученные значения амплитуд импульсов и погонные задержки приведены в табл. 6.

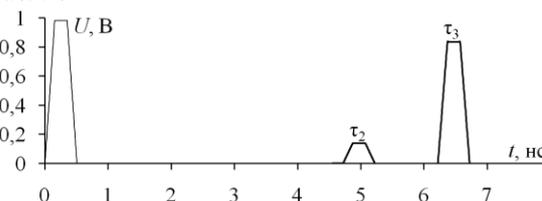


Рис. 10. Формы напряжения на входе (-) и выходе (+) МФ без двух опорных проводников по диагонали

Таблица 6
Амплитуды ($U_i, В$) и погонные задержки мод ($\tau_i, нс/м$) без двух опорных проводников по диагонали

τ_1	τ_2	τ_3	U_1	U_2	U_3
4,524	4,80013	6,20316	–	0,160	0,817

Заключение

Таким образом, показано, что за счет уменьшения массы МФ, вырезанного в двухсторонней ПП можно достичь большего ослабления СКИ. Так, при $t = 18 мкм$ достигнуто ослабление в 2 раза по отношению к половине ЭДС, а при удалении опорного проводника слева сверху – в 3 раза. Выявленное делает актуальным дальнейшее исследование по уменьшению массы таких МФ. Также для достижения наилучшего результата для каждой из рассмотренных структур целесообразно выполнение структурной и параметрической оптимизации.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, проект № 19-37-51017.

Литература

- Gizatullin Z.M. Investigation of the immunity of computer equipment to the power-line electromagnetic interference / Z.M. Gizatullin, R.M. Gizatullin // Journal of Communications Technology and Electronics. – 2016. – No. 5. – P 546–550.
- Gazizov T.R. New approach to EMC protection / T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky // Proc. of the 18-th Int. Zurich Symp. on EMC, Munich, Germany. – 2007. – P. 273–276.
- Белоусов А.О. Многопроводная микрополосковая линия как модальный фильтр для защиты от сверхкоротких импульсов / А.О. Белоусов, Т.Р. Газизов, А.М. Заболотский // Доклады ТУСУР. – 2015. – Т. 37, № 8. – С. 124–128.

4. Khazhibekov R.R. Study of the characteristics of a modal filter with different periodic profiles of the coupling region / R.R. Khazhibekov, A.M. Zabolotsky, M.V. Khrantsov // International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON), Novosibirsk, Russia. – 2017. – P. 506–509.

5. Chernikova E.B. Comparative analysis of microstrip and reflection symmetric four-conductor modal filters / E.B. Chernikova, A.O. Belousov, A.M. Zabolotsky // Proc. of Int. Siberian Conf. on Control and Communications. Tomsk, Russia. – 2019. – P. 1–4.

6. Kuksenko S.P. Preliminary results of TUSUR University project for design of spacecraft power distribution network: EMC simulation // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – 2019. – Vol. 560, No. 1. – P. 012110.

Самойличенко Мария Александровна
Аспирант каф. телевидения и управления (ТУ)
Томского государственного университета
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: (0000-0002-0889-5983)
Тел.: +8-952-885-69-71
Эл. почта: 1993mary2011@mail.ru

Газизов Тальгат Рашитович
Доцент, зав. каф. ТУ ТУСУРа, НТУ «Сириус»
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: (0000-0002-1192-4853)
Тел.: +7-913-826-07-24
Эл. почта: talgat@tu.tusur.ru

УДК 537.226.1, 621.396.96

М.А. Иноземцев

Обзор методов измерения диэлектрической проницаемости горных пород

Рассмотрены электрофизические характеристики горных пород и их влияние на результаты георадиолокационных измерений. Приведены основные способы измерения комплексной диэлектрической проницаемости материалов, используемые в диапазоне частот георадиолокации.

Ключевые слова: комплексная диэлектрическая проницаемость, измерительная ячейка, георадар, горные породы.

Развитие технологий подповерхностной радиолокации, связанное с совершенствованием элементной базы и вычислительной техники, способствовало широкому применению радаров подповерхностного зондирования (георадаров) в различных областях науки и техники. В настоящее время георадары применяются при решении задач, связанных с исследованием структуры грунтовых массивов, при выполнении геофизических и других работ. Находят применение георадары при эксплуатации подземных горных выработок. В частности, с их помощью возможно решать задачи по обнаружению неоднородностей, разуплотнений грунта, обводненных слоев, выполнять зондирование впереди забоя горной выработки [1]. Таким образом, применение георадаров позволяет осуществлять контроль состояния горной выработки.

Принцип работы радаров подповерхностного зондирования (георадаров) основан на излучении в исследуемое пространство сверхширокополосных зондирующих сигналов и последующей регистрации волн, отраженных от границ разделов сред с различными электрофизическими параметрами, или волн, отраженных от каких-либо неоднородностей. Особенностью применения таких радаров является распространение электромагнитных волн в средах со значительным затуханием.

Распространение электромагнитных волн (ЭМВ) в пространстве описывается уравнениями Максвелла, а параметры среды характеризуются значениями относительной диэлектрической (ϵ) и магнитной (μ) проницаемостей, удельной электрической проводимостью (σ). Эти величины связаны с характеристиками поля материальными уравнениями:

$$\vec{E} = \epsilon \epsilon_0 \vec{D}, \quad (1)$$

$$\vec{H} = \mu \mu_0 \vec{B}, \quad (2)$$

$$\vec{j} = \sigma \vec{E}, \quad (3)$$

где E – напряженность электрического поля, В/м; D – электрическая индукция, Кл/м²; H – напряженность магнитного поля, А/м; B – индукция магнитного поля, Тл; ϵ_0 , μ_0 – соответственно электрическая и магнитная постоянные.

При использовании георадара для контроля состояния горной выработки основной средой распро-

странения радиоволн являются горные породы. Как правило, их можно отнести к классу диэлектриков с некоторой конечной проводимостью. Характеристикой диэлектриков в переменном электромагнитном поле является диэлектрическая проницаемость, которая в общем случае является комплексной величиной:

$$\hat{\epsilon} = \epsilon' - j\epsilon'', \quad (4)$$

где ϵ' – действительная часть, связанная с поляризацией диэлектрика; ϵ'' – мнимая часть, связанная с конечной проводимостью диэлектрика:

$$\epsilon'' = \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0}, \quad (5)$$

где ω – угловая частота колебания, рад/с.

Электрофизические характеристики распространения электромагнитных волн определяют скорость их распространения и величину затухания в конкретной среде. Скорость распространения электромагнитной волны является важным параметром при георадиолокационных исследованиях, так как отраженные волны возникают на границах сред с различными скоростями волн в них [1]. Поскольку магнитная проницаемость большинства горных пород близка к единице и влияния на распространение поля практически не оказывает, скорость распространения электромагнитных волн определяется выражением

$$v = \frac{c}{\text{Re} \sqrt{\hat{\epsilon}}}, \quad (6)$$

где c – скорость распространения ЭМВ в вакууме, м/с.

От скорости ЭМВ зависит и разрешающая способность волновых методов [1], которая определяется длиной волны в среде:

$$\lambda = \frac{v}{f} = \frac{c}{f \cdot \text{Re} \sqrt{\hat{\epsilon}}}, \quad (7)$$

где f – частота колебаний электромагнитного поля, Гц.

Второй не менее важный параметр – глубина зондирования. Она зависит от затухания электромагнитных волн в среде, которое связано с диэлектрической проницаемостью соотношением

$$A = \frac{54,6}{\lambda} \text{Re} \sqrt{\hat{\epsilon}}. \quad (8)$$

Таким образом, электрофизические параметры среды распространения зондирующего импульса, наряду с конкретными техническими характеристиками радара, определяют возможность его применения для георадиолокационных исследований.

Как отмечено в [2], неточное знание диэлектрической проницаемости и проводимости в интересующем диапазоне глубин зондирования приводит к появлению ошибок в определении амплитуд отраженных сигналов и глубин, на которых находятся отражающие границы слоев. Для получения более точных результатов необходимо наличие значений диэлектрической проницаемости для всех слоев исследуемого грунта или горных пород. Однако в большинстве случаев распределение диэлектрической проницаемости по глубине неизвестно, и при обработке данных георадиолокации используется некоторая средняя величина диэлектрической проницаемости, что и приводит к ошибкам определения местоположения слоев по глубине.

Электрофизические свойства горных пород имеют достаточно сложную зависимость от частоты переменного электромагнитного поля, плотности, влажности, температуры и других факторов и в общем случае могут различаться даже в пределах одного района. Сильное влияние на электрофизические характеристики оказывает влажность. Так, наличие 0,1% влаги в апатите повышает его диэлектрическую проницаемость на 8% [3]. Кроме того, горные породы являются анизотропными неоднородными средами, что также оказывает влияние на распространение электромагнитных волн в их объеме и значительно усложняет определение их электрофизических характеристик. Стоит отметить, что ввиду многообразия факторов, влияющих на электрофизические параметры, в справочной литературе, как правило, приводятся их некоторые усредненные значения. В ряде источников для некоторых горных пород приводятся сведения о зависимости диэлектрической проницаемости и удельной проводимости горных пород от влажности и частоты, но зачастую этих данных оказывается недостаточно. Рядом авторов в своих работах предложены эмпирические закономерности, связывающие электрофизические параметры горных пород с другими величинами, в частности, с плотностью материала, однако данные зависимости не обладают универсальностью. В связи с этим становится актуальным вопрос о проведении измерений электрофизических характеристик горных пород в диапазоне частот георадиолокации для последующего использования полученных данных при георадарных исследованиях горных выработок.

Измерениям электрофизических свойств горных пород посвящено значительное количество литературы, научных трудов и публикаций, выполненных как отечественными [4], так и зарубежными [5] авторами.

Отдельной задачей является исследование анизотропии горных пород и ее влияние на электрофи-

зические характеристики. Этот вопрос имеет также большое практическое и теоретическое значение, поскольку многие горные породы обладают слоистым строением, что сказывается на их характеристиках. Методы определения параметров анизотропной среды приведены в работе [6].

В настоящее время известен ряд методов измерения комплексной диэлектрической проницаемости (КДП) материалов. В соответствии с [7], методы измерения КДП можно разделить на ряд групп: резонансные, коаксиальные и волноводные, широкополосные, измерения во временной области, методы, основанные на использовании волн в свободном пространстве. Основным фактором, влияющим на выбор метода, является частота электромагнитного поля, на которой проводятся измерения.

Конденсаторный метод, являющийся разновидностью резонансных методов, предполагает использование измерительного конденсатора, состоящего из двух обкладок цилиндрической формы, пространство между которыми заполняется диэлектриком. Изменение емкости конденсатора будет зависеть от свойств материала. Данный метод применяется для измерения ϵ и $\text{tg}\delta$ в диапазонах частот от сотен герц до единиц мегагерц. Для проведения измерений необходимо подготовить образец чаще всего в виде цилиндрической или плоской формы и поместить его между обкладками измерительного конденсатора. Измеряемыми величинами в данном случае могут быть значение импеданса цепи, добротность колебательного контура, образованного измерительным конденсатором и эталонной катушкой индуктивности. Находит применение также мостовой метод определения емкости. В качестве измерительного оборудования используются измерители R , L , C , измерители добротности (куметры), измерительные мосты. Основным недостатком метода – нарушение структуры материала при подготовке образца для измерений. Точность резонансных методов обычно составляет от 1 до 10% [8].

В области частот от 0,1 до 100 МГц возможно применение резонансного метода, принцип которого основан на измерении параметров колебательного контура, образованного эталонной катушкой индуктивности и измерительным конденсатором.

В диапазонах частот от 100 МГц и более для определения КДП используются волноводные методы. Их использование предполагает измерение параметров линий передачи, представляющих собой заполненные исследуемым материалом отрезки коаксиальных линий, волноводов круглого и прямоугольного сечений, объемные резонаторы [8, 9]. Линии снабжены соединителями для подключения измерительных приборов, в качестве которых в настоящее время используются векторные или скалярные анализаторы цепей. Для вычисления КДП материала производится измерение параметров матриц рассеяния (S -параметров). Также существуют методы, основанные на использовании микрополосковых линий. Коаксиальные методы применяются для изме-

рения КДП в диапазонах частот 0,05–20 ГГц [7, 8]. Прямоугольные и круглые волноводы целесообразно применять для измерения КДП материалов в диапазоне частот свыше 1 ГГц, что обусловлено значительными геометрическими размерами волноводов на более низких частотах. Метод вычисления КДП на основе измерения S -параметров подробно описан в работе [5]. Как отмечается в [8], точность измерения диэлектрической проницаемости коаксиальными и волноводными методами может составлять 1–3%, но коаксиальный метод может быть неудобен для измерения твердых материалов, так как не всегда обеспечивается достаточный контакт исследуемого материала с внутренним и внешними проводниками ячейки.

Рассмотренные выше методы обладают существенным недостатком – из-за нарушения естественной структуры материала при подготовке образцов данные, полученные в результате лабораторных исследований, могут отличаться от значений КДП в условиях естественного залегания горных пород. В связи с этим актуально измерение параметров горных пород в условиях естественного залегания. Как отмечается в [8], для этого предлагается вводить в грунт отрезок двухпроводной линии, состоящей из металлических штырей, и путем измерения комплексного коэффициента отражения рассчитать значение КДП либо использовать специальную конструкцию измерительной ячейки, не нарушающую структуру измеряемого материала (почвы). Также рядом авторов предложено выполнять измерения с использованием коаксиальной линии с открытым концом, с использованием рупорных и линзовых антенн или антенных решеток [8]. Несмотря на преимущества перечисленных методов, которые можно считать неразрушающими, они позволяют определять КДП материалов поверхности или близлежащих к ней слоев. Если же речь идет об измерении КДП горных пород, расположенных на некоторой глубине, то данные методы оказываются неприемлемыми.

Значение диэлектрической проницаемости горных пород косвенно можно определить непосредственно из георадиолокационных измерений. С этой целью проводят последовательное увеличение расстояния между передающей и приемной антеннами в диапазоне от нескольких десятков сантиметров до нескольких метров. Такой способ позволяет получить зависимость времени прихода сигналов, отраженных от границ слоев, от расстояния между антеннами, и, на основании полученных результатов определить скорости распространения волн в средах, из которых можно рассчитать значение диэлектрической проницаемости. Однако ввиду значительной трудоемкости таких работ данный метод не нашел широкого применения [10].

Таким образом, задача по определению электрофизических параметров горных пород является актуальной в связи с имеющейся потребностью таких данных при георадиолокационном исследовании массивов горных пород, поэтому выбор соответствующей методики позволит получить наиболее достоверные и полные результаты.

Литература

1. Вопросы подповерхностной радиолокации : коллективная монография / под ред. А.Ю. Гринева. – М.: Радиотехника, 2005 (сер. «Радиолокация»). – 416 с.
2. Изюмов С.В. Теория и методы георадиолокации : учеб. пособие / С.В. Изюмов, С.В. Дручинин, А.С. Вознесенский. – М.: Горная книга. Изд-во Моск. гос. горного ун-та. – 2008. – 196 с.
3. Финкельштейн М.И. Подповерхностная радиолокация / М.И. Финкельштейн, В.И. Карпужин, В.А. Кутев, В.Н. Метелкин; под ред. М.И. Финкельштейна. – М.: Радио и связь, 1994. – 216 с.
4. Эпов М.И. Исследование диэлектрической проницаемости нефтесодержащих пород в диапазоне частот 0,05–16 ГГц / М.И. Эпов, В.Л. Миронов, П.П. Бобров, И.В. Савин, А.В. Репин // Геология и геофизика. – 2009. – Т. 50, № 5. – С. 613–618.
5. Backer-Javis J. Improved technique for determining complex permittivity with the transmission/reflection method J. Backer-Javis, E.J. Vanzura, W.A. Kissick // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1990. – Vol. 38, No. 8. – P. 1096–1103.
6. Редозубов А.А. Специальный курс электроразведки: учеб. пособие. – Екатеринбург: Изд-во УГГУ, 2010. – 416 с.
7. Гусев Ю.А. Основы диэлектрической спектроскопии: учеб. пособие. – Казань, Казан. гос. ун-т, 2008. – 112 с. – URL: https://kpfu.ru/docs/F312491640/gusev_diel_spectrosc.pdf (дата обращения: 05.09.2020).
8. Родионова О.В. Метод измерения комплексной диэлектрической проницаемости почвогрунтов в широкой полосе частот: дис. ... канд. физ.-мат. наук: 01.04.03. Омск. гос. пед. ун-т. – Омск, 2016. – URL: <http://vital.lib.tsu.ru/vital/access/manager/Repository/vtls:000536515> (дата обращения: 05.09.2020).
9. Молостов И.П. Коаксиальная измерительная ячейка для широкополосных измерений диэлектрической проницаемости / И.П. Молостов, В.В. Щербинин. Текст : непосредственный // Изв. Алт. гос. ун-та. – 2015. – № 1-2. – С. 56–60.
10. Владов М.Л. Введение в георадиолокацию: учеб. пособие / М.Л. Владов, А.В. Старовойтов. – М.: Изд-во МГУ, 2004. – 153 с.

Иноземцев Максим Александрович

Аспирант каф. телевидения и управления (ТУ)
Томского государственного ун-та
систем управления и радиоэлектроники
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Эл. почта: ma87@sibmail.com

УДК 621.391.825

И.А. Иванцов, Е.С. Жечев

Многокритериальная оптимизация параметров четырехслойного зеркально-симметричного модального фильтра для защиты от электростатического разряда

Представлены результаты квазистатического моделирования четырехслойного зеркально-симметричного модального фильтра во временной области. Проведен анализ его эффективности при защите электронного оборудования от электростатического разряда (ЭСР). Выполнена оптимизация геометрических параметров исследуемой структуры с помощью генетического алгоритма. Выявлено, что при оптимальных параметрах подавление пикового выброса ЭСР достигается на меньшей длине.

Ключевые слова: электростатический разряд, зеркально-симметричный модальный фильтр, многокритериальная оптимизация, генетический алгоритм, помехоподавляющий фильтр.

Современная радиоэлектронная аппаратура (РЭА) становится более восприимчивой к различным электромагнитным воздействиям [1]. Одной из актуальных задач электромагнитной совместимости является обеспечение защиты РЭА от кондуктивных помех малой длительности [2], а в частности, от сверхкоротких импульсов и электростатических разрядов (ЭСР) [3]. Традиционными схемотехническими средствами защиты от таких помех являются фильтры, устройства развязки, ограничители помех, разрядные устройства, а конструктивными – заземление, методы уменьшения импедансов цепей питания и зонирование. Также для подавления кондуктивных помех малой длительности применяются устройства на основе модальной фильтрации (МФ) [4, 5]. Одним из эффективных устройств на этой основе является зеркально-симметричный модальный фильтр. Выполнен ряд теоретических и экспериментальных исследований такого устройства [6–9], однако оценка эффективности подавления ЭСР не проводилась. Между тем многокритериальная оптимизация такого МФ для защиты от ЭСР актуальна, так как в перспективе такая конструкция МФ может применяться в сигнальных и силовых цепях с резервированием, где может понадобиться защита от ЭСР. Таким образом, цель данной работы – выполнить многокритериальную оптимизацию параметров четырехслойного зеркально-симметричного МФ для защиты от ЭСР.

Подходы к моделированию и оптимизации

В данной работе квазистатическое моделирование проводилось в программном комплексе TALGAT [10]. При использовании квазистатического подхода предполагается распространение только поперечных Т-волн, при этом высшие типы волн не учитываются. Таким образом, решение уравнений Максвелла сводятся к телеграфным уравнениям, что позволяет проводить данный вид анализа значительно быстрее, чем электродинамический. Точность, обеспечиваемая квазистатическим подходом, приемлема даже для решения сложных задач [11].

В данной работе при оптимизации использован генетический алгоритм (ГА) [12, 13]. Он является

алгоритмом эвристического поиска и хорошо показывает себя в задачах поиска и оптимизации. Принцип работы ГА построен на теории естественного отбора. В процессе работы ГА приводит целевую функцию к точке экстремума в заданном диапазоне параметров за счет создания новых популяций – наборов решений для целевой функции, полученных на основе наиболее удачных решений из предыдущих поколений.

В данной работе оптимизация выполнена с помощью ГА, реализованного в одном из модулей программного комплекса TALGAT. Применение моделей квазистатического анализа в процессе оптимизации с помощью ГА позволяет существенно ускорить процесс оптимизации многопроводных микрополосковых структур.

Исследуемый МФ (рис. 1) представляет собой 6 (в поперечном сечении одинаковых и прямоугольных) проводников и диэлектрический слой, причем проводники 1 и 2 расположены на одной его стороне, дополнительные проводники 3 и 4 расположены зеркально-симметрично относительно проводников 1 и 2 на обратной стороне диэлектрического слоя, а опорные проводники 5 и 6 расположены в диэлектрическом слое на равном расстоянии от внешних проводников и образуют общую схемную землю. МФ в общем случае рассматривается как четырехпроводная линия передачи с неоднородным диэлектрическим заполнением. Поэтому в нем распространяются 4 моды основного типа Т-волны с соответствующими им характеристиками.

Параметры поперечного сечения: $w = 1000$ мкм – ширина активного и пассивных проводников, $w_0 = 1000$ мкм – ширина опорного проводника, $s = 700$ мкм – расстояния между проводниками, $t = 35$ мкм – толщина проводников, $h = 510$ мкм – расстояние между внутренними проводниками, $H = 992$ мкм – толщина платы, $\epsilon_r = 4,5$ – относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика, $\text{tg}\delta = 0,025$ – тангенс угла диэлектрических потерь диэлектрика (приведены для частоты 1 МГц). Все сопротивления в схеме равны 50 Ом. Длина исходной структуры $l = 1$ м.

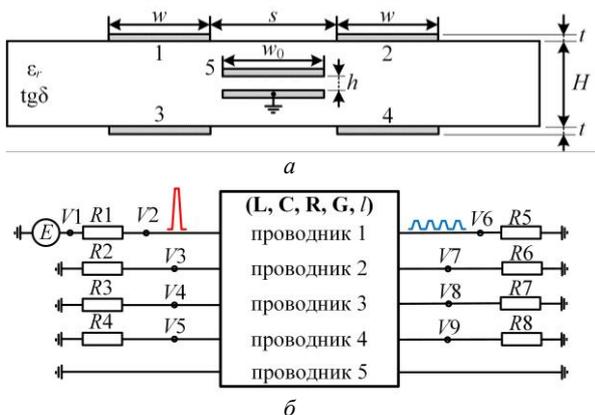


Рис. 1. Поперечное сечение (а) и эквивалентная схема (б) четырехслойного зеркально-симметричного МФ

При моделировании в качестве входного воздействия использовались: импульс тока ЭСР, соответствующий II степени жесткости стандарта МЭК 61000-4-2 [14], и сверхкороткий импульс (СКИ) общей длительностью 150 пс.

Ход исследования

МФ с указанными параметрами использовался для подавления СКИ. На рис. 2 представлены формы напряжения на активном проводнике МФ при воздействии на него СКИ и ЭСР.

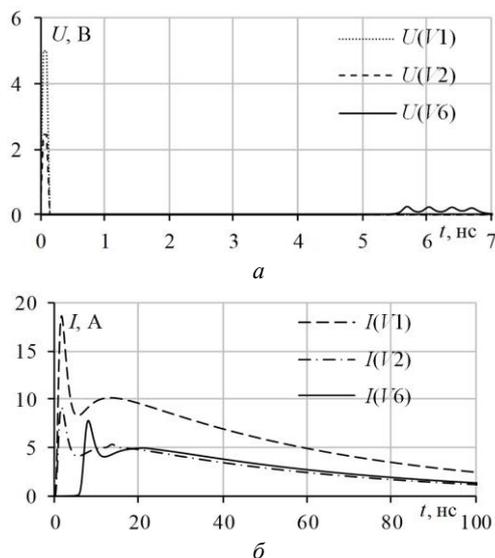


Рис. 2. Формы напряжения на активном проводнике МФ длиной 1 м при воздействии на него СКИ (а) и ЭСР (б)

Из рис. 2, а видно, что входной импульс малой длительности разложился на 4 импульса меньшей амплитуды. За счет этого обеспечивается защита РЭА от воздействия СКИ. Однако из рис. 2, б видно, что данная конфигурация МФ при $l = 1$ м не способна разложить ЭСР, так как не выполняется условие из [15]. Для полного разложения ЭСР длительностью 100 нс необходима длина МФ не менее 100 м. Массогабаритные параметры такого фильтра неприемлемы, поэтому целесообразно раскладывать только пиковый выброс ЭСР, который имеет длительность порядка 4 нс. Для этого при исходных пара-

метрах МФ необходима длина 4 м. Это подтверждают результаты моделирования (рис. 3). Однако из-за наличия потерь импульсы сливаются.

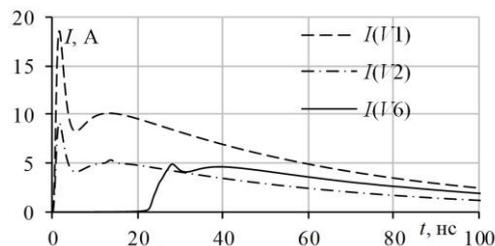


Рис. 3. Формы напряжения на активном проводнике МФ длиной 4 м при воздействии на него ЭСР

При оптимизации с помощью ГА можно уменьшить длину линии, необходимую для подавления пикового выброса ЭСР. Целевая функция ГА представляет собой сумму взвешенных и нормированных критериев и имеет вид [16]

$$F = \sum_i M_i \frac{f_i}{K_i} \rightarrow \min. \quad (1)$$

Выбраны следующие критерии оптимизации:

1. Минимизация максимального выходного напряжения

$$f_1 = \max U(V6), \quad (2)$$

$$K_1 = \max U(V2). \quad (3)$$

2. Выравнивание задержек между импульсами разложения

$$f_2 = \max |\tau_i - (\tau_{\min} + (i - 1)\Delta)|, \quad (4)$$

$$K_2 = \frac{\sqrt{\varepsilon_{r \max}} - 1}{c}. \quad (5)$$

3. Согласование линии с трактом 50 Ом

$$f_3 = |\max U(V1) - 2\max U(V2)|, \quad (6)$$

$$K_3 = \max U(V1). \quad (7)$$

Оптимизация проводится в 2 набора параметров, где первый набор параметров: s – от 200 до 2000 мкм, w – от 200 до 2000 мкм; второй набор параметров: s – от 200 до 2000 мкм, w – от 200 до 2000 мкм, w_0 – от 200 до 2000 мкм.

Заданы следующие параметры ГА: число особей – 40, число поколений – 150, коэффициент мутации – 0,1, коэффициент кроссовера – 0,5. При данном числе особей и поколений максимальное расхождение целевой функции составляет 0,16%.

Результаты

Для каждого набора параметров проведено пять запусков ГА и выбран лучший результат. Результаты оптимизации по первому и второму набору параметров сведены в табл. 1 и 2 соответственно. Для каждого набора представлены следующие значения: максимальное выходное напряжение, среднеарифметическое значение элементов матрицы характеристического импеданса по главной диагонали, ослабление по напряжению, разность максимальной и минимальной погонных задержек, умноженных на l .

На рис. 4 представлены формы тока на выходе исходной и оптимизируемых конфигураций четырехслойного 3-С МФ при $l = 4$ м, а также зависимость I_{\max} от l .

Таблица 1

Результаты оптимизации по s, w						
№	s , МКМ	w , МКМ	Z , Ом	U_{\max} , В	I_{\max} , А	$ \tau_{\max} - \tau_{\min} $, нс
1	245	681	50,41	229,84	4,55	5,59
2	231	671	50,44	229,61	4,55	5,65
3	245	677	50,61	229,80	4,54	5,60
4	215	658	50,54	229,31	4,53	5,75
5	203	649	50,59	229,07	4,52	5,80

Таблица 2

Результаты оптимизации по s, w, w_0							
№	s , МКМ	w , МКМ	w_0 , МКМ	Z , Ом	U_{\max} , В	I_{\max} , А	$ \tau_{\max} - \tau_{\min} $, нс
1	486	726	901	50,07	232,12	4,63	4,36
2	368	517	928	50,34	231,14	4,59	4,29
3	374	788	771	49,82	231,19	4,64	5,02
4	435	867	787	50,11	230,25	4,61	4,89
5	305	829	685	49,91	232,59	4,64	5,51

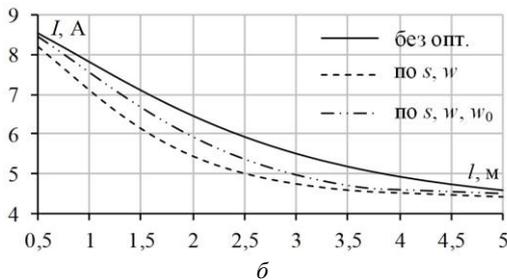
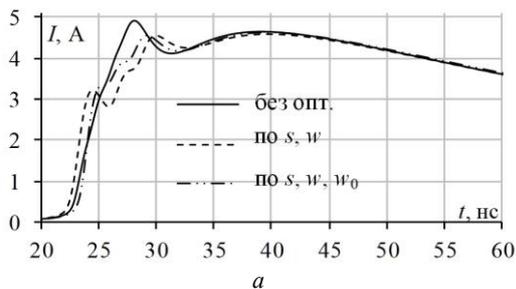


Рис. 4. Формы тока на выходе исходной и оптимизированных конфигураций МФ при $l = 4$ м (а), а также зависимость I_{\max} от l (б)

В табл. 3 для каждого набора параметров представлена длина, достаточная для подавления пика ЭСР. Из результатов видно, что оптимизированные конфигурации обеспечивают разложение пикового выброса ЭСР при меньшей длине в сравнении с исходной конфигурацией. Так, при $l = 2,5$ м I_{\max} не превышает 5 А для конфигурации, оптимизированной по s и w . При этом аналогичный результат исходная конфигурация показывает лишь при $l = 3,9$ м.

Таблица 3

Длина МФ, для подавления пикового выброса ЭСР				
Вид опт.	l , м	U_{\max} , В	I_{\max} , А	$ \tau_{\max} - \tau_{\min} $, нс/м
По s, w	2,75	245,2	4,86	3,99
По s, w, w_0	3,25	242,4	4,81	3,48

Заключение

Таким образом, в работе выполнена многокритериальная оптимизация параметров четырехслойного зеркально-симметричного МФ по критериям:

разложения ЭСР, согласования волнового сопротивления, выравнивания интервалов между импульсами разложения. В ходе исследования выяснено, что в таких МФ с допустимыми размерами есть возможность разложить только пиковый выброс ЭСР. Для оптимизации без изменения материалов диэлектриков минимальная длина, достаточная для разложения пикового выброса ЭСР, составляет 2,75 м (соответствует оптимизации по s, w). В дальнейшем, после проведения многокритериальной оптимизации с большим количеством оптимизируемых параметров, планируется провести электродинамическое моделирование, изготовление прототипа 3-С МФ, а также экспериментальные исследования во временной и частотной областях.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 20-37-90098.

Литература

- Кечиев Л.Н. Проектирование печатных плат для цифровой быстродействующей аппаратуры. – М.: ООО «Группа ИДТ», 2007. – 616 с.
- Газизов Т.Р. Электромагнитная совместимость и безопасность радиоэлектронной аппаратуры: учеб. пособие. – ТМЛ-Пресс, 2007. – 256 с.
- Гизатуллин З.М. Электромагнитная совместимость электронных средств при воздействии электростатического разряда: учеб. пособие / З.М. Гизатуллин, С.Ф. Черемонцев. – Казань: Изд-во КГУ, 2006. – 102 с.
- Gazizov A.T. Measurement and simulation of time response of printed modal filters with broad-side coupling / A.T. Gazizov, A.M. Zabolotskii, T.R. Gazizov // Journal of Communications Technology and Electronics. – 2018. – Vol. 63, № 3. – P. 270–276.
- Белюсов А.О., Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М. Многопроводная микрополосковая линия как модальный фильтр для защиты от сверхкоротких импульсов // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 3 (37).
- Жечев Е.С., Черникова Е.Б., Белюсов А.О., Газизов Т.Р. Экспериментальные исследования зеркально-симметричного модального фильтра во временной и частотной областях // Системы управления, связи и безопасности. – 2019. – № 2.
- Жечев Е.С. Влияние перемычек в опорном проводнике на характеристики зеркально-симметричного модального фильтра // Сб. избр. статей научной сессии ТУСУР. – 2019. – Т. 1, № 1-1. – С. 279–281.
- Zhechev Y.S., Chernikova E.B., Belousov A.O. Research of the New Structure of Reflection Symmetric Modal Filter // 2019 20-th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). – IEEE, 2019. – P. 108–112.
- Синельников А.А., Чуб А.В., Жечев Е.С. Квазистатическое моделирование четырехслойного зеркально-симметричного модального фильтра при изменении граничных условий на концах пассивных проводников // Сб. избр. статей научной сессии ТУСУР. – 2019. – Т. 1, № 1-1. – С. 266–269.
- Kuksenko S.P. Preliminary results of TUSUR University project for design of spacecraft power distribution network: EMC simulation // IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering. – Vol. 560, № 012110. – P. 1–7.
- Orlov P.E. Quasistatic and electromagnetic simulation of interconnects of printed circuit boards with modal res-

ervation / P.E. Orlov, E.N. Buichkin // 18th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices. – Erlagol, Altai, June 29–July 3. – 2017. – P. 54–58.

12. Черникова Е.Б., Белоусов А.О., Заболоцкий А.М. Параметрическая оптимизация зеркально-симметричных полосковых модальных фильтров по двум критериям // Матер. Всерос. науч.-техн. конф. «Современные проблемы радиоэлектроники». – Красноярск. – 2017. – С. 4–5.

13. Belousov A.O., Gazizov T.R. Systematic approach to optimization for protection against intentional ultrashort pulses based on multiconductor modal filters // Complexity. – 2018. – Vol. 2018.

14. IEC 61000-4 2003. Electromagnetic Compatibility (EMC). – Part 4: Testing and measurement techniques. – Section 2: Electrostatic discharge immunity test.

15. Gazizov A.T. UWB pulse decomposition in simple printed structures / A.T. Gazizov, A.M. Zabolotsky, T.R. Gazizov // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2016. – Vol. 58, № 4. – P. 1136–1142.

16. Белоусов А.О., Черникова Е.Б., Заболоцкий А.М. Трехкритериальная оптимизация как ресурс для совершенствования зеркально-симметричного модального фильтра // Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири (СИБРЕСУРС-23–2017). – 2017. – С. 150–154.

Иванцов Илья Александрович

Магистрант каф. ТУ ТУСУРа

Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050

Тел.: +7-913-846-27-45

Эл. почта: wertygo123@outlook.com

Жечев Евгений Сергеевич

Аспирант каф. ТУ ТУСУРа

Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050

ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-4469-7033>

Эл. почта: zhechev75@gmail.com

УДК 621.372.2

З.М. Кенжегулова, Р.С. Суровцев

Аналитические модели для вычисления временного отклика витка меандровой линии с асимметричным поперечным сечением

Выполнена разработка аналитических моделей для определения отклика на импульсное воздействие в одном витке меандровой линии с асимметричным поперечным сечением и асимметричными окончаниями. Выполнено тестирование полученных аналитических моделей с помощью квазистатического моделирования. Продемонстрировано полное совпадение полученных результатов.

Ключевые слова: сверхкороткий импульс, меандровая линия, синфазная и дифференциальная моды.

Одной из важных задач при проектировании радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) является ее защита от опасных электромагнитных воздействий (ЭМВ) самой разнообразной природы. Среди них особую опасность представляет воздействие сверхкоротким импульсом (СКИ). Его опасность заключается в широком спектре, благодаря которому СКИ может проникать внутрь устройств через щели корпуса и за счет высокой мощности выводить чувствительные цепи из строя. За время действия СКИ его энергия не успевает передаться окружающим элементам, а более высокая плотность энергии, чем при стационарном воздействии, способствует более существенному дефектообразованию в чувствительных зонах выделения тепла [1].

Традиционными подходами не всегда удается обеспечить должную защиту от воздействия СКИ из-за ряда факторов: недостаточное быстродействие, пробой при высоких напряжениях, паразитные параметры и др. Следовательно, разработка новых устройств защиты является актуальной. В этой связи предложены устройства защиты от СКИ на основе меандровых линий [2]. Выявлено, что модальные искажения сигнала, возникающие из-за различия скоростей распространения мод в витке меандровой линии, позволяют ослабить амплитуду СКИ во временной области. Защита в таком случае достигается путем разложения СКИ на последовательность импульсов с меньшей амплитудой.

Анализ меандровых линий, как и любых полосковых устройств, предполагает моделирование на основе численных методов [3, 4]. Например, в [2] анализ выполнен в частотной области на основе алгоритмических моделей. Заметим, что даже если исследуемая конфигурация проста, моделирование может оказаться весьма затратным. Однако для ряда частных случаев в аналитическом виде могут быть получены модели, позволяющие дать простую оценку форм и амплитуд компонент выходного сигнала.

Меандровую линию можно представить в виде последовательного соединения отдельных витков на основе пар связанных линий, поэтому для оценки формы и амплитуды сигнала в меандровой линии полезны аналитические модели во временной области, которые разработаны для пары связанных линий. Примечательными являются подходы из работ

[5, 6]. Кроме того, получены модели для вычисления отклика в витке симметричной меандровой линии [7]. Однако для линий с асимметричным поперечным сечением такие модели авторам неизвестны. Поэтому цель работы – получить в аналитическом виде модели для вычисления временного отклика витка меандровой линии с асимметричным поперечным сечением. Для этого нужно получить модели в виде аналитических выражений, выполнить проверку, проанализировать результаты.

Вывод моделей

Меандровые линии являются частным случаем пары связанных линий передачи, закороченных на дальнем конце. Поэтому для разработки моделей вычисления отклика в меандровой линии с асимметричным поперечным сечением может быть использован подход, детально описанный в [5]. Он основан на аналитическом представлении импульса в любой точке вдоль длины линии передачи в виде напряжений и набора коэффициентов отражения для каждой моды. Последние характеризуют отражения сигнала от неоднородностей (в местах соединения витка с сопротивлениями генератора и нагрузки).

Для ясности рассмотрим схему соединения одного витка меандровой линии (рис. 1). Он состоит из двух параллельных сигнальных проводников (длиной l), соединенных между собой на одном конце. Один проводник на другом конце соединен с источником ЭДС (V_S) с внутренним сопротивлением в виде R_{S1} , а второй соединен с нагрузкой в виде R_{S2} .

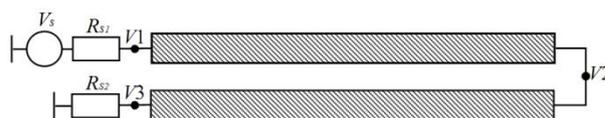


Рис. 1. Схема соединений одного витка меандровой линии

Матрицы модальных напряжений и модальных импедансов в начале (V_{Sm} и R_{Sm}) и в конце (V_{Lm} и R_{Lm}) линии определяются выражениями [5]

$$V_{Sm} = T_V^{-1} V_S, \quad V_{Lm} = T_V^{-1} V_L,$$

$$R_{Sm} = T_V^{-1} R_S T_I, \quad R_{Lm} = T_V^{-1} R_L T_I,$$

где V_S , V_L – матрицы независимых источников напряжения; R_S , R_L – матрицы импедансов на концах линии; T_V , T_I – матрицы преобразования мод,

определяемые через собственные векторы матриц $\mathbf{L}\mathbf{C}$ и $\mathbf{C}\mathbf{L}$ соответственно в случае неоднородного диэлектрического заполнения.

Вектор источников изначально падающих мод определяется по выражению [5]

$$\mathbf{V}_{0m} = (\mathbf{E} + \mathbf{R}_{Sm}\mathbf{Z}_{cm}^{-1})^{-1} \mathbf{V}_{Sm},$$

где \mathbf{E} – единичная матрица; \mathbf{Z}_{cm} – матрица характеристических импедансов мод, коэффициенты которой определялись как [5]

$$\mathbf{Z}_{cmi} = \sqrt{\frac{L_{mi}}{C_{mi}}}, \quad i = 1, 2, \dots, n,$$

где L_{mi} и C_{mi} – элементы диагонализированных матриц погонных коэффициентов электромагнитной и электростатической индукции соответственно.

Матрица коэффициентов отражения мод [5] определяется по выражению

$$\mathbf{\Gamma}_{vm} = (\mathbf{R}_{vm}\mathbf{Z}_{cm}^{-1} + \mathbf{E})^{-1} (\mathbf{R}_{vm}\mathbf{Z}_{cm}^{-1} - \mathbf{E}).$$

Тогда компоненты отклика для синфазной и дифференциальной составляющих в начале линии (индексы «с» и «d» далее введены для синфазной и дифференциальной составляющих соответственно) определяются по выражениям [5]

$$\begin{aligned} V_c(0,t) &= V_{0c} + \Gamma_{Lcc}(1 + \Gamma_{Scc})V_{0c}(t - 2Tc) + \\ &+ \Gamma_{Ldc}\Gamma_{Scd}V_{0c}(t - (Tc + Td)) + \Gamma_{Lcd}(1 + \Gamma_{Scc}) \times \\ &\times V_{0d}(t - (Tc + Td)) + \Gamma_{Ldd}\Gamma_{Scd}V_{0d}(t - 2Td), \\ V_d(0,t) &= V_{0d} + \Gamma_{Ldd}(1 + \Gamma_{Sdd})V_{0d}(t - 2Td) + \\ &+ \Gamma_{Lcd}\Gamma_{Sdc}V_{0d}(t - (Tc + Td)) + \Gamma_{Ldc}(1 + \Gamma_{Sdd}) \times \\ &\times V_{0c}(t - (Tc + Td)) + \Gamma_{Lcc}\Gamma_{Sdc}V_{0c}(t - 2Tc), \end{aligned} \quad (1)$$

а в конце связанной линии по выражениям

$$\begin{aligned} V_c(l,t) &= (1 + \Gamma_{Lcc})V_{0c}(t - Tc) + \Gamma_{Lcd}V_{0d}(t - Td), \\ V_d(l,t) &= (1 + \Gamma_{Ldd})V_{0d}(t - Td) + \Gamma_{Ldc}V_{0c}(t - Tc), \end{aligned} \quad (2)$$

где T_c и T_d – время распространения каждой моды вдоль проводника; \mathbf{V}_{0c} , и \mathbf{V}_{0d} – векторы источников модальных напряжений; Γ_S и Γ_L – соответствующие коэффициенты матриц отражения в начале и конце линии для синфазной и дифференциальной составляющей.

Как уже было отмечено, выражения для компонент отклика связанной линии могут быть применены к витку меандровой линии. Для этого необходимо задать значения импедансов на конце линии (на стыке полувитков) для синфазной моды $R_{Lc} = \infty$, что соответствует режиму короткого замыкания (коэффициент отражения $\Gamma_{Lcc} = 1$), а для дифференциальной моды – $R_{Ld} = 0$, что соответствует режиму холостого хода (коэффициент отражения $\Gamma_{Ldd} = -1$).

В результате, используя матрицу \mathbf{T}_V и выражения (1), (2) получим выражения для расчета временного отклика на входе ($V_1(t)$), стыке ($V_2(t)$) и выходе ($V_3(t)$) витка меандровой линии с асимметричным поперечным сечением (нижние индексы при V соответствуют узлам на схеме рис. 1)

$$V_1(t) = T_{v0,0} \cdot V_c(0,t) + T_{v0,1} \cdot V_d(0,t),$$

$$V_2(t) = T_{v0,0} \cdot V_c(l,t) + T_{v0,1} \cdot V_d(l,t),$$

$$V_3(t) = T_{v1,0} \cdot V_c(0,t) + T_{v1,1} \cdot V_d(0,t). \quad (3)$$

Проверка корректности моделей

Далее для проверки разработанных выражений выполнено моделирование в системе TALGAT [8].

Вид поперечного сечения исследуемой линии приведен на рис. 2. Параметры поперечного сечения следующие: ширина первого и второго сигнальных проводников $w_1 = 850$ мкм и $w_2 = 1700$ мкм, толщина фольги $t = 35$ мкм, толщина основы $h = 500$ мкм, расстояние между проводниками $s = 200$ мкм.

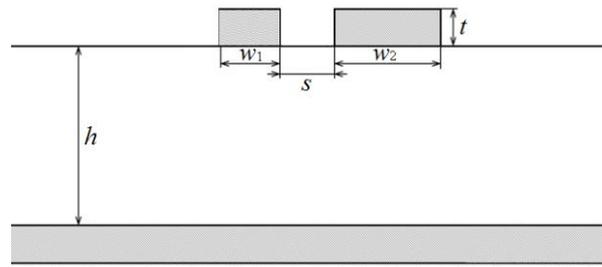


Рис. 2. Поперечное сечение исследуемого витка

В качестве воздействия принят трапециевидный импульс с ЭДС 1 В и длительностью 50 пс. Длина полувитка выбрана $l=0,3$ м.

Вычисленные матрицы \mathbf{C} и \mathbf{L} линии:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 122,398 & -24,3602 \\ -24,3602 & 193,433 \end{bmatrix}, \text{ пФ/м,}$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 295,526 & 65,3462 \\ 65,3462 & 205,105 \end{bmatrix}, \text{ нГн/м.}$$

Примечательно, что выражения (3) могут быть применены даже в случае асимметрии окончаний на концах витка. Поэтому сопротивления в качестве окончаний выбраны в трех вариантах: $R_{S1} = 50$ Ом, $R_{S2} = 75$ Ом; $R_{S1} = 75$ Ом, $R_{S2} = 100$ Ом; $R_{S1} = 50$ Ом, $R_{S2} = 100$ Ом.

Формы напряжений в начале и на стыке витка, вычисленные по (3) и полученные в системе TALGAT, приведены на рис. 3–5. Откуда видно, что амплитуды и формы сигналов в начале и на стыке витка, полученные в TALGAT и по моделям (3), полностью совпадают.

Формы сигналов в конце витка, вычисленные по (3) и полученные в системе TALGAT, приведены на рис. 6–8. Откуда видно, что амплитуды и формы сигнала в конце витка, полученные в TALGAT и по (3), полностью совпадают. Так, в конце линии наблюдается последовательность из четырех основных импульсов: перекрестной наводки (далее – U_1), импульса нечетной моды (U_2), дополнительного импульса (U_4) и импульса четной моды (U_3). Время прихода дополнительного импульса определяется как полусумма задержек импульсов нечетной и четной мод линии. Результаты значений амплитуды импульсов в конце витка, полученные при разных окончаниях, сведены в таблицу.

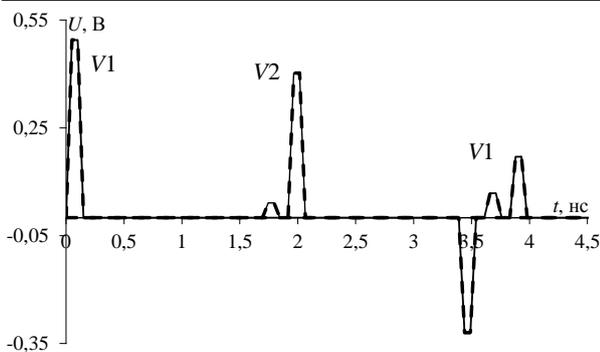


Рис. 3. Формы напряжений в начале (V_1) и на стыке (V_2) витка меандровой линии с асимметричным поперечным сечением, полученные в TALGAT (---) и по (3) (—) при $R_{S1}=50$ Ом, $R_{S2}=75$ Ом

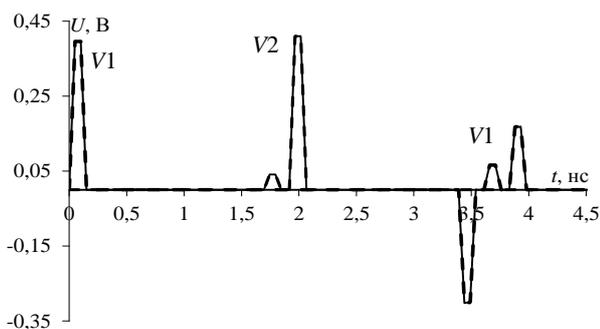


Рис. 4. Формы напряжений в начале (V_1) и на стыке (V_2) витка меандровой линии с асимметричным поперечным сечением, полученные в TALGAT (---) и по (3) (—) при $R_{S1}=75$ Ом, $R_{S2}=100$ Ом

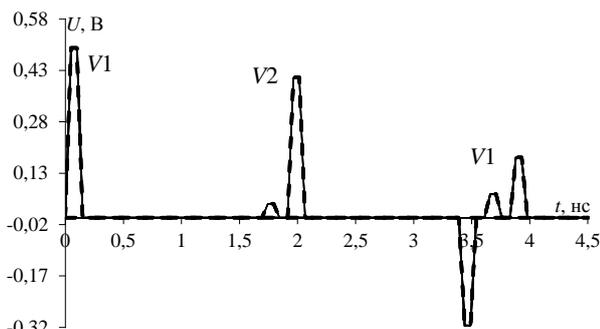


Рис. 5. Формы напряжений в начале (V_1) и на стыке (V_2) витка меандровой линии с асимметричным поперечным сечением, полученные в TALGAT (---) и по (3) (—) при $R_{S1}=50$ Ом, $R_{S2}=100$ Ом

Амплитуды импульсов на выходе витка

Сопротивления, Ом	U_1 , В	U_2 , В	U_3 , В	U_4 , В
$R_{S1}=50, R_{S2}=75$	0,06	0,243	0,268	0,023
$R_{S1}=75, R_{S2}=100$	0,046	0,201	0,24	0,018
$R_{S1}=50, R_{S2}=100$	0,065	0,261	0,295	0,024

Из таблицы видно, что амплитуды меняются в зависимости от изменения условий согласования на стыке линии с окончанием. Максимальное значение амплитуды импульсов наблюдается при условии $R_{S1}=50$ Ом, $R_{S2}=100$ Ом.

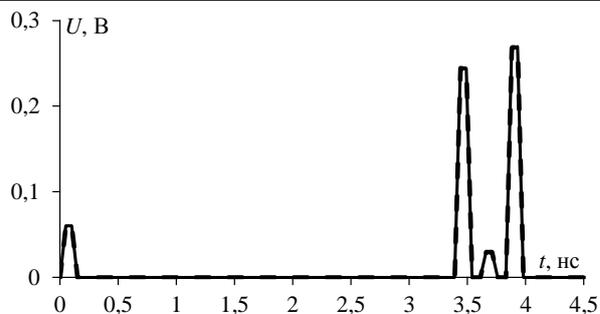


Рис. 6. Форма напряжения в конце витка (V_3) меандровой линии с асимметричным поперечным сечением, полученная в TALGAT (---) и по (3) (—) при $R_{S1}=50$ Ом, $R_{S2}=75$ Ом

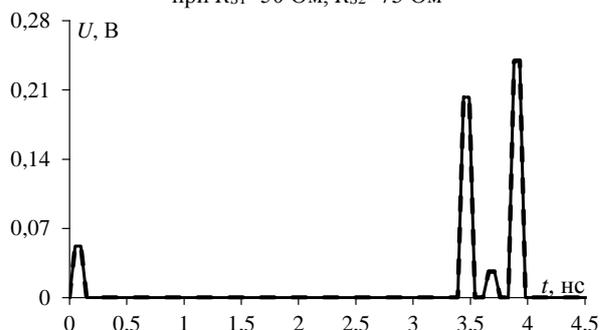


Рис. 7. Форма напряжения в конце витка (V_3) меандровой линии с асимметричным поперечным сечением, полученная в TALGAT (---) и по (3) (—) при $R_{S1}=75$ Ом, $R_{S2}=100$ Ом

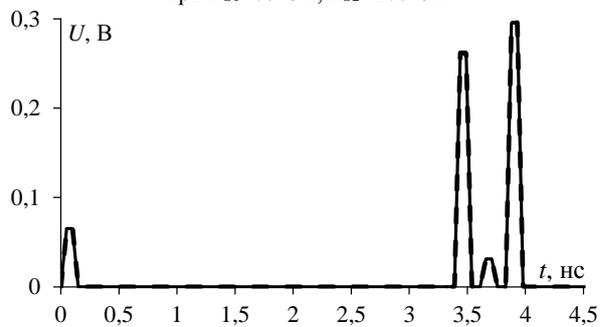


Рис. 8. Форма напряжения в конце витка (V_3) меандровой линии с асимметричным поперечным сечением, полученная в TALGAT (---) и по (3) (—) при $R_{S1}=50$ Ом, $R_{S2}=100$ Ом

Заключение

В работе выполнена разработка аналитических моделей для определения отклика на импульсное воздействие в одном витке меандровой линии с асимметричным поперечным сечением и асимметричными окончаниями. Выполнена проверка полученных моделей за счет квазистатического моделирования в TALGAT. Сравнение форм и амплитуд сигнала в конце витка показало их полное совпадение. Это доказывает корректность полученных моделей.

Исследование поддержано Министерством науки и высшего образования (проект FEWM-2020-0041).

Литература

1. Егоров А.Б., Сотников А.М., Рыбалко И.Ф. Воздействие мощного электромагнитного излучения на ра-

диоэлектронные средства // Сб. науч. трудов ДонИЖТ. – 2012. – № 29. – С. 49–54.

2. Surovtsev R.S. Possibility of protection against uwb pulses based on a turn of a meander microstrip line / R.S. Surovtsev, A.V. Nosov, A.M. Zabolotsky // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2017. – Vol. 58, No. 6. – P. 1864–1871.

3. Ramahi O.M., Archambeault B. Full-wave analysis of delay lines // Proc. of EMC Zurich. – 2001. – P. 537–539.

4. Bhobe A.U., Lolloway C., Picket-May M. Meander delay line challenge problems: a comparison using FDTD, FEM and MoM // Int. Symposium on EMC. – 2001. – P. 805–810.

5. Park S.W. Analytical approach for crosstalk characterization of multiconductor transmission lines using mode decomposition technique in the time domain / S.W. Park, F. Xiao, Y. Kami // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2010. – Vol. 52. – P. 436–446.

6. You H. Crosstalk analysis of interconnection lines and Packages in High-speed integrated circuit s/ H. You, M. Soma // IEEE Transactions on Circuits and Systems. – 1990. – Vol. 37. – P. 1019–1026.

7. Сердюк Е.А. Аналитические математические модели для вычисления временного отклика в витке меандровой линии / Е.А. Сердюк, Р.С. Суровцев, А.В. Носов, Т.Р. Газизов // Матер. докл. междунар. науч.-практ. конф.

«Электронные средства и системы управления». – Томск, 2019. – С. 49–52.

8. Куксенко С.П. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 2(36). – С. 45–50.

Кенжегулова Зарина Муратбековна

Аспирант каф. телевидения и управления (ТУ)
Томского государственного университета
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-952-896-31-02
Эл. почта: zarina.kenzhegulova@mail.ru

Суровцев Роман Сергеевич

Канд. техн. наук, доцент каф. ТУ ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-913-858-16-12
Эл. почта: surovtssevrs@gmail.co

УДК 621.371.32

Р.Р. Хажибеков, М.Е. Комнатнов

Моделирование спиральной в поперечном сечении силовой шины электропитания при двух положениях электропроводящих пластин

Представлены результаты моделирования силовых шин электропитания (СШЭП) со спиральным поперечным сечением без сдвига и со сдвигом их электропроводящих пластин, образующим в поперечном сечении поворот на 180° одной пластины относительно другой. Получены результаты квазистатического анализа, которые показали преимущества СШЭП, а именно малую погонную индуктивность и большую погонную емкость. Рассмотрено влияние количества витков, толщины и свойств изолятора, а также толщины электропроводящих пластин на характеристики СШЭП. Используя электродинамическое моделирование, представлены частотные зависимости модуля коэффициента передачи, которые показали преимущества использования спиральных СШЭП при сдвиге электропроводящих пластин и без него.

Ключевые слова: силовая шина электропитания, линия передачи, помехозащита.

Силовые шины электропитания (СШЭП) используются для передачи электроэнергии от источника к потребителю в различных типах электронного оборудования. В основном СШЭП устанавливают в местах протекания тока высоких амплитуд, для которого не подходят другие токопроводящие методы, как, например, использование печатных проводников или обычных проводов, которые во время эксплуатации могут нагреваться до высоких температур [1, 2]. Одним из основных преимуществ использования СШЭП является снижение значений паразитных параметров, которые оказывают непосредственное влияние на амплитуды синфазной и дифференциальной помех, неучёт которых может привести к нестабильной работе активных элементов из-за перенапряжения, падения напряжения, дисбаланса токов, резонанса в конденсаторах [3, 4].

В работе [5] предложена конструкция СШЭП, полученная в результате сворачивания двух электропроводящих пластин. Сворачивание пластин позволяет получить компактную конструкцию СШЭП с малой погонной индуктивностью и высокой погонной ёмкостью. Уменьшение индуктивности достигается за счет взаимных магнитных полей, создаваемых при протекании тока по двум свёрнутым электропроводящим пластинам. Также в [5] показано повышенное затухание в диапазонах высоких и сверхвысоких частот при начальном сдвиге одной пластины относительно другой таким образом, что в поперечном сечении поворот пластин равен 180° . Детальное исследование подобного эффекта в работе [5] не рассмотрено.

Целью данной работы является моделирование спиральной в поперечном сечении СШЭП без сдвига и со сдвигом электропроводящих пластин, образующим поворот одной пластины относительно другой на 180° .

Геометрическая модель

В работе исследуются конструкции с количеством витков N от 1 до 8. Рассматриваются поперечные сечения без сдвига (рис. 1, а, б) и со сдвигом (см. рис. 1, в, г) электропроводящих пластин. Для простоты моделирования и уменьшения вычисли-

тельных затрат, электропроводящие пластины полагаются бесконечно тонкими. Начальный радиус r равен 3 мм и не изменялся.

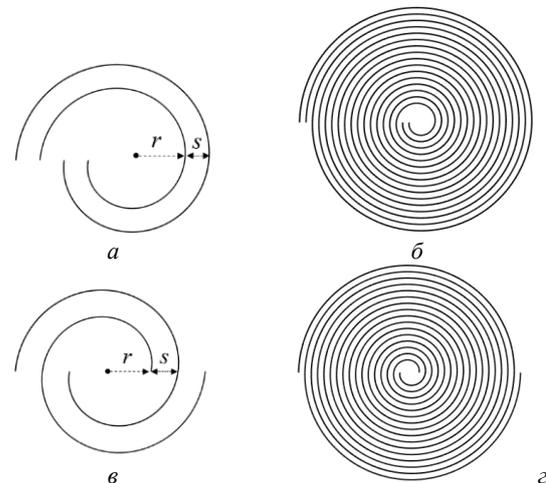


Рис. 1. Поперечные сечения спиральной СШЭП без сдвига (а, б) и со сдвигом (в, г) электропроводящих пластин при $N = 1$ (а, в) и $N = 8$ (б, г)

Учитывались внешняя изоляция и изоляция между пластинами. В качестве изоляции при моделировании использовались следующие диэлектрики: воздух ($\epsilon_r = 1$), полиамид ($\epsilon_r = 3$), жидкий теплопроводящий компаунд ($\epsilon_r = 6,5$) и титанат бария ($\epsilon_r = 1000$). Предполагается, что при высоком значении ϵ_r значение погонной электрической емкости будет достаточно высоким, что позволит получить низкую частоту среза и возможность подавления нежелательных помех в СШЭП без использования дополнительных помехозащитных устройств.

Вычисление погонных емкости и индуктивности при изменении количества витков

С помощью ПО TALGAT вычислены погонные емкости (C), индуктивности (L), а также волновые сопротивления (Z_0) при количестве витков $N = 1 \div 8$. Значения C для конструкции без сдвига и со сдвигом электропроводящих пластин приведены на рис. 2.

Из рис. 2, а следует, что C увеличивается прямо пропорционально увеличению ϵ_r , как и в случае с

плоским конденсатором. Например, при использовании титаната бария в качестве изолятора погонная C достигает 12,1 мкФ/м, тогда, как при воздушном заполнении максимальное значение C – 12,1 нФ/м. Также результаты вычислений показали, что при сдвиге электропроводящих пластин (см. рис. 2, б) значение C изменяется незначительно (различие не более 3,3%).

Вычислены значения L при увеличении N для электропроводящих пластин без и со сдвигом (рис. 3). Видно, что L уменьшается при увеличении N . Значения L для обоих сечений близки и отличаются не более чем на 2,7%.

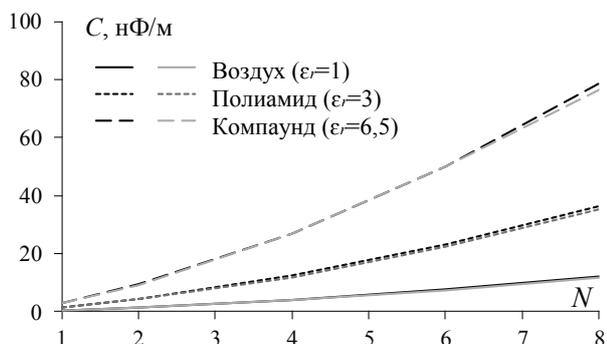


Рис. 2. Зависимости C от N для спиральной СШЭП без сдвига (черные линии) и со сдвигом (серые линии) электропроводящих пластин при разных материалах диэлектрика

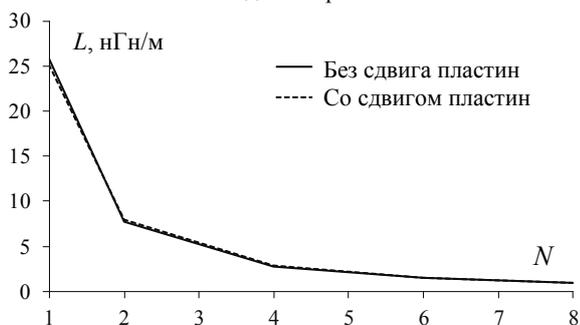


Рис. 3. Значения погонной L в зависимости от N спиральной СШЭП для электропроводящих пластин без и со сдвигом

Вычислены зависимости волнового сопротивления Z_v от количества витков N (рис. 4) из которых видно, что Z_v уменьшается при увеличении N .

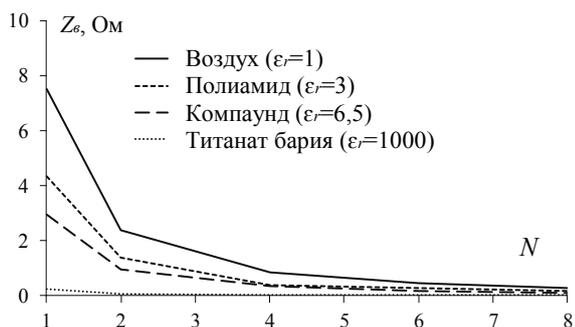


Рис. 4. Зависимости Z_v от количества витков N спиральной СШЭП со сдвигом электропроводящих пластин

В случае при $N = 8$ Z_v не превышает 280 мОм при обоих типах расположения электропроводящих пластин. При использовании изолятора с $\epsilon_r = 1000$ и количестве витков $N = 8$ величина Z_v составляет 9 мОм.

Влияние толщины изолятора на погонные параметры

Представленные выше исследования показали, что наибольшую погонную C и наименьшее Z_v обеспечивает использование в спиральных СШЭП титаната бария в качестве диэлектрика. Однако этот материал является дорогостоящим и имеет форму порошка, что может затруднить изготовление лабораторных макетов спиральных СШЭП. В связи с этим первые лабораторные макеты предполагается изготовить с использованием компаунда, который обеспечит простоту изготовления и высокую прочность конструкции. Таким образом, для дальнейших исследований выбран материал компаунд ($\epsilon_r = 6,5$).

Исследовано влияние толщины диэлектрика s на погонные параметры спиральных СШЭП. Результаты вычисления параметров для конструкции спиральной СШЭП с внешним диаметром D без сдвига и со сдвигом электропроводящих пластин представлены в табл. 1. При вычислении использовались следующие параметры: $r = 3$ мм, $N = 4$, $\epsilon_r = 6,5$.

Таблица 1
Вычисленные параметры спиральной СШЭП без сдвига (1) и со сдвигом (2) электропроводящих пластин с разной толщиной изолятора

s , мм	Вид	Параметр			
		C , нФ/м	L , нГн/м	Z_v , Ом	D , мм
0,1	1	87,38	0,83	0,09	1,6
	2	86,48	0,84	0,1	
0,5	1	26,67	2,71	0,32	8
	2	25,69	2,81	0,33	
1	1	19,08	3,79	0,45	16
	2	18,04	4,0	0,47	
2	1	15,29	4,73	0,56	32
	2	14,24	5,08	0,6	

Из табл. 1 видно, что с увеличением s все характеристики СШЭП ухудшаются, а именно: уменьшается C , увеличиваются L , Z_v и внешний диаметр D СШЭП. Поэтому целесообразно выбрать минимальное s , что обеспечит наилучшие характеристики СШЭП. При этом для компаунда толщиной 0,1 мм напряжение пробоя составляет несколько кВ [6]. Поэтому необходимо тщательно выбирать величину s , учитывая электрическую прочность материала при обеспечении наилучших значений L и C . Что касается сдвига, то он ухудшает характеристики, но незначительно.

Спиральные СШЭП с конечной толщиной электропроводящей пластины

Выполнено исследование влияния толщины (t) электропроводящей пластины на погонные параметры спиральных СШЭП. Поперечное сечение конструкций СШЭП с конечной толщиной пластин представлено на рис. 5.

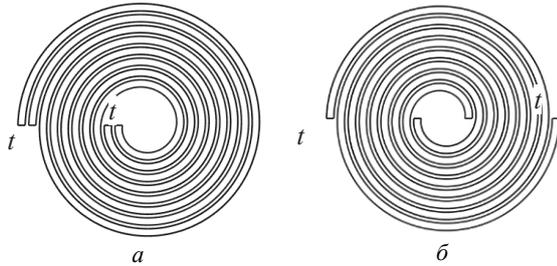


Рис. 5. Поперечные сечения спиральной СШЭП без сдвига (а) и со сдвигом (б) электропроводящих пластин конечной толщины

Результаты вычисления L и C спиральной СШЭП без сдвига и со сдвигом электропроводящих пластин при $t = 0,1, 1$ и 3 мм представлены в табл. 2. При вычислении использовались следующие параметры: $r = 3$ мм, $s = 0,5$ мм, $N = 4$, $\epsilon_r = 6,5$.

Таблица 2
Вычисленные параметры спиральной СШЭП без сдвига (1) и со сдвигом (2) электропроводящих пластин с толщиной t

t , мм	Вид	Параметр			
		C , нФ/м	L , нГн/м	Z_0 , Ом	D , мм
0,1	1	22,78	2,47	0,33	15,8
	2	16,78	2,58	0,4	
1	1	40,98	1,38	0,18	32
	2	28,12	1,48	0,23	
3	1	80,48	0,7	0,09	68
	2	54,73	0,76	0,12	

Из табл. 2 видно, что параметры значительно отличаются от исследуемых поперечных сечений. Так, значения C отличаются на 26,3% при $t = 0,1$ мм, на 31,4% при $t = 1$ мм и на 32% при $t = 3$ мм. Также результаты вычислений показали, что увеличение t позволяет увеличить C и уменьшить L . При этом видно, что увеличение N более эффективно увеличивает C и уменьшает L , чем увеличение t .

В то же время необходимо учитывать максимальную силу тока, протекающего в СШЭП, во избежание перегрева пластин. Приближённая оценка максимальной силы тока в СШЭП может быть вычислена в соответствии с ГОСТ В 23584-79 и ECSS-Q-ST-30-11С как

$$I_{\max} = 8,95 \cdot 2\pi t \sum_{i=1}^N r + (i+1)(s+t), \quad (1)$$

$$I_{\max} = 12,1 \cdot 2\pi t \sum_{i=1}^N r + (i+1)(s+t). \quad (2)$$

В представленных выше формулах первый множитель (8,95 или 12,1) определяет максимальный ток для проводника сечением 1 мм^2 в соответствии с указанными стандартами, а остальная часть выражения определяет площадь СШЭП в поперечном сечении.

Электродинамический анализ

Результаты квазистатического анализа показали, что сдвиг одной из пластин спиральной СШЭП незначительно влияет на их погонные параметры.

Однако целесообразно выполнить полноволновой анализ исследуемых поперечных сечений. Выполнено вычисление частотных зависимостей $|S_{21}|$ при: $r = 3$ мм, $t = 0,1$ мм, $s = 0,5$ мм, $N = 8$, $\epsilon_r = 6,5$, $l = 100$ мм (рис. 6). Из рис. 6, а видно, что первая частота среза для конструкции без сдвига и со сдвигом электропроводящих пластин равна 8,2 МГц. Из рис. 6, б следует, что на частотах резонанса $|S_{21}|$ выше у СШЭП без сдвига. Поэтому эта конструкция хуже подходит к помехозащитным устройствам и обеспечивает худший коэффициент затухания, чем СШЭП со сдвигом электропроводящих пластин. При этом резонансные частоты у СШЭП без сдвига электропроводящих пластин могут быть в дальнейшем исследованы для передачи сигнала, используя технологию «Power line communication (PLC)».

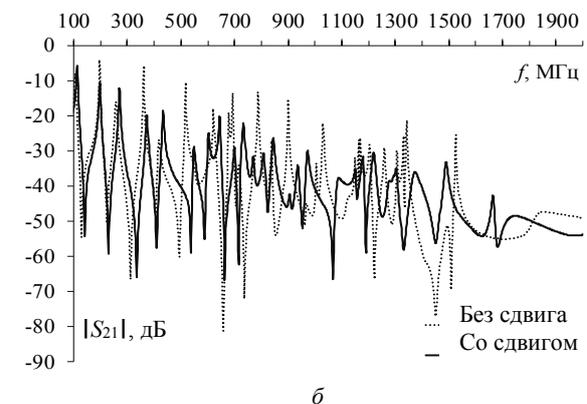
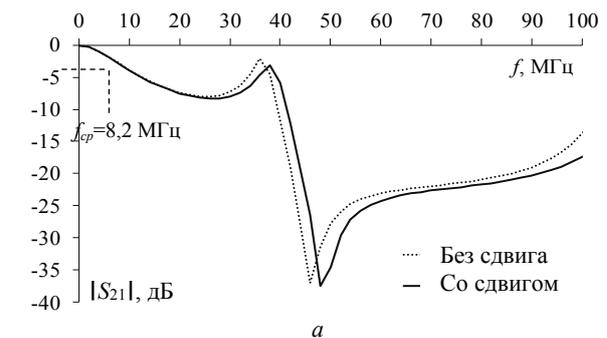


Рис. 6. Частотные зависимости $|S_{21}|$ спиральных СШЭП в диапазоне до 100 МГц (а) и от 100 МГц до 2 ГГц (б)

Заключение

Представлены преимущества СШЭП со спиральным поперечным сечением, которые обеспечивают малые погонную индуктивность и волновое сопротивление, а также большую погонную емкость. Данные преимущества могут позволить в дальнейшем проектировать системы электропитания без дополнительных помехозащитных устройств.

Представлены результаты квазистатического анализа для СШЭП без и со сдвигом электропроводящих пластин, образующих в поперечном сечении поворот на 180° . Из результатов вычислений выявлено, что большое влияние на характеристики спиральных СШЭП оказывают количество витков и зазор между пластинами. При этом количество витков нужно выбирать максимально возможным, а зазор –

минимальным с учётом электрической прочности изолятора.

Представлены результаты электродинамического моделирования конструкции СШЭП длиной 100 мм, из которых видно, что она обеспечивает частоту среза вблизи 8,2 МГц. Таким образом, возможно использовать спиральные СШЭП со сдвигом электропроводящих пластин для передачи постоянного тока и подавления высокочастотных помех в системах электропитания. Конструкцию без сдвига электропроводящих пластин можно использовать для передачи электроэнергии и данных.

Исследование выполнено за счет гранта РФФИ 19-37-51017 «Научное наставничество».

Литература

1. Jodoin R.C. Using busbars for efficient power distribution // Electron. Packaging Prod. – 1993. – No. 33 (2). – P. 46–47.
2. Jones F.D., Schubert P.B. (eds.) Engineering Encyclopedia. – 3rd ed. – New York, Industrial Press, 1963. – 1431 p.
3. Clavel E. Influence of the cabling geometry on paralleled diodes in a high power rectifier / E. Clavel, J. Roudet, J.-L. Schanen, A. Foutanet // IEEE Conf. Record of the Industry Applications Conference. – San Diego, CA, USA. – 6–10 Oct. 1996. – Vol. 2. – P. 993–998.
4. Huiqing W. Electric vehicle drive inverters simulation considering parasitic parameters / W. Huiqing, L. Jun, Z. Xuhui, W. Xuhui // 13th Power Electronics and Motion Control Conference. – 1–3 Sept. 2008. – Poznan, Poland. – P. 417–421.
5. Komnatnov M.E. Electrical modeling of the spiral bus bar / M.E. Komnatnov, T.R. Gazizov // 21st International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). – 29 June – 3 July 2020. – Chemal, Russia. – P. 395–399.
6. Изоляторы элегазовых КРУ. – URL: <https://leg.co.ua/arhiv/podstancii/izolyatory-elegazovyh-kru-21.html> (дата обращения: 01.09.2020).

Хажибеков Роман Русланович

Аспирант каф. ТУ ТУСУРа
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 90-01-45
Эл. почта: r300994@mail.ru

Комнатнов Максим Евгеньевич

Доцент каф. ТУ ТУСУРа, канд. техн. наук
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 90-01-45
Эл. почта: maxmek@mail.ru

УДК 621.396.41

В.П. Костелецкий, Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий

Разработка сильноточного модального фильтра с уменьшенной массой для силовой шины электропитания космического аппарата

Представлены результаты квазистатического моделирования модального фильтра с уменьшенным поперечным сечением проводников, не подвергающихся значительным токовым нагрузкам. Рассмотрены временные характеристики в дифференциальном и синфазном режимах распространения. Показана зависимость коэффициента ослабления от толщины проводников.

Ключевые слова: облегченный, сильноточный, модальный фильтр, дифференциальный режим, синфазный режим, коэффициент ослабления, сверхкороткий импульс, устройство защиты.

Эксплуатация электронного оборудования в условиях космического пространства предъявляет повышенные требования к надежности. Необходимо учитывать следующие факторы: устойчивость к вибрации, перегрузкам, перепаду температур, влажность, стабильность параметров по мере набора суммарной дозы облучения и выживаемость после контакта с тяжелыми заряженными частицами [1]. Одной из актуальных задач является защита от электромагнитных воздействий [2], среди которых весьма опасен сверхкороткий импульс (СКИ), поскольку его спектр перекрывает широкий диапазон частот, вследствие чего СКИ способен преодолевать традиционные средства защиты [3]. Для защиты от СКИ примечателен отдельный вид устройств, в которых используются модальные искажения [4, 5]. Ввиду своих конструктивных особенностей такие устройства являются надежными и имеют небольшую массу, но для космоса они должны быть еще легче.

Цель работы – разработка устройства для защиты от СКИ с уменьшенной массой под номинальный ток 50 А, ослабляющего помехи в дифференциальном и синфазном режимах.

Проектирование защитного устройства

При проектировании за основу взят асимметричный модальный фильтр (МФ) с лицевой связью. Он имеет большую разность задержек мод и меньшую амплитуду импульсов на выходе, чем МФ с боковой связью [6]. В системе токоведущих частей МФ активные проводники, с точки зрения нагрузочной способности по току, являются критическими узлами, это обусловлено конструктивными особенностями и предъявляемыми к такого рода элементам требованиями, которые закладываются при проектировании [7, 8]. В соответствии с ГОСТ В 23584-79 [9] основой для расчета площади поперечного сечения токоведущей жилы является допустимая плотность тока. Токоведущие части МФ, подвергающиеся токовым нагрузкам, рассчитаны на номинальный ток в 50 А.

Конфигурация проводников МФ

Для анализа влияния толщины проводников, не подвергающихся значительным токовым нагрузкам, выполнено моделирование при следующих параметрах поперечного сечения: $w = 10$ мм, $w_1 = 20$ мм, $s = 2$ мм, $t = 1100$ мкм, $t_1 = 35$ мкм, $h = 330$ мкм,

$\epsilon_{r1} = 1$, $\epsilon_{r2} = 4,5$. Длина структуры (l) равна 150 мм. Поперечные сечения структур МФ исходной конфигурации и с уменьшенной массой приведены на рис. 1.

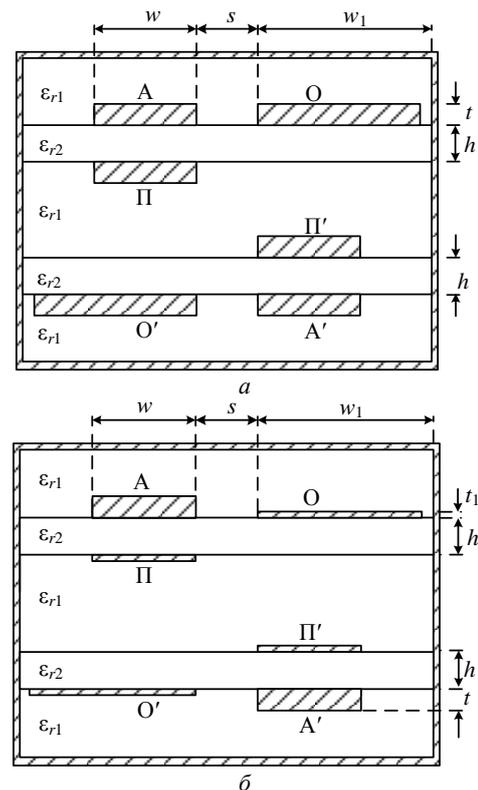


Рис. 1. Поперечные сечения исходного (а) и облегченного (б) МФ

Компьютерное моделирование МФ

Компьютерное моделирование выполнено без учета потерь в проводниках и диэлектриках. Допускалось, что в МФ распространяется только Т-волна. В качестве тестового воздействия использован одиночный импульс с длительностью фронта, спада и плоской вершины по 100 пс. Вычисления матриц коэффициентов электростатической (C) и электромагнитной (L) индукций, а также форм сигналов выполнены в программном обеспечении TALGAT. Использован квазистатический подход, основанный на методе моментов [10]. Для увеличения точности моделирования наиболее значимые участки структу-

ры поперечного сечения МФ поделены на сегменты, размер которых составляет 30 мкм для исходного МФ и 11 мкм для МФ с уменьшенной массой. На рис. 2 представлена схема электрических соединений МФ.

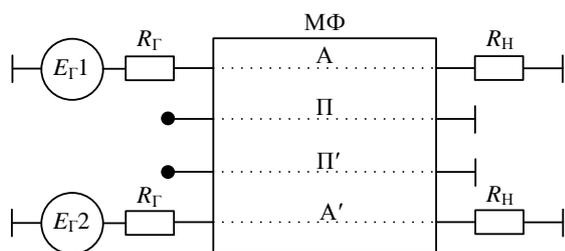


Рис. 2. Схема электрических соединений МФ

Для моделирования дифференциального режима на МФ подаются воздействия с амплитудой ЭДС 0,5 В для $E_{Г1}$ и $-0,5$ В для $E_{Г2}$. Для синфазного режима $E_{Г1} = E_{Г2} = 1$ В. Номиналы сопротивлений $R_{Г}$ и $R_{Н}$ равны 50 Ом.

Расчет массы МФ

Расчет массы МФ осуществлен на основе плотности используемых материалов и параметров поперечного сечения структуры для исходной и для облегченной версий МФ как

$$m_{и} = 4twlp_M + 2t_1lp_M + 2hlp_{FR4}(2w+s+w_1), \quad (1)$$

$$m_{о} = 2twlp_M + 2t_1lp_M + 2t_1lp_M + 2hlp_{FR4}(2w+s+w_1), \quad (2)$$

где p_M и p_{FR4} – плотности меди и стеклотекстолита марки FR4 соответственно. Принято $p_M = 8,92$ г/см³, а для p_{FR4} , находящейся в пределах от 1,6 г/см³ до 1,9 г/см³, использовано среднее значение. Масса МФ составила 125 г для исходного и 39,52 г для облегченного. По результатам расчета массу МФ удалось уменьшить в 3,16 раза.

Результаты моделирования

Формы напряжения на выходе МФ приведены на рис. 3. В дифференциальном режиме максимальная амплитуда импульсов на выходе составила 75 мВ для исходного и 80 мВ для облегченного МФ, а в синфазном – 80 и 82 мВ соответственно. Отметим, что везде максимальная амплитуда определяется четвертым импульсом.

Приведены расчетные матрицы для исходной и облегченной структур МФ:

$$C = \begin{bmatrix} 1,27 & -1,23 & -0,36 \cdot 10^{-4} & -9,77 \cdot 10^{-6} \\ -1,23 & 1,27 & -3,52 \cdot 10^{-4} & -3,6 \cdot 10^{-4} \\ -3,6 \cdot 10^{-4} & -3,52 \cdot 10^{-4} & 1,27 & -1,23 \\ -9,77 \cdot 10^{-6} & -0,36 \cdot 10^{-4} & -1,23 & 1,27 \end{bmatrix}, \text{ нФ/м,}$$

$$L = \begin{bmatrix} 164 & 145 & 9,94 & 9,03 \\ 145 & 162 & 10,9 & 9,94 \\ 9,94 & 10,9 & 162 & 145 \\ 9,03 & 9,94 & 145 & 164 \end{bmatrix}, \text{ нГн/м,}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1,27 & -1,23 & -5,9 \cdot 10^{-4} & -2,2 \cdot 10^{-4} \\ -1,23 & 1,27 & -11,5 \cdot 10^{-4} & -5,9 \cdot 10^{-4} \\ -5,9 \cdot 10^{-4} & -11,5 \cdot 10^{-4} & 1,27 & -1,23 \\ -2,2 \cdot 10^{-4} & -5,9 \cdot 10^{-4} & -1,23 & 1,27 \end{bmatrix}, \text{ нФ/м,}$$

$$L = \begin{bmatrix} 160 & 140 & 5,65 & 5,40 \\ 140 & 159 & 5,92 & 5,65 \\ 5,65 & 5,92 & 159 & 140 \\ 5,40 & 5,65 & 140 & 160 \end{bmatrix}, \text{ нГн/м.}$$

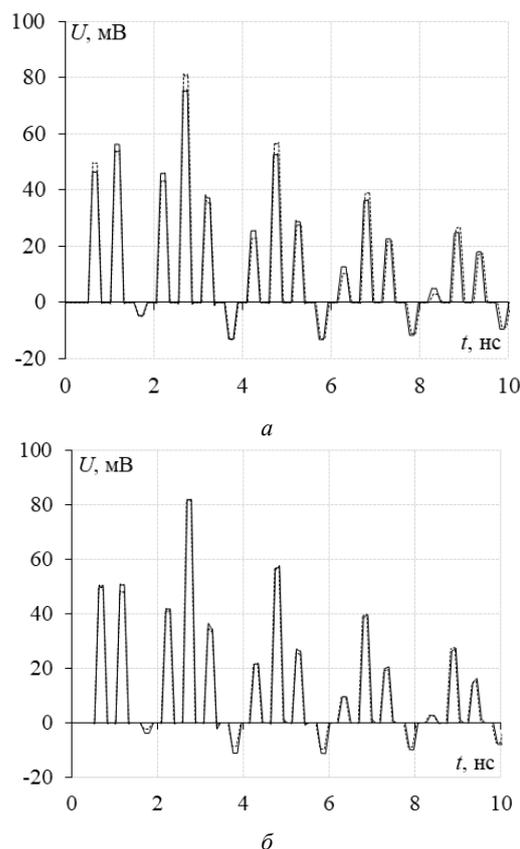


Рис. 3. Формы напряжения на выходе МФ в дифференциальном (а) и синфазном (б) режимах при $t_1 = 1100$ мкм (—), 35 мкм (---)

В ходе разработки МФ получена зависимость его коэффициента ослабления (K) от толщины проводников (t_1), не подвергающихся значительным токовым нагрузкам, которая изображена на рис. 4.

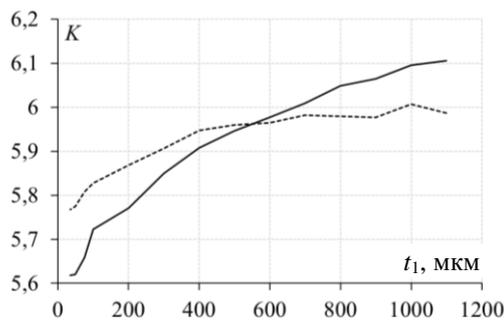


Рис. 4. Зависимость минимального коэффициента ослабления МФ от толщины проводников в дифференциальном (—) и синфазном (---) режимах

Заключение

С уменьшением толщины проводников, не подвергающихся значительным токовым нагрузкам, в дифференциальном и синфазном режимах, наблюдается незначительное уменьшение ослабления рас-

смотренного МФ. Так, при изменении толщины проводников от 1100 до 35 мкм (в 31 раз), давшем уменьшение массы МФ в 3,16 раза, коэффициент ослабления МФ уменьшился лишь на 8% для дифференциального режима и на 3,5% – для синфазного. Таким образом, рассмотренный подход целесообразен.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, проект № 19-37-51017.

Литература

1. Чеченин, Н.Г., Кадменский А.Г., Мотавех Х.А., Панасюк М.И. Воздействие высокоэнергетичных космических протонов и ионов на элементы бортовой аппаратуры космических аппаратов // Поверхность. Рентгеновские, синхротронные и нейтронные исследования. – 2012. – № (4). – С. 17–27.
2. Газизов Т.Р. Электромагнитная совместимость и безопасность радиоэлектронной аппаратуры. – Томск: ТМЛ-Пресс, 2007. – 256 с.
3. Mora N. et al. Study and classification of potential IEMI sources // System Design and Assessment Notes. – 2014. – Vol. 41.
4. Chernikova E.B. Using reflection symmetry to improve the protection of radio-electronic equipment from ultrashort pulses / E.B. Chernikova, A.O. Belousov, T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky // Symmetry. – 2019. – Vol. 11(7), No. 883. – P. 1–25.
5. Gazizov A.T., Zabolotsky A.M., Gazizov T.R. UWB pulse decomposition in simple printed structures // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2016. – Vol. 58, No. 4. – P. 1136–1142.
6. Самотин И.Е. Устройства защиты вычислительной техники и систем управления путем модального разложения импульсов помех в кабельных и полосковых структурах: дис. ... канд. техн. наук / ТУСУР. – Томск, 2011. – 199 с.

7. Джонсон Г., Грэхем М. Конструирование высокоскоростных цифровых устройств. – М.: Вильямс, 2006. – 619 с.

8. Нагорный С.И., Донцов В.В. О подходах к определению требований, предъявляемых к средствам вычислительной техники, выполненной в защищенном исполнении // Спецтехника и связь. – 2010. – № 1. – С. 46–56.

9. ГОСТ В 23584–79. Монтаж электрический радиоэлектронной аппаратуры и приборов. Общие технические требования. – М., 1981. – 15 с.

10. Куксенко С.П., Газизов Т.Р. Усовершенствование алгоритма вычисления методом моментов емкостных матриц структуры проводников и диэлектриков в диапазоне значений диэлектрической проницаемости // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2012. – № 17 (10). – С. 13–21.

Костелецкий Валерий Павлович

Аспирант, ассистент каф. телевидения и управления (ТУ) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0003-1275-6406
Эл. почта: kosteletskiy.vp@gmail.com

Газизов Тальгат Рашитович

Д-р техн. наук, доцент, зав. каф. ТУ ТУСУРа Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0002-1192-4853
Эл. почта: talgat@tu.tusur.ru

Заболоцкий Александр Михайлович

Д-р техн. наук, доцент, профессор каф. ТУ ТУСУРа Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0002-1801-7922
Эл. почта: zabolotsky_am@mail.ru

УДК 519.246.2

Ф.Ф. Идрисов, А.А. Квасников

Рандомизированные модели трендов деградации радиоэлектронных систем в условиях противодействия

Излагаются модели и алгоритмы выделения трендов при оценивании деградации радиоэлектронных систем в условиях природных и преднамеренных воздействий. Предполагается рандомизированный характер таких воздействий, т.е. поток моментов воздействий представляет собой пуассоновский процесс, наблюдаемый в случайные моменты времени.

Ключевые слова: внешние воздействия, радиоэлектронные системы, рандомизированные наблюдения, пуассоновский процесс, тренд, статистические оценки.

Соблюдение и защита национальных интересов являются сферой особого внимания любого государства и России в том числе. В рамках широкого спектра возможных мероприятий, позволяющих ей всегда «держат свой порох сухим», особо необходимо отметить возросшие требования по обеспечению надежной работы радиоэлектронных систем (РЭС) и в первую очередь в условиях боевых столкновений (например, в рамках локальной гибридной войны). Очень важной частью данной проблемы является разработка моделей и алгоритмов, обеспечивающих выделение трендов наиболее критичных параметров, определяющих боеспособность РЭС на должном уровне (особенно в условиях мощного преднамеренного электромагнитного противодействия).

Как показывает практика, традиционный подход к разработке РЭС не всегда позволяет достичь требуемых результатов (например, в случае самолетов технологии «СТЕЛС», массированных атак тяжелых беспилотников и других средств современной боевой техники). В этой связи очень актуальным является тщательный анализ принимаемых допущений обо всех процессах, обеспечивающих готовность РЭС к выполнению своих задач.

В данной работе в качестве одного из важнейших факторов устойчивой работы РЭС рассматривается деградация, наступающая в результате естественного старения либо интенсивного износа в процессе эксплуатации в сложных климатических условиях (например, в пустынях Ближнего Востока или в условиях Арктики), а также внешних преднамеренных импульсных воздействий ударного типа.

Предполагаемая по умолчанию эквидистантность наблюдений может в значительной степени искажать возможности моделей, используемых для синтеза и анализа РЭС. Фактически РЭС работают со случайными процессами, наблюдаемыми в случайные моменты времени, когда даже число одномоментных наблюдений может быть случайным. Такие процессы предлагается в работе [1] назвать рандомизированными. Их изучению посвящен целый ряд работ. Назовем лишь некоторые из них: [2–4].

Следуя изложенным в работе [1] идеям, построим модели и алгоритмы оценивания трендов для подобных ситуаций.

Базовые элементы исследуемых моделей

Моделирование процессов деградации РЭС на практике затрудняется рандомизированностью моментов наблюдений. В этом случае наиболее часто используемый метод наименьших квадратов для схожих задач требует существенной модификации. Для этого в данной работе используются специально сконструированные статистики. Это позволяет синтезировать модели более высокого порядка с меньшей чувствительностью к ошибкам в поступающих данных.

Для нашей задачи используются статистики различного вида, такие как

$$\sum_{i=1}^N f(t_i), \quad (1)$$

$$\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N f(t_i, t_j), \quad (2)$$

$$\frac{1}{\lambda T} \sum_{i=1}^N f(t_i) \quad (3)$$

и т.д. либо их линейные комбинации.

Здесь f – некоторая наблюдаемая функция, t_i – моменты наблюдения, T – интервал наблюдения, λ – интенсивность наблюдений, N – количество наблюдений.

В работе подробно исследуются свойства таких статистик, т.е. доказываются теоремы, устанавливающие достаточные условия сходимости статистик в среднеквадратичном смысле и почти наверное, а также их асимптотической нормальности при $\lambda \rightarrow \infty$, когда t_i образуют пуассоновский поток событий с некоторой интенсивностью. При этом основные усилия нацелены на получение оценок параметров трендов деградации РЭС вида

$$x_i = x(t_i) = \sum_{k=1}^S \theta_k \varphi_k(t_i) + n_i, \quad (4)$$

где моменты измерений t_i представляют собой пуассоновский поток событий, θ_k – неизвестные параметры тренда, $\varphi_k(t_i)$ – известные функции времени, n_i – случайные составляющие, S – порядок модели тренда.

Конструирование трендовых моделей деградации РЭС при рандомизированных наблюдениях

А. Общее решение

При построении оценок $\hat{\theta}_k$ неизвестных параметров θ_k тренда деградации РЭС (4) возьмем метод наименьших квадратов [5]

$$R = \sum_{i=1}^N (x_i - \sum_{k=1}^S \hat{\theta}_k \varphi_k(t_i))^2 \Rightarrow \min_{\theta_k},$$

здесь N – число наблюдений на интервале времени $[0, T]$. Приравняв нулю производную от R по $\hat{\theta}_l$, получим систему уравнений, определяющую оценку $\hat{\theta}_k$ параметров θ_k . Запишем ее в векторно-матричном виде

$$(\varphi^T, \varphi) \hat{\theta} = \varphi^T \bar{x}, \quad (5)$$

откуда нетрудно получить явное выражение для искомого оценок $\hat{\theta}$:

$$\hat{\theta} = (\varphi^T, \varphi)^{-1} \varphi^T \bar{x}. \quad (6)$$

Рассмотрим вкратце свойства этих оценок. Для этого из соображений удобства запишем выражение (4) в компактной форме

$$\bar{x} = \varphi \bar{\theta} + \bar{n}. \quad (7)$$

Но поскольку

$$M\{\bar{x} | \{t_i\}\} = \varphi \bar{\theta},$$

то

$$M\{\hat{\theta} | \{t_i\}\} = (\varphi^T \varphi)^{-1} (\varphi^T \varphi) \bar{\theta} = \bar{\theta},$$

т.е. оценки $\hat{\theta}$ являются несмещенными независимо от моментов наблюдений $\{t_i\}$ за состоянием РЭС. Здесь M и T – обозначения операций усреднения и транспонирования соответственно.

Выведем формулу матрицы ковариаций искомого оценок как меру их точности.

Поскольку

$$\begin{aligned} \hat{\theta} - \bar{\theta} &= (\varphi^T \varphi)^{-1} \varphi^T \bar{x} - (\varphi^T \varphi)^{-1} (\varphi^T \varphi) \bar{\theta} = \\ &= (\varphi^T \varphi)^{-1} \varphi^T (\bar{x} - \varphi \bar{\theta}) = (\varphi^T \varphi)^{-1} \varphi^T \bar{n}, \end{aligned}$$

то матрица ковариаций \mathbf{V} оценок $\hat{\theta}$ запишется в виде

$$\begin{aligned} \mathbf{V} &= M\left\{(\hat{\theta} - \bar{\theta}) \times (\hat{\theta} - \bar{\theta})^T\right\} = \\ &= (\varphi^T \varphi)^{-1} \varphi^T M\{\bar{n} \bar{n}^T\} \varphi (\varphi^T \varphi)^{-1}. \end{aligned}$$

В силу сделанных выше допущений $M\{\bar{n} \bar{n}^T\} = \sigma^2 \mathbf{E}_N$, \mathbf{E}_N – единичная матрица $N \times N$.

Тогда

$$\mathbf{V} = \sigma^2 (\varphi^T \varphi)^{-1}. \quad (8)$$

Но воспользоваться соотношением (8) на практике не получится, поскольку, как правило, величина σ^2 неизвестна. Построим ее оценку, используя минимальное значение квадратичной формы R :

$$R_{\min} = \sum_{i=1}^N (x_i - \sum_{k=1}^S \hat{\theta}_k \varphi_k(t_i))^2 = (\bar{x} - \varphi \hat{\theta})(\bar{x} - \varphi \hat{\theta})^T. \quad (9)$$

Найдем $M\{R_{\min} | \{t_i\}\}$. Для этого, используя вместо $\hat{\theta}$ их явное выражение, нетрудно получить

$$\begin{aligned} \bar{x} - \varphi \hat{\theta} &= \varphi \bar{\theta} + \bar{n} - \varphi (\varphi^T \varphi)^{-1} \varphi^T (\varphi \bar{\theta} + \bar{n}) = \\ &= (\mathbf{E}_N - \varphi (\varphi^T \varphi)^{-1} \varphi^T) \bar{n}. \end{aligned}$$

Поэтому

$$R_{\min} = \bar{n}^T (\mathbf{E}_N - \varphi (\varphi^T \varphi)^{-1} \varphi^T) \bar{n}.$$

Тогда

$$(\mathbf{E}_N - \varphi (\varphi^T \varphi)^{-1} \varphi^T)^2 = \mathbf{E}_N - \varphi (\varphi^T \varphi)^{-1} \varphi^T.$$

И поскольку $M\{n_i n_j\} = \sigma^2 \delta_{ij}$, где δ_{ij} – символ

Кroneкера, то

$$M\{R_{\min} | \{t_i\}\} = \sigma^2 Sp(\mathbf{E}_N - \varphi (\varphi^T \varphi)^{-1} \varphi^T)^2.$$

Здесь $Sp(\mathbf{E}_N) = N$ и $Sp(\varphi (\varphi^T \varphi)^{-1} \varphi^T) = Sp((\varphi^T \varphi)^{-1} (\varphi^T \varphi)) = Sp(\mathbf{E}_s) = s$, так что

$$M\{R_{\min}\} = \sigma^2 (N - s). \quad (10)$$

В итоге получаем несмещенную оценку $\hat{\sigma}^2$ величины σ^2 и оценку \hat{V} матрицы вариаций \mathbf{V} :

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{R_{\min}}{N - s}, \quad \hat{V} = \frac{R_{\min}}{N - s} (\varphi^T \varphi)^{-1}. \quad (11)$$

Полученная оценка \hat{V} позволяет строить доверительные интервалы для параметров деградации РЭС при гауссовских помехах n_i .

В. Аппроксимация общего решения

Для получения хороших оценок в условиях рандомизированных наблюдений процессов деградации РЭС требуются выборки достаточно большого объема (как показали результаты имитационного моделирования, порядка 100 и выше). Однако при этом начинают сказываться ошибки округления, особенно при обращении матрицы $(\varphi^T \varphi)$ при $s \geq 3$. В этой связи предлагается аппроксимация изложенного выше метода наименьших квадратов при оценке параметров $\bar{\theta}$, не требующая обращения матрицы $(\varphi^T \varphi)$.

Элементы матрицы $(\varphi^T \varphi)$ имеют вид

$$\sum_{i=1}^N \varphi_k(t_i) \varphi_l(t_i). \quad (12)$$

Введем обозначение

$$\varphi_{kl} = \frac{1}{T} \int_0^T \varphi_k(u) \varphi_l(u) du.$$

Тогда, представляя выражение (12) в виде

$$\sum_{i=1}^N \varphi_k(t_i) \varphi_l(t_i) = \lambda T \frac{1}{\lambda T} \sum_{i=1}^N \varphi_k(t_i) \varphi_l(t_i),$$

в силу сходимости почти наверное, последний сомножитель заменим на φ_{kl} . Тогда при достаточно

больших объемах наблюдений за состоянием РЭС можно приближенно считать, что

$$(\varphi^T \varphi) = \lambda T \times \Phi, \Phi = \|\varphi_{kl}\|,$$

$$(\varphi^T \varphi)^{(-1)} = \frac{1}{\lambda T} \Phi^{(-1)},$$

и оценки параметров тренда деградации РЭС $\hat{\theta}$ примут вид

$$\hat{\theta} = \Phi^{(-1)} \frac{1}{\lambda T} (\varphi^T \bar{x}).$$

Заметим, что $\Phi^{(-1)}$ – матрица Гильберта, элементы которой очень быстро убывают с увеличением s , и это приводит к неустойчивости процедуры оценивания параметров тренда деградации РЭС, зато ее использование позволяет нам снять проблему обращения матрицы $(\varphi^T \varphi)$.

С. Свойства аппроксимирующего решения

Для определенности будем считать поток моментов наблюдений за состоянием РЭС пуассоновским с постоянной интенсивностью λ .

Поскольку $\bar{x} = \Phi \bar{\theta} + \bar{n}$, то

$$M\left\{\frac{1}{\lambda T} \varphi^T \bar{x} | \{t_i\}\right\} = \frac{1}{\lambda T} (\varphi^T \varphi) \bar{\theta},$$

тогда

$$M\{\hat{\theta} | \{t_i\}\} = \Phi^{(-1)} \frac{1}{\lambda T} (\varphi^T \varphi) \bar{\theta}.$$

Здесь очень важно отметить, что в полученных оценках несмещенность исчезает при любых наборах моментов наблюдений за состоянием РЭС $\{t_i\}$. Но это свойство сохраняется лишь в среднем, после усреднения по моментам наблюдения $\{t_i\}$

$$M\{\hat{\theta}\} = \Phi^{(-1)} M\left\{\frac{1}{\lambda T} (\varphi^T \varphi)\right\} \bar{\theta} = \Phi^{(-1)} \Phi \bar{\theta} = \bar{\theta}.$$

Замена $(\varphi^T \varphi)^{(-1)}$ на $\Phi^{(-1)}$ ведет к возрастанию дисперсии оценок $\hat{\theta}$. Поэтому выведем их матрицу ковариаций.

Прежде всего запишем

$$M\left\{\frac{1}{\lambda T} \sum_{i=1}^N \varphi_k(t_i) x_i\right\} = M\left\{\frac{1}{\lambda T} \sum_{r=1}^S \theta_r \sum_{i=1}^N \varphi_k(t_i) \varphi_r(t_i) + \frac{1}{\lambda T} \sum_{i=1}^N \varphi_k(t_i) n_i\right\} = \frac{1}{\lambda T} \sum_{r=1}^S \theta_r \times \lambda \int_0^T \varphi_k(u) \varphi_r(u) du = \sum_{r=1}^S \varphi_{kr} \theta_r,$$

так что математическое ожидание вектора $[\frac{1}{\lambda T} \sum_{i=1}^N \varphi_k(t_i) x_i]$ равно $\Phi \bar{\theta}$. Отсюда

$$\hat{\theta} - \bar{\theta} = \Phi^{(-1)} \left[\frac{1}{\lambda T} (\varphi^T \bar{x}) - \Phi \bar{\theta} \right]$$

и

$$V = M\{(\hat{\theta} - \bar{\theta})(\hat{\theta} - \bar{\theta})^T\} = \Phi^{(-1)} M\left\{\left[\frac{1}{\lambda T} (\varphi^T \bar{x} - \Phi \bar{\theta})\right] \times \left[\frac{1}{\lambda T} (\varphi^T \bar{x}) - \Phi \bar{\theta}\right]^T\right\} \Phi^{(-1)}.$$

Но поскольку $\bar{x} = \Phi \bar{\theta} + \bar{n}$, то

$$\frac{1}{\lambda T} (\varphi^T \bar{x}) - \Phi \bar{\theta} = \frac{1}{\lambda T} (\varphi^T \varphi) \bar{\theta} + \frac{1}{\lambda T} \varphi^T \bar{n} - \Phi \bar{\theta} = \left(\frac{1}{\lambda T} (\varphi^T \varphi) - \Phi\right) \bar{\theta} + \frac{1}{\lambda T} \varphi^T \bar{n}.$$

Отсюда

$$M\left\{\left[\frac{1}{\lambda T} (\varphi^T \bar{x}) - \Phi \bar{\theta}\right] \times \left[\frac{1}{\lambda T} (\varphi^T \bar{x}) - \Phi \bar{\theta}\right]^T\right\} = M\left\{\left[\left(\frac{1}{\lambda T} (\varphi^T \varphi) - \Phi\right) \bar{\theta} + \frac{1}{\lambda T} \varphi^T \bar{n}\right] \times \left[\left(\frac{1}{\lambda T} (\varphi^T \varphi) - \Phi\right) \bar{\theta} + \frac{1}{\lambda T} \varphi^T \bar{n}\right]^T\right\}. \quad (13)$$

Усредняя по \bar{n} с учетом того, что $M\{\bar{n}\} = 0$ и $M\{\bar{n} \bar{n}^T\} = \sigma^2 \times \mathbf{E}_N$, для фиксированных $\{t_i\}$ запишем правую часть (13) в виде

$$\frac{\sigma^2}{(\lambda T)^2} M\{\varphi^T \varphi\} + M\left\{\left(\frac{1}{\lambda T} (\varphi^T \varphi) - \Phi\right) \bar{\theta} \bar{\theta}^T \left(\frac{1}{\lambda T} (\varphi^T \varphi) - \Phi\right)\right\}, \quad (14)$$

где осталось усреднение лишь по $\{t_i\}$.

Но $M\{(\varphi^T \varphi)\} = \lambda T \times \Phi$, и поэтому первое слагаемое в выражении (14) равно $\sigma^2 \Phi / \lambda T$. Усредняя второе слагаемое в нем, получим матрицу с элементами

$$\left(\frac{1}{\lambda T} \sum_{r=1}^S \theta_r \sum_{i=1}^N \varphi_k(t_i) \varphi_r(t_i) - \sum_{r=1}^S \theta_r \varphi_{kr}\right) \times \left(\frac{1}{\lambda T} \sum_{p=1}^S \theta_p \sum_{j=1}^N \varphi_l(t_j) \varphi_p(t_j) - \sum_{p=1}^S \theta_p \varphi_{lp}\right). \quad (15)$$

Усреднение выражения (15) по моментам наблюдений $\{t_i\}$ дает

$$\frac{1}{(\lambda T)^2} \sum_{r=1}^S \sum_{p=1}^S \theta_r \theta_p M\left\{\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \varphi_k(t_i) \varphi_r(t_i) \varphi_l(t_j) \varphi_p(t_j)\right\} - \sum_{r=1}^S \sum_{p=1}^S \theta_r \theta_p \varphi_{kr} \varphi_{lp}.$$

И поскольку

$$M\left\{\frac{1}{(\lambda T)^2} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \varphi_k(t_i) \varphi_r(t_i) \varphi_l(t_j) \varphi_p(t_j)\right\} = \varphi_{kr} \varphi_{lp} + \frac{1}{\lambda T} \varphi_{krlp},$$

где

$$\varphi_{krlp} = \frac{1}{T} \int_0^T \varphi_k(u) \varphi_r(u) \varphi_l(u) \varphi_p(u) du,$$

то математическое ожидание (15) равно

$$\frac{1}{\lambda T} \sum_{r,p=1}^S \theta_r \theta_p \varphi_{krlp}.$$

Объединяя всё вместе, получим окончательно матрицу ковариации оценок параметра тренда $\hat{\theta}$:

$$V = \frac{1}{\lambda T} \Phi^{(-1)} \left[\sigma^2 \Phi + \left\| \sum_{r,p=1}^S \theta_r \theta_p \varphi_{krlp} \right\| \right] \Phi^{(-1)}. \quad (16)$$

Здесь второе дополнительное слагаемое дает добавочную дисперсию оценок, возникшую из-за замены матрицы $(\Phi^T \Phi)^{-1}$ на $\Phi^{(-1)}$.

Однако заметим, что при $\lambda^T \rightarrow \infty$ и $\mathbf{V} \rightarrow 0$, так что получаемые оценки параметров тренда деградации РЭС сходятся в среднеквадратичном смысле к их истинным значениям $\bar{\theta}$. Относительное увеличение дисперсии оценок по сравнению с МНК определяется матрицей с элементами

$$\frac{1}{\sigma^2} \left\| \sum_{r,p=1}^S \theta_r \theta_p \Phi_{krp} \right\|.$$

Оно, естественно, зависит от самих значений параметров θ и функции $\Phi_k(t)$.

В качестве оценки $\hat{\mathbf{V}}$ матрицы ковариаций предлагается использовать матрицу

$$\hat{\mathbf{V}} = \frac{1}{\lambda T} \Phi^{(-1)} \hat{\mathbf{R}} \Phi^{(-1)} = \frac{1}{(\lambda T)^2} \Phi^{(-1)} \left\| \sum_{i=1}^N \Phi_k(t_i) \Phi_l(t_i) x_i^2 \right\| \Phi^{(-1)}. \quad (17)$$

Для этого доказан ряд теорем, показывающих сходимость оценок (17) к величине \mathbf{V} (доказательства теорем в силу громоздкости не приводятся). Также доказана асимптотическая нормальность получаемых оценок. Другими словами, выражение (17) позволяет строить доверительные интервалы при $\lambda T \gg 1$.

На основе представленных математических моделей и алгоритмов было разработано программное обеспечение, написанное на языке C++ и использующее возможности современной платформы Qt [6].

Программное обеспечение

Выбор языка программирования обусловлен его кроссплатформенностью, высокой вычислительной производительностью и возможностью поддержки механизмов эффективного управления памятью и параллельных вычислений на многопроцессорных системах. Функциональные возможности, предоставляемые классами платформы Qt, позволили сократить временные затраты на разработку основной структуры программы и механизма взаимодействия с пользователем.

Математический аппарат программного обеспечения основан на применении алгоритма выделения тренда временных рядов. Так, входные данные в программе задаются с ввода пар значений $\{t_i, x_i\}$, где t_i – моменты измерений, а x_i – сами измеренные значения. В ходе работы программа предоставляет пользователю выходную информацию в виде окон с

результатами: таблица значений тренда, таблица коэффициентов полинома и график.

Стоит отметить, что разработанное приложение является начальной версией, вполне пригодной в образовательном процессе. В дальнейшем предполагается расширение спектра решаемых прикладных задач с соответствующим математическим аппаратом и программным обеспечением.

Заключение

Итак, в данной работе детально исследуются возможности выделения трендов рандомизированных процессов при решении очень важной прикладной проблемы оценивания деградации радиоэлектронных систем в экстремальных условиях внешней среды либо в условиях возможного противодействия противника. Для этих целей разработан пакет программ, позволяющий в имитационном режиме исследовать применимость предлагаемых моделей.

Литература

1. Идрисов Ф.Ф. Рандомизированные временные ряды. – Томск: Изд-во ТУСУР, 2016. – 341 с.
2. Гнеденко Б.В. Об оценке неизвестных параметров распределения при случайном числе независимых наблюдений // Тр. Тбилисского мат. ин-та АН ГССР. – 1989. – Т. 92. – С. 146–150.
3. Тривоженко Б.Е. Выделение трендов временных рядов и потоков событий. Томск: Изд-во Том. ун-та, 1989. – 285 с.
4. Snyder D.L. Random point processes. – N.Y.: Wiley, 1975. – 485 p.
5. Кендал М.Дж. Статистические выводы и связи / М.Дж. Кендал, А. Стьюарт. – М.: Наука, 1973. – 899 с.
6. Сайт инструментария Qt [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.qt.io/>, свободный (дата обращения: 16.08.2020).

Идрисов Фарит Фатыхович

Д-р техн. наук, профессор каф. телевидения и управления (ТУ) Томского гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники (ТУСУР)
пр. Ленина, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-906-199-11-95
Эл. почта: farit.idrisov@mail.ru

Квасников Алексей Андреевич

Аспирант каф. ТУ ТУСУРа
пр. Ленина, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: (0000-0001-7000-956X)
Тел.: +7-923-433-34-41
Эл. почта: aleksejkvasnikov@gmail.com

УДК 621.396.669.8

А.М. Лакоза, Е.С. Жечев, В.П. Костелецкий, А.М. Заболоцкий

Экспериментальное исследование комбинированного дросселя для фильтра подавления синфазных и дифференциальных помех

Рассмотрена комбинированная конструкция защитного дросселя, позволяющая уменьшить число используемых индуктивных компонентов. Изготовлен макет дросселя. Выполнены измерения зависимостей индуктивности и S-параметров от частоты. Экспериментально определена полная индуктивность макета.

Ключевые слова: синфазная помеха, дифференциальная помеха, комбинированный дроссель, помехоподавляющий фильтр.

Одной из первоочередных задач при проектировании радиоэлектронных устройств является уменьшение габаритов защитных помехоподавляющих устройств, поскольку от эффективности уменьшения габаритов и количества используемых индуктивных компонентов напрямую зависят конечные габариты устройства. В работе [1] рассмотрена проблема зависимости размеров защитных устройств от их эффективности. Основной методикой подавления помех обоих типов является использование комбинированных фильтров, рассмотренных в работах [2] и [3], однако подобные типовые решения обладают значительными габаритами из-за большого количества используемых индуктивных компонентов. Исходя из этого, была предложена единая комбинированная конструкция помехоподавляющего защитного дросселя, которая дает возможность подавлять дифференциальную и синфазную составляющие помехи одновременно.

Цель работы – реализовать макет помехоподавляющего защитного дросселя комбинированной конструкции, определить полную индуктивность макета и выполнить анализ частотных характеристик.

Ключевые особенности

Типичная компоновка помехоподавляющего фильтра подразумевает собой обособленные индуктивные элементы. На рис. 1 представлен помехоподавляющий фильтр с типичной обособленной компоновкой индуктивных элементов, где L_{CM} – синфазный защитный дроссель, L_{DM} – обособленные дифференциальные защитные дроссели.

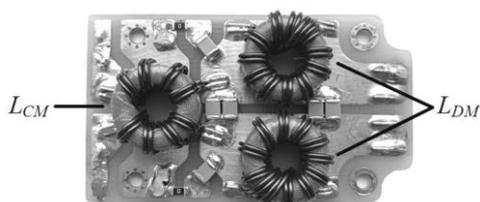


Рис. 1. Помехоподавляющий фильтр

Предложенный комбинированный помехоподавляющий дроссель основан на гибридной структуре, которая объединяет в себе ключевые особенности дифференциальных и синфазных защитных дросселей, позволяя подавлять оба типа помех одновременно при существенном сокращении конечного числа используемых индуктивных компонентов [4].

В сборной конструкции сердечника, при которой в верхней части основного сердечника большего диаметра располагаются два дополнительных сердечника меньших диаметров, обмотки обеих ветвей вместе образуют четыре катушки, из которых две нижние катушки отвечают за подавление помехи синфазного вида, а две верхние – за подавление помехи дифференциального типа [5]. На рис. 2 представлена структурная схема комбинированного дросселя [6, 7].

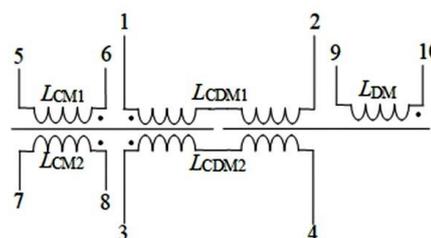


Рис. 2. Структурная схема комбинированного дросселя

Измерение параметров основных магнитосвязанных индуктивностей прототипа комбинированного дросселя выполнено в диапазоне частот 0–200 кГц. Измерения контрольных обмоток на всех участках сердечника производилось на фиксированной частоте 1 кГц [8]. В силу конструктивных особенностей комбинированной конструкции помехоподавляющего дросселя для проверки достоверности полученных значений индуктивности необходимо реализовать дополнительные контрольные обмотки на синфазном (см. рис. 2, L_{CM1} , L_{CM2}) и дифференциальном (см. рис. 2, L_{DM}) участках сердечника. На рис. 3 изображен реализованный прототип комбинированного помехоподавляющего дросселя.

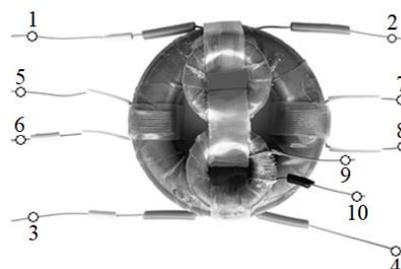


Рис. 3. Прототип комбинированного дросселя

В результате измерения были получены значения индуктивностей для соответствующих частей

прототипа. На рис. 4 изображена частотная зависимость индуктивности основных магнитосвязанных обмоток L_{1-2} и L_{3-4} .

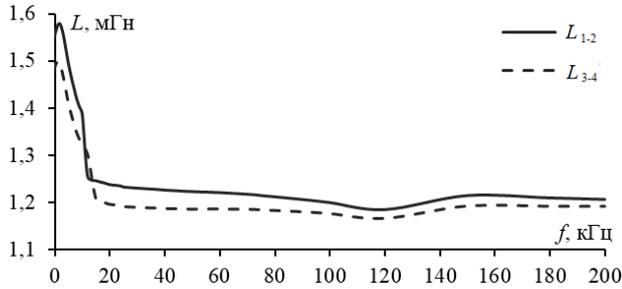


Рис. 4. Частотная зависимость индуктивности основных магнитосвязанных обмоток L_{1-2} и L_{3-4}

Из рисунка видно, что помимо небольшого расхождения параметров основных магнитосвязанных обмоток с ростом частоты происходит слабое уменьшение значения индуктивности. В таблице приведены результаты измерения контрольных обмоток на фиксированной частоте 1 кГц.

Результаты измерений контрольных обмоток

Область сердечника	Индуктивность, мкГн
L_{5-6} (синфазная)	530
L_{7-8} (синфазная)	537
L_{9-10} (дифференциальная)	929

Стоит отметить, что суммарная индуктивность контрольных обмоток L_{5-6} , L_{7-8} и L_{9-10} соответствует полной индуктивности основных магнитосвязанных обмоток $L_{1-2, 3-4}$ на частоте 1 кГц

На рис. 5 изображена частотная зависимость индуктивности основных магнитосвязанных обмоток в синфазном и дифференциальном режимах включения.

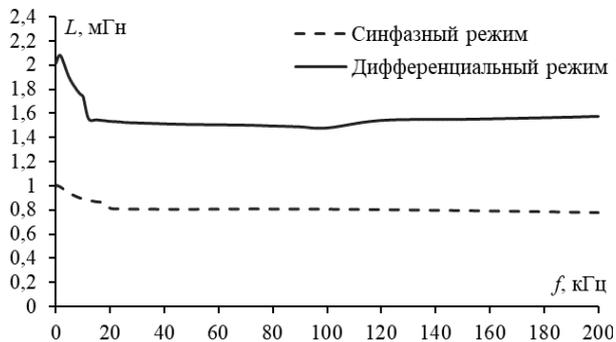


Рис. 5. Частотная зависимость индуктивности основных магнитосвязанных обмоток L_{1-2} и L_{3-4}

Можно отметить, что в дифференциальном режиме включения полная индуктивность основных магнитосвязанных обмоток увеличивается примерно в два раза на всем измеряемом диапазоне частот относительно синфазного режима включения. Наблюдаемое явление обуславливается ключевой особенностью исполнения магнитосвязанных индуктивностей, связанной с тем, что в данном режиме включения магнитные потоки благодаря замкнутому маг-

нитному сердечнику складываются, приводя к увеличению общего значения индуктивности в данном режиме включения. Для оценки рабочего диапазона характеристик прототипа произведено измерение коэффициента передачи в диапазоне 0–10 МГц. На рис. 6 приведена частотная зависимость модуля коэффициента передачи прототипа комбинированного дросселя в синфазном и дифференциальном режимах включения.

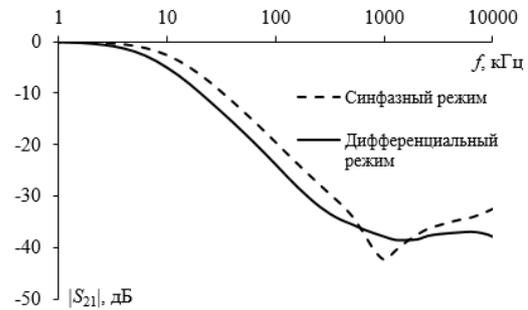


Рис. 6. Частотная зависимость $|S_{21}|$ прототипа комбинированного дросселя в синфазном и дифференциальном режимах включения

Из полученной зависимости видно, что обеспечивается достаточно широкая полоса пропускания: частота среза прототипа составляет около 8 кГц в дифференциальном режиме и около 12 кГц в синфазном режиме, а крутизна спада характеристики — около 20 дБ/дек. Рост характеристики на частотах выше 1 МГц обуславливается перенасыщением материала используемых сердечников.

Заключение

Реализован прототип комбинированного помехоподавляющего дросселя. Определены его основные характеристики и полная индуктивность. Получены экспериментальные данные, необходимые для дальнейших усовершенствований методики изготовления и оценки параметров комбинированных помехоподавляющих защитных дросселей.

Экспериментальное исследование проведено в центре коллективного пользования «Импульс», Россия, Томск. Исследование поддержано Министерством науки и высшего образования Российской Федерации (проект FEWM-2020-0041).

Литература

- Zare F. EMI issues in modern power electronic systems // IEEE Power Electron. Newsletter. – 2009. – No. 221. – P. 53–58.
- Guo T. Separation of the common-mode and differential-mode-conducted EMI noise / T. Guo, D. Chen, F. Lee // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1996. – Vol. 11, No. 3. – P. 480–488.
- Kamikura M. Investigation on the mode conversion between common-mode and differential-mode noises in EMI filters for power electronics circuits / M. Kamikura, Y. Murata, A. Nishizawa // International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Belgium, 2013.
- Лакоза А.М. Исследование характеристик помехоподавляющих фильтров с различной компоновкой индуктивных элементов / А.М. Лакоза, В.П. Костелецкий, Е.С. Жечев, А.М. Заболоцкий // Матер. докл. XV Между-

нар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления», Томск, 20–22 мая 2019 г. – Томск: В-Спектр, 2019. – Ч. 2. – С. 45–48.

5. Nan L. A common mode and differential mode integrated EMI filter / L. Nan, Y. Yugang // 2006 CES/IEEE 5-th International Power Electronics and Motion Control Conference. – Shanghai, China, 2006. – 5 p.

6. Kotny J.C. High-frequency model of the coupled inductors used in EMI filter / J.C. Kotny, X. Margueron, X.N. Idir // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2012. – Vol. 27 (6). – P. 2805–2812.

7. Tan W. A common-mode choke using toroid-EQ mixed structure / W. Tan, C. Cuellar, X. Margueron, N. Idir // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2013. – Vol. 28 (1). – P. 31–35.

8. Shiraki Y. Inductance analysis for compact dual-mode choke considering magnetic saturation / Y. Shiraki, S. Yoneda, K. Omae, T. Nagao // International Symposium on Electromagnetic Compatibility. – 2018. – Vol. 1. – P. 630–635.

Лакоза Александр Михайлович
М.н.с. НИЛ ФИЭМС ТУСУРа
Эл. почта: alexandrlakoza@mail.ru
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, 634050
Тел.: +7-962-781-10-18

Жечев Евгений Сергеевич
М.н.с. НИЛ ФИЭМС ТУСУРа
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, 634050
Эл. почта: zhechev@tu.tusur.ru

Костелецкий Валерий Павлович
М.н.с. НИЛ ФИЭМС ТУСУРа
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, 634050
Эл. почта: kosteletskiy@tu.tusur.ru

Заболоцкий Александр Михайлович
Д-р техн. наук, профессор каф. ТУ ТУСУРа
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, 634050
Эл. почта: zabolotsky_am@mail.ru

УДК 621.37

П.В. Микола, Р.С. Суворцев

Анализ временного отклика витка меандровой микрополосковой линии из двух отрезков с разными параметрами

Представлен анализ временного отклика в конце витка меандровой микрополосковой линии из двух отрезков с разными параметрами. Продемонстрировано изменение формы и амплитуды сверхкороткого импульса на выходе линии и сделаны предположения о причинах наблюдаемых искажений.

Ключевые слова: сверхкороткий импульс, виток меандровой линии задержки, временной отклик.

Обеспечение электромагнитной совместимости (ЭМС) – важный этап при проектировании радиоэлектронных средств (РЭС). Одним из аспектов ЭМС является обеспечение помехозащищенности РЭС. В связи с миниатюризацией современных устройств, а также уменьшением операционных напряжений и ростом верхней граничной частоты спектра используемых сигналов устройства становятся все более уязвимыми к повреждениям как от импульсного [1], так и от непрерывного [2] электромагнитных воздействий. Серьезную опасность представляют мощные сверхкороткие импульсы (СКИ) [3, 4]. Широкий спектр позволяет СКИ проникать внутрь РЭС через щели в корпусе. При воздействии СКИ на устройство поглощенная энергия излучения локализуется и за время импульса не успевает передаться окружающим элементам структуры [5]. Более высокая плотность энергии, чем при стационарном воздействии, способствует образованию дефектов в критических участках печатной платы РЭС.

Традиционные средства защиты на основе полупроводников или пассивные RC- и LC-фильтры не всегда могут обеспечить должную защиту из-за своих недостатков [4, 6], а для обеспечения защиты в диапазоне воздействий необходимы многоступенчатые устройства, что усложняет проектирование. Поэтому поиск и исследование новых путей эффективной защиты не теряет своей актуальности.

Примечательны полосковые устройства защиты, которые лишены большинства недостатков традиционных устройств, таких как ограниченный ресурс срабатываний и наличие полупроводниковых компонентов и паразитных параметров. В основе одного из видов таких устройств лежит явление модального искажения сигнала, которые возникают из-за различия скоростей распространения импульсов мод [7]. Защита достигается путем разложения помехового сигнала на последовательность импульсов за счет модальных искажений. Одним из устройств, использующих эти искажения, является виток меандровой линии, где СКИ в конце витка представлен последовательностью из трех основных импульсов: наводки и импульсов мод линии [8]. Выполнено много исследований подобных устройств защиты, однако нет анализа влияния нерегулярности поперечного сечения меандра на разложение СКИ. Это исследование целесообразно начать с исследования

витка меандровой линии из двух отрезков с разными параметрами. Цель данной работы – выполнить анализ отклика в конце витка меандровой линии из двух отрезков с разными параметрами на воздействие СКИ.

Исходные данные для моделирования

Для исследований выбран виток меандровой микрополосковой линии (МПЛ). Вид поперечного сечения каждого отрезка витка представляет собой связанную МПЛ (рис. 1). Исходные параметры поперечного сечения следующие: ширина и толщина проводника $w=500$ мкм и $t=100$ мкм соответственно, расстояние между проводниками $s=50$ мкм, толщина диэлектрической подложки $h=510$ мкм, относительная диэлектрическая проницаемость подложки $\epsilon_r=10$, расстояние от края структуры до проводника $d=3w$.

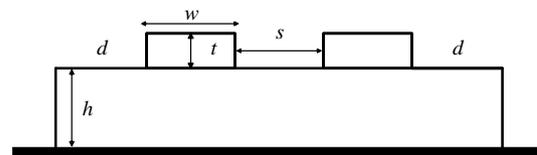


Рис. 1. Вид поперечного сечения линии

Схема соединений исследуемой линии с длиной полувитка $l=40$ см представлена на рис. 2. Она состоит из двух последовательно соединенных отрезков: оба отрезка состоят из двух параллельных проводников с длиной каждого $l_1=l_2=0,5l$. На ближнем конце один проводник первого отрезка соединен с идеальным источником ЭДС с внутренним сопротивлением R_1 , а второй – с нагрузкой, представленной сопротивлением R_2 . Проводники второго отрезка соединены на дальнем конце. Сопротивления R_1 и R_2 приняты равными 50 Ом. В качестве воздействия выбран импульс в виде трапеции с ЭДС 1 В и длительностями фронта плоской вершины и спада импульса по 50 пс.

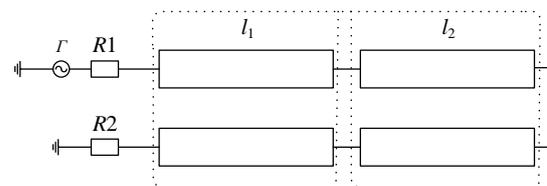


Рис. 2. Схема соединения исследуемой линии

На рис. 3 показана форма напряжения в конце линии при исходных, одинаковых для обоих отрез-

ков параметрах поперечного сечения. Как видно, наблюдаются три основных импульса: перекрестной наводки и нечетной и четной мод. Амплитуды импульсов составили 100, 237 и 245 мВ соответственно.

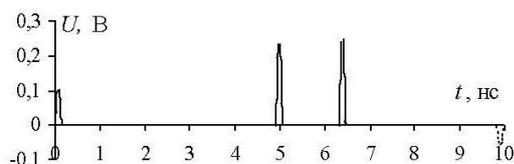


Рис. 3. Форма напряжения в конце линии при исходных параметрах

Изменение параметров первого отрезка

Сначала выполнено моделирование при $w_1=100$ и 1000 мкм при остальных исходных параметрах. Полученные формы напряжения в конце витка показаны на рис. 4.

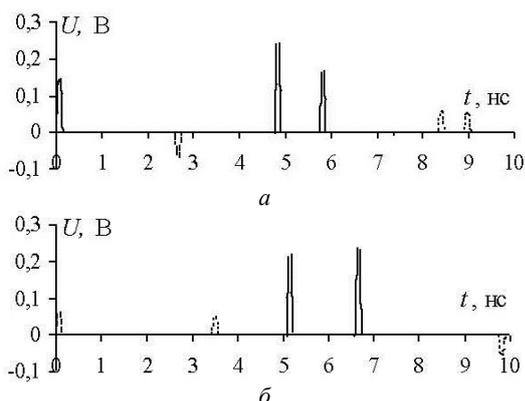


Рис. 4. Формы напряжения в конце линии при $w_1=100$ (а) и 1000 (б) мкм

Из форм напряжения при $w_1=100$ мкм видно, что перед импульсом нечетной моды появились два импульса разной полярности с амплитудами 36 и 57 мВ. Эти импульсы являются отражениями от стыка отрезков МПЛ. Амплитуды основных импульсов разложения составили 146, 244 и 167 мВ соответственно. Таким образом, уменьшение w_1 привело к существенному увеличению амплитуды импульса наводки и уменьшению амплитуды импульса четной моды. После основных импульсов также наблюдаются отраженные импульсы разной полярности. Причиной отражений является различие импедансов мод первого и второго отрезков.

Из форм напряжения при $w_1=1000$ мкм видно, что полярность отраженных импульсов между импульсом наводки и импульсами четной и нечетной мод изменилась: амплитуды первого и второго импульсов составили -23 и 57 мВ соответственно. Амплитуды основных импульсов разложения составили 67, 220 и 237 мВ соответственно. Таким образом, увеличение w_1 привело к существенному уменьшению амплитуды наводки, а амплитуды импульсов мод уменьшились незначительно.

Затем выполнено моделирование при $s_1=10$ и 100 мкм и остальных исходных параметрах. Полученные формы напряжения в конце витка меандровой линии показаны на рис. 5.

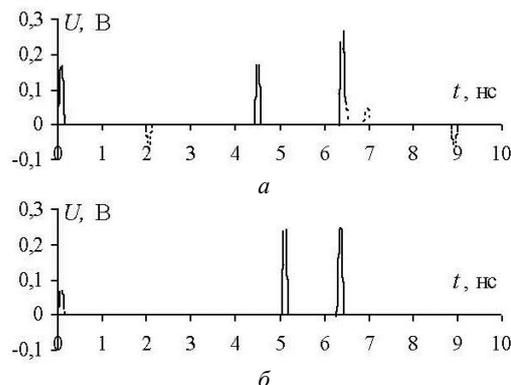


Рис. 5. Формы напряжения в конце линии при $s_1=10$ (а) и 100 (б) мкм

Из форм напряжения при $s_1=10$ мкм видно, что перед импульсом нечетной моды также наблюдаются два импульса разной полярности с амплитудами -54 и 3 мВ. Амплитуды основных импульсов разложения составили 168, 173 и 268 мВ соответственно. Таким образом, уменьшение s_1 привело к существенному уменьшению амплитуд наводки и импульса нечетной моды, а амплитуда импульса четной моды при этом увеличивается незначительно. После основных импульсов также наблюдаются отраженные импульсы разной полярности.

Из форм напряжения при $s_1=100$ мкм видно, что полярность отраженных импульсов между импульсом наводки и импульсами четной и нечетной мод изменилась: амплитуды первого и второго импульсов составили 22 и 3 мВ соответственно. Амплитуды основных импульсов разложения составили 75, 242 и 246 мВ соответственно. Таким образом, увеличение s_1 привело к более существенному уменьшению амплитуды наводки, а амплитуды импульсов мод при этом незначительно возрастают.

Изменение параметров второго отрезка

Сначала выполнено моделирование при $w_2=100$ и 1000 мкм при остальных исходных параметрах. Полученные формы напряжения в конце витка меандровой линии показаны на рис. 6.

Из форм напряжения при $w_2=100$ мкм видно, что перед импульсом нечетной моды также наблюдаются два импульса разной полярности с амплитудами 36 и 85 мВ. Амплитуды основных импульсов разложения составили 100, 231 и 213 мВ соответственно. Таким образом, уменьшение w_2 привело к уменьшению амплитуды импульса нечетной моды, при этом амплитуда наводки остается неизменной, а амплитуда импульса четной моды уменьшается незначительно. Из форм напряжения при $w_2=1000$ мкм видно, что полярность отраженных импульсов между импульсом наводки и импульсами четной и нечетной мод изменилась: амплитуды первого и второго импульсов составили 22 и -55 мВ соответственно. При этом амплитуды основных импульсов разложения составили 100, 234 и 232 мВ соответственно. Таким образом, увеличение w_2 привело лишь к незначительному (около 10 мВ) уменьшению амплитуд импульсов четной и нечетной мод линии.

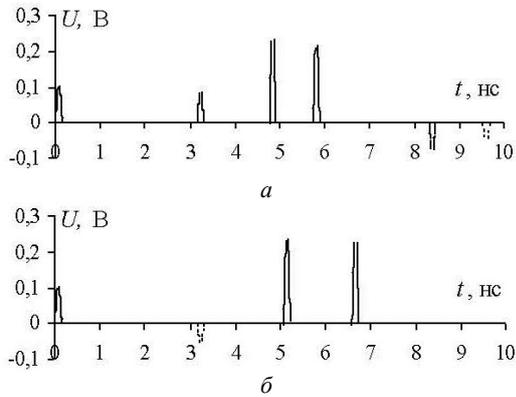


Рис. 6. Формы напряжения в конце линии при $w_2=100$ (а) и 1000 (б) мкм

Затем выполнено моделирование при $s_2=10$ и 100 мкм при остальных исходных параметрах. Полученные формы напряжения в конце витка меандровой линии показаны на рис. 7.

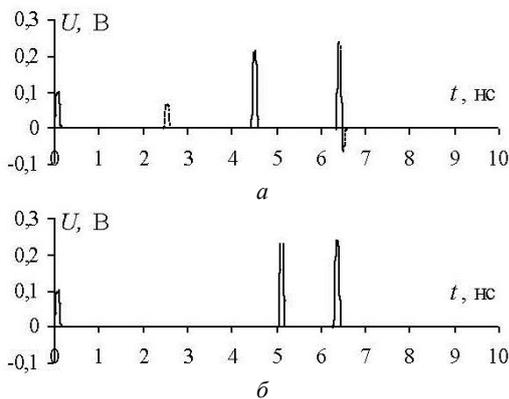


Рис. 7. Формы напряжения в конце линии при $s_2=10$ (а) и 100 (б) мкм

Из форм напряжения при $s_2 = 10$ мкм видно, что перед импульсом нечетной моды также наблюдаются два импульса положительной полярности с амплитудами 67 и 3 мВ. Амплитуды основных импульсов разложения составили 67, 215 и 244 мВ соответственно. Таким образом, уменьшение s_2 привело к существенному уменьшению амплитуд импульсов наводки и нечетной мод, а амплитуда нечетной моды практически не изменилась. После основных импульсов также наблюдаются отраженные импульсы разной полярности. Из форм напряжения при $s_2=100$ мкм видно, что полярность отраженных импульсов между импульсом наводки и импульсами четной и нечетной мод изменилась, а их амплитуды составили -21 и -4 мВ соответственно. Амплитуды основных импульсов разложения составили 101, 233 и 245 мВ соответственно. Таким образом, увеличение s_2 практически не оказывает влияния на амплитуды основных импульсов разложения (изменение менее 5 мВ).

Заключение

В работе представлен анализ временного отклика в конце витка меандровой МПЛ из двух отрезков с разными параметрами. При изменении ширины сигнальных проводников или расстояния между ними в конце линии наблюдаются три основных

импульса разложения (наводки, нечетной и четной мод линии), амплитуды которых изменяются, причем это изменение нелинейно. Между импульсами наводки и нечетной моды проявляются два отраженных импульса, которые могут изменять свою полярность в зависимости от параметров поперечного сечения отрезков. Причиной возникновения этих отражений является различие импедансов мод первого и второго отрезков. После основных импульсов к концу линии будут приходить разнополярные импульсы, которые также возникают из-за отражений сигнала.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 20-37-70020.

Литература

1. Мещеряков С.А. Моделирование физических процессов в полупроводниковых структурах при воздействии мощного СВЧ-импульса. Биполярные структуры // Журнал радиоэлектроники. – 2013. – № 12. – С. 1–15.
2. Пирогов Ю.А. Повреждения интегральных микросхем в полях радиоизлучения / Ю.А. Пирогов, А.В. Солодов // Журнал радиоэлектроники. – 2013. – № 6. – С. 1–3.
3. Гизатуллин З.М. Исследование электромагнитной совместимости локальных вычислительных сетей при наносекундных электромагнитных воздействиях / З.М. Гизатуллин, Р.М. Гизатуллин // Радиотехника и электроника. – 2014. – Т. 59, № 5. – С. 424–426.
4. Messier M.A. Response of telecom protection to three IEC waveforms / M.A. Messier, K.S. Smith, W.A. Radasky, M.J. Madrid // Proc. of the 15th Int. Zurich Symp. on Electromagnetic Compatibility. – Zurich, Switzerland, Feb. 2003. – P. 127–132.
5. Егоров А.Б. Воздействие мощного электромагнитного излучения на радиоэлектронные средства / А.Б. Егоров, А.М. Сотников, И.Ф. Рыбалко // Сборник науч. тр. Донец. ин-та железнодорожного транспорта. – 2012. – № 29. – С. 49–54.
6. Гизатуллин З.М. Исследование помехоустойчивости вычислительной техники при электромагнитных воздействиях по сети электропитания / З.М. Гизатуллин, Р.М. Гизатуллин // Радиотехника и электроника. – 2016. – Т. 61, № 5. – С. 546–550.
7. Князев А.Д. Конструирование радиоэлектронной и электронно-вычислительной аппаратуры с учетом электромагнитной совместимости / А.Д. Князев, Л.Н. Кечиев, Б.В. Петров. – М.: Радио и связь, 1989. – 224 с.
8. Surovtsev R.S. Investigation of Possibility of Protection against Electrostatic Discharge Using Meander Microstrip Line / R.S. Surovtsev, A.V. Nosov, A.M. Zabolotsky and T.R. Gazizov // Journal of Physics Conference Series. – 2018. – Vol. 1015, № 2. – 6 p.

Микола Павел Владимирович

Магистрант каф. телевидения и управления
Томского государственного университета
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, 634050
Тел.: +7-952-891-57-21
Эл. почта: mikolapavell@gmail.com

Суровцев Роман Сергеевич

Канд. техн. наук, с.н.с. НИЛ ФИЭМС ТУСУРа
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, 634050
Тел.: +7-913-858-16-12
Эл. почта: surovtsvrs@gmail.com

УДК 621.315.216

И.И. Николаев, М.Е. Комнатнов

Анализ погонных параметров силовых шин электропитания с коаксиальным и спиральным поперечными сечениями

Выполнено сравнение погонных параметров коаксиальной силовой шины электропитания со спиральной при проводниках бесконечно тонких и конечной толщины. Показано, как увеличение количества витков и толщины стенок пластин приводит к уменьшению погонной индуктивности и волнового сопротивления и увеличению погонной ёмкости. Сравнение погонных параметров спиральной с коаксиальной СШЭП показало, что значения погонных параметров коаксиальной и спиральной СШЭП довольно близки, и различие уменьшается при увеличении количества цилиндров для коаксиальной и витков для спиральной СШЭП. Между тем спиральная линия более предпочтительна, чем коаксиальная, особенно при уменьшении N и увеличении t .

Ключевые слова: силовая шина электропитания, численное моделирование, погонные параметры.

Силовые шины электропитания (СШЭП) используются для передачи электроэнергии высокой мощности от источника к потребителю. Преимуществами их использования являются низкий импеданс за счёт сильно связанных проводящих плоскостей, упрощённая сборка и повышенная надёжность. В основном СШЭП изготавливают с прямоугольным поперечным сечением, поскольку это является наиболее простым и известным конструкторским решением. В работе [1] исследуются зависимости значений погонных параметров различных форм поперечного сечения СШЭП с сохранением площади 50 мм^2 . Показано, что увеличение отношения ширины к толщине проводников приводит к уменьшению значений погонной индуктивности и волнового сопротивления, а также увеличению погонной ёмкости. При этом СШЭП с круглым (коаксиальным) поперечным сечением является более эффективной конструкцией за счёт компенсации вихревых магнитных полей в окружении СШЭП [2].

Конструкция коаксиальной СШЭП представляет собой систему, состоящую из коаксиальных трубок. Главными особенностями данной конструкции являются отсутствие результирующего магнитного поля в окружении СШЭП, а также низкое значение погонной индуктивности и низкие потери мощности. Увеличение количества цилиндров и толщины их стенок приводит к уменьшению погонной индуктивности и увеличению погонной ёмкости, что является положительным эффектом при проектировании СШЭП [3]. Спиральное поперечное сечение можно рассматривать как частный случай реализации коаксиального поперечного сечения.

В работе [4] предложена математическая модель распространения поперечной T -волны в линии передачи со спиральным поперечным сечением. В [5] представлена математическая модель для вычисления погонных параметров СШЭП со спиральным поперечным сечением для N витков. При этом в работах по спиральной линии отсутствует учёт толщины проводников, а также её сравнение с коаксиальной.

Таким образом, видится необходимым провести анализ, оценку и сравнение погонных параметров

коаксиального и спирального поперечных сечений СШЭП. Результаты учёта толщины проводников будут полезны при проектировании СШЭП с коаксиальным и спиральным поперечными сечениями.

Цель данной работы – выполнить анализ и сравнение погонных параметров СШЭП с коаксиальной и спиральной формами поперечного сечения.

Спиральная СШЭП с проводниками бесконечно тонкими и конечной толщины

Созданы модели спирального поперечного сечения СШЭП с проводниками бесконечно тонкими (рис. 1, *а*) и конечной толщины (рис. 1, *б*) в программном обеспечении TALGAT [6].

Исходными данными при вычислении погонных параметров являлись: начальный радиус $r = 1,2 \text{ мм}$, расстояние между витками $w = 0,1 \text{ мм}$, толщина проводников $t = 0,1; 0,5; 1 \text{ мм}$ и заданное количество витков N . Потери в проводниках и диэлектриках не учитывались. Относительные магнитная (μ_r) и диэлектрическая (ϵ_r) проницаемости приняты равными 1.

Для спиральной СШЭП с проводниками бесконечно тонкими и конечной толщины (см. рис. 1) выполнено вычисление погонной индуктивности (L) и ёмкости (C) при увеличении N от 1 до 10 (рис. 2).

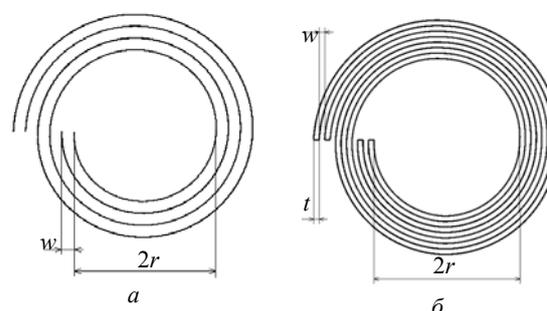


Рис. 1. Поперечные сечения спиральной СШЭП с проводниками бесконечно тонкими (*а*) и конечной толщины (*б*)

Из рис. 2 видно, что при увеличении t значения L уменьшаются, а C – увеличиваются, что является положительным эффектом при проектировании подобных СШЭП. Так, для СШЭП с бесконечно тонкими проводниками при увеличении N значения L

уменьшились с 13,7 до 0,45 нГн/м (в 30 раз), а C – увеличились с 0,82 до 24,8 нФ/м (в 30 раз), что привело к уменьшению волнового сопротивления (Z) с 4,1 до 0,13 Ом (в 30 раз) (рис. 3).

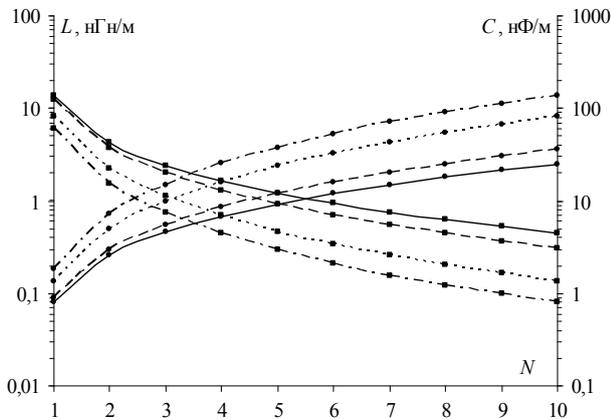


Рис. 2. Зависимости L (■) и C (●) от N для спиральной СШЭП с проводниками бесконечно тонкими (—) и толщиной $t = 0,1$ (---); $0,5$ (- -); 1 (· · ·) мм

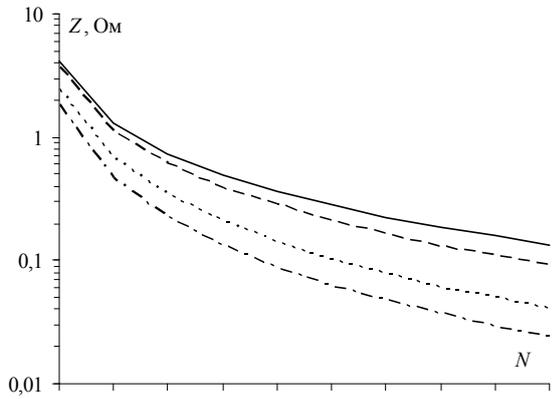


Рис. 3. Зависимости Z от N для спиральной СШЭП с проводниками бесконечно тонкими (—) и толщиной $t = 0,1$ (---); $0,5$ (- -); 1 (· · ·) мм

При увеличении толщины проводников значения L уменьшается, а C – увеличивается. Так, при $t = 0,1$ мм, значения L уменьшились с 12,28 до 0,31 нФ/м (в 40 раз), а C – увеличились с 0,9 до 35,69 нФ/м (в 40 раз). При $t = 0,5$ мм значения L уменьшились с 8,4 до 0,14 нФ/м (в 60 раз), а C – увеличились с 1,36 до 81,62 нФ/м (в 60 раз). При $t = 1$ мм значения L уменьшились с 6,05 до 0,08 нФ/м (в 75 раз), а C – увеличились с 1,84 до 137,98 нФ/м (в 75 раз). Таким образом, увеличение t от 0,1 до 1 мм, привело к уменьшению Z в 1,875 раза (см. рис. 3). Значения L и Z спиральной СШЭП при $t = 0,1; 0,5; 1$ мм, в сравнении с СШЭП при бесконечно тонких проводниках уменьшились, а C – увеличились в 1,33; 2 и 2,5 раза соответственно. Увеличение N , для бесконечно тонкой проводников, приводит к увеличению внешнего радиуса СШЭП от 1,5 мм до 3,3 мм (2,2 раза) и длины дуги спирали от 8,8 до 144,5 мм (в 16,4 раза). Увеличение толщины проводников приводит к увеличению внешнего радиуса в 2,89 (с 1,9 до 5,5 мм); 4 (с 3,5 до 14,3 мм); 4,6 (с 5,5 до

25,3 мм) раза и увеличению среднего значения длины дуги спирали в 21,7 (с 10 до 217 мм); 30 (с 17 до 506 мм); 35 (с 25 до 867 мм) раз соответственно.

Сравнение коаксиальной и спиральной СШЭП с бесконечно тонкими проводниками

Проведено сравнение значений L и C при увеличении количества (N) витков для спиральной и цилиндров для коаксиальной СШЭП по результатам работы [3]. Разница значений погонных параметров коаксиальной СШЭП по отношению к спиральной (δ) уменьшается с ростом N (рис. 4). Так, при $N = 1, 5, 10$ она составляет 10, 7 и 5% соответственно.

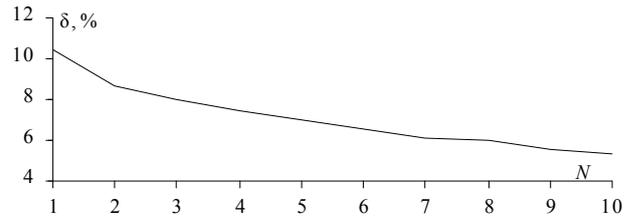


Рис. 4. Зависимость δ спиральной СШЭП от коаксиальной при изменении N

Сравнение коаксиальной и спиральной СШЭП с конечной толщиной проводников

В таблице представлены значения L и C , а также Z коаксиальной и спиральной СШЭП при $t = 0,1; 0,5; 1$ мм для $N = 1, 5, 10$. Видно, что при увеличении t значения L и Z уменьшаются, а C – увеличиваются. При этом значения L и Z для спиральной СШЭП по отношению к коаксиальной меньше, а C – больше. Так, при $t = 0,1$ мм и $N = 1, 5, 10$, разница значений погонных параметров составляет 13,97, 7 и 4,7%, при $t = 0,5$ мм – 32,97; 12,3 и 7,1%, а при $t = 1$ мм – 42,1; 12,8 и 6,95% соответственно.

Значения и отклонения параметров для спиральной и коаксиальной СШЭП при разной толщине проводников и разных N

t, N	СШЭП	L , нГн/м	ΔL , %	C , нФ/м	ΔC , %	Z , Ом	ΔZ , %
$t = 0,1$ мм, $N = 1$	Коакс.	14,02	13,97	0,79	13,97	4,2	13,97
	Спир.	12,31		0,9		3,69	
$t = 0,1$ мм, $N = 5$	Коакс.	1	7	11,13	7	0,3	7
	Спир.	0,93		11,91		0,28	
$t = 0,1$ мм, $N = 10$	Коакс.	0,33	4,7	34,07	4,7	0,1	4,7
	Спир.	0,31		35,69		0,09	
$t = 0,5$ мм, $N = 1$	Коакс.	10,95	32,97	1,02	32,97	3,28	32,97
	Спир.	8,24		1,35		2,47	
$t = 0,5$ мм, $N = 5$	Коакс.	0,53	12,3	21,15	12,3	0,16	12,3
	Спир.	0,47		23,75		0,14	
$t = 0,5$ мм, $N = 10$	Коакс.	0,15	7,1	76,26	7,1	0,044	7,1
	Спир.	0,14		81,67		0,04	
$t = 1$ мм, $N = 1$	Коакс.	8,6	42,1	1,29	42,1	2,58	42,1
	Спир.	6,05		1,84		1,81	
$t = 1$ мм, $N = 5$	Коакс.	0,33	12,8	33,67	12,8	0,1	12,8
	Спир.	0,29		37,99		0,09	
$t = 1$ мм, $N = 10$	Коакс.	0,09	6,95	129,18	6,95	0,03	6,95
	Спир.	0,08		138,15		0,02	

При этом значение внешнего радиуса для коаксиальной СШЭП при $t = 0,1; 0,5; 1$ мм и $N = 10$ составляет 5,1; 13,1; 23,1 мм соответственно, а для спиральной СШЭП – 5,5; 14,3; 25,3 мм.

Заключение

Выполнен анализ СШЭП со спиральным поперечным сечением с проводниками бесконечно тонкими и конечной толщины. Показано, что увеличение количества витков и толщины проводников приводит к уменьшению L и Z и увеличению C . При этом увеличиваются внешний радиус и средняя длина дуги конструкции СШЭП.

Сравнение погонных параметров спиральной с коаксиальной СШЭП показало, что значения погонных параметров коаксиальной и спиральной СШЭП довольно близки, и различие уменьшается при увеличении количества цилиндров для коаксиальной и витков для спиральной СШЭП. Между тем спиральная линия более предпочтительна, чем коаксиальная, особенно при уменьшении N и увеличении t . Однако для более корректного сравнения его целесообразно выполнить при равных поперечных сечениях линий. Это предполагается сделать в перспективе.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, проект № 19-37-51017.

Литература

1. Ternov S. Influence of the cross-section form of the power bus bar on its parameters / S. Ternov, A.V. Demakov, M.E. Komnatnov // Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT). – Moscow, 14–16 March 2018. – P. 1–4.
2. Ehrich M. Electrical properties and magnetic fields of a coaxial bus bar / M. Ehrich, L.O. Fichte, M. Luer // Proc. Asia-Pacific Conf. on Environmental Electromagnetics, Shanghai, China, 7 May 2000. – P. 11–16.
3. Николаев И.И. Силовая шина электропитания с коаксиальным поперечным сечением / И.И. Николаев, М.Е. Комнатнов / Сб. избр. статей научной сессии ТУСУР по матер. междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2020». – Томск: В-Спектр, 2020. – Ч. 1. – С. 257–260.
4. Fabbri I.M. The spiral coaxial cable // International Journal of Microwave Science and Technology. – 26 Feb. 2015. – Vol. 15, Iss. 2. – P. 1–18.
5. Komnatnov M.E. Electrical modeling of the spiral bus bar / M.E. Komnatnov, T.R. Gazizov // IEEE 21th International Conference on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices EDM. – 2020, Chermal, Russia, 29 June – 3 July 2020. – P. 1–5.
6. Куксенко С.П. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Доклады ТУСУР. – 2015. – С. 45–50.

Николаев Илья Игоревич

М.н.с. НИЛ «ФИЭМС» каф. телевидения и управления (ТУ) Томского гос. ун-та систем управления и радиотехники (ТУСУР)

Вершинина ул., 47, г. Томск, 634045

Тел.: +7-999-619-01-12

Эл. почта: nikolaev.727@yandex.ru

Комнатнов Максим Евгеньевич

С.н.с. НИЛ «БЭМС РЭС» каф. ТУ ТУСУРа

Вершинина ул., 47, г. Томск, 634045

Тел.: +7-952-888-38-96

Эл. почта: maxmek@mail.ru

УДК 621.391.825

Б.Е. Нурхан, И.Е. Сагиева

Влияние температуры на характеристики микрополосковой линии с боковыми заземленными проводниками сверху

Проведено моделирование влияния температуры на характеристики микрополосковой линии с боковыми заземленными проводниками сверху. Выявлено, что влияние температуры как отдельно на каждый из параметров поперечного сечения линии, так и совместно на все параметры линии в довольно широком диапазоне оказывается незначительным.

Ключевые слова: радиоэлектронная аппаратура, микрополосковая линия, погонная задержка, волновое сопротивление, температура.

В настоящее время применение радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) находит во многих областях жизнедеятельности, поэтому она должна работать в особенно сложных и зачастую жестких климатических условиях, которые могут оказывать на нее негативное влияние. В связи с этим при создании РЭА необходимо учитывать условия эксплуатации и параметры окружающей среды, а также соблюдать нормы стандартов, определяющие особенности конструкции при сборке и производстве. Одной из известных организаций, разрабатывающих подобные стандарты, является ИРС [1–2]. В соответствии с ИРС, «надежность – это восприимчивость оборудования безотказно работать в течение заданного интервала времени при требуемых условиях, без переизбытка прогнозируемых отказов». Исследования влияния температуры (T) на работоспособность компонентов РЭА, а также использование принятой информации на этапе проектирования позволяют повысить надежность оборудования, сократить количество отказов. Например, стационарная аппаратура работает в нормальных условиях, обычно в закрытых помещениях при 25 ± 10 °С. Однако есть и более сложные условия, когда работоспособность переносной аппаратуры должна сохраняться при температурах от -50 до $+50$ °С [3]. Поэтому изменение температуры от номинальной может привести к ухудшению работы аппаратуры, в связи с тем, что возникает деформация материалов, из которых изготовлены компоненты РЭА.

Например, в печатных платах (ПП) на базе стеклотекстолита пропитывающий компаунд переходит в текучее состояние при температуре стеклования, а плата начинает деформироваться из-за сильной неоднородности тепловых коэффициентов расширения по разным осям. Данные изменения могут привести к отслаиванию проводников и ухудшению изоляционных свойств ПП. Рассчитанная компоновка ПП с правильным распределением наиболее греющихся элементов дает возможность достичь отличных результатов без дополнительных затрат. Применение медных полигонов для отвода тепла от компонентов, а также использование металлизированных отверстий и сплошных медных слоев способствуют снижению теплового сопротив-

ления, которые в свою очередь могут сыграть роль для получения стабильных характеристик линий, таких как погонная задержка (τ) и волновое сопротивление (Z). В связи с этим это исследование актуально.

Самой наиболее часто реализуемой на ПП линией передачи (ЛП) является микрополосковая линия (МПЛ) [4]. Влияние температуры на характеристики простой МПЛ ранее были исследованы [5]. Однако исследование влияния температуры на получение стабильных значений характеристик τ и Z более сложных МПЛ остается открытым. Поэтому целью данной работы является исследование влияния температуры на характеристики τ и Z на примере МПЛ с боковыми заземленными проводниками сверху.

На рис. 1 представлено поперечное сечение МПЛ с боковыми заземленными проводниками сверху, параметры линии выбраны аналогичными работе [6].

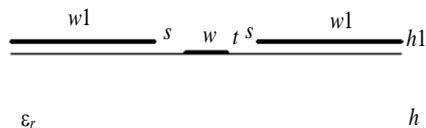


Рис. 1. Поперечное сечение МПЛ с боковыми заземленными проводниками сверху

Вычислены значения в системе TALGAT [7] на основе математической модели и формул для расчетов τ и Z , представленных в работе [5], при изменении T от -150 до $+150$ °С с шагом 25 °С и $s = 0,1-0,9$ мм для $h1 = 0,1$ мм. Рассмотрены два случая влияния T : отдельно на h (рис. 2) и одновременно на все параметры (рис. 3).

Анализ результатов рис. 2 показал, что влияние T на τ и Z (из-за температурного изменения h) для всех s слабо выражено. Аналогичные зависимости получены и при изменении w , $w1$, t , d .

Анализ результатов рис. 3, показал, что при изменении всех параметров одновременно влияние T на τ и Z также слабо выражено. Так, при рассмотрении частного случая, когда $s = 0,1$ мм (рис. 4), влияние T на отдельные параметры таково, что отклоне-

ния τ малы при изменении t (0,02%), w (0,05%), h (0,04%), при $w1$ (0,002%), d (0%), а при одновременном изменении всех параметров отклонение составляет 0,11%. Касательно значения Z также изменение слабое при изменении t (0,076%), w (0,3%), h (0,12%), при $w1$ (0,002%), d (0%), а при одновременном изменении всех параметров отклонение со-

ставляет 0,26%. Также касательно рис. 4 видно, что все параметры пересекаются при температуре 25 °С.

Таким образом, влияние T на w , t , h и d в довольно широком диапазоне температур незначительно изменяет τ и Z исследуемой линии. Однако влияние температуры на ϵ_r в данной работе не исследовано, но исследования будут продолжены.

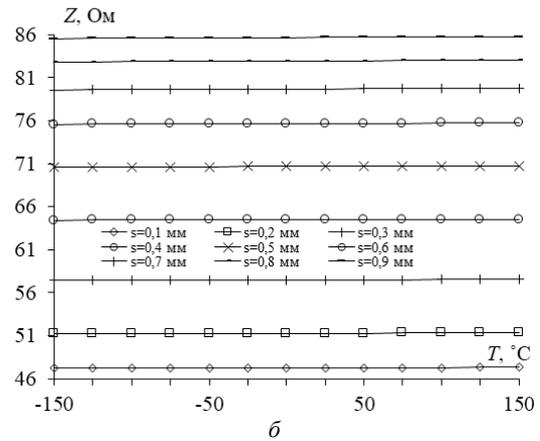
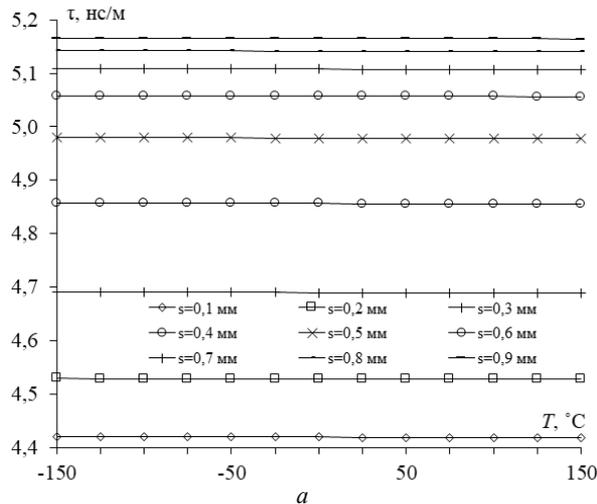


Рис. 2. Зависимости τ (а) и Z (б) от T при температурном изменении только h для $h1 = 0,1$ мм

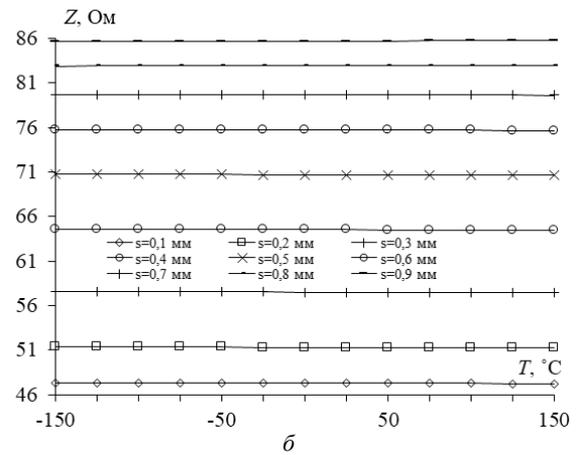
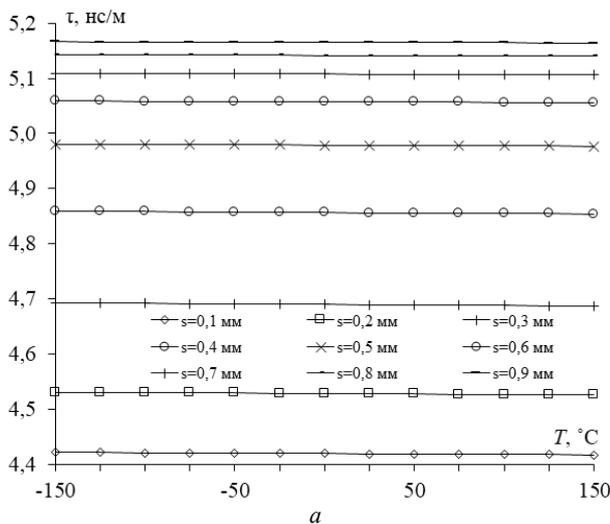


Рис. 3. Зависимости τ (а) и Z (б) от T при одновременном изменении w , $w1$, h , t , d для $h1=0,1$ мм

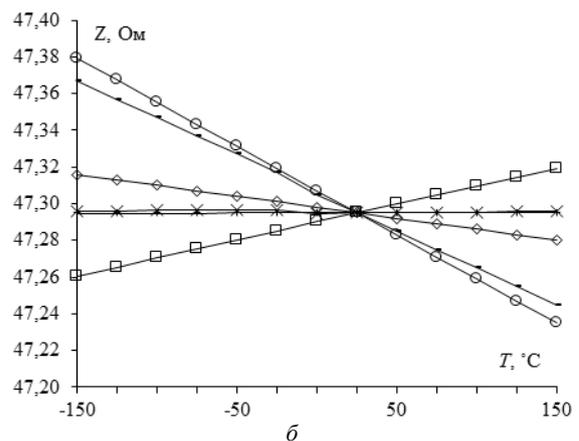
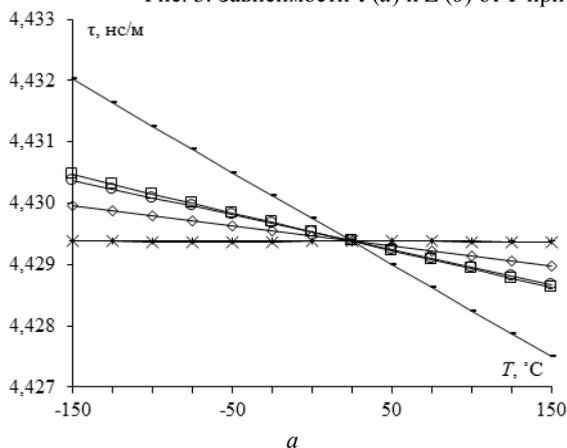


Рис. 4. Зависимости τ (а) и Z (б) от T при изменении w (\circ), $w1$ (\times), h (\square), t (\diamond), d ($+$) и их при одновременном изменении ($-$) для $s = 0,1$ мм и $h1 = 0,1$ мм

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 19-19-00424).

Литература

1. Влияние температуры и влажности на электронное оборудование. – URL: <https://tomsk.terraelectronica.ru/news/5526> (дата обращения: 20.09.2020).

2. ГОСТ Р 56252-2014. Платы печатные. Контроль влияния химических факторов и воздействия окружающей среды. – URL: <http://docs.cntd.ru/document/1200114719> (дата обращения: 20.09.2020).

3. Воздействие внешних условий на работоспособность РЭА. – URL: https://sinref.ru/000_uchebniki/04600radio/008_regulirovshik_radioaparaturi_gorodilin/054.htm (дата обращения: 20.09.2020).

4. Maloratsky L.G. Using modified microstrip lines to improve circuit performance // High Frequency Electronics. – 2011. – Vol. 10, No. 5. – P. 38–52.

5. Sagiyeva I.Y. The influence of temperature on microstrip transmission line characteristics / I.Y. Sagiyeva, A.V. Nosov, R.S. Surovtsev // 21st International conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices EDM. – Erlagol, Altai, June 29 – July 3, 2020. – P. 191–194.

6. Сагиева И.Е. Моделирование характеристик микрополосковой линии с боковыми заземленными проводниками сверху // Матер. докл. междунар. науч.-практ.

конф. «Электронные средства и системы управления». – Томск, 2017. – С. 19–20.

7. Куксенко С.П. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Докл. Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2015. – № 2(36). – С. 45–50.

Нурхан Бахтияр Ельжасулы

Магистрант каф. телевидения и управления (ТУ)
Томского государственного ун-та систем управления
и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-996-938-53-28
Эл. почта: baha99@list.ru

Сагиева Индира Ериковна

Аспирант каф. ТУ ТУСУР
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0001-7119-0583
Тел.: +7-913-801-19-89
Эл. почта: indira_sagieva@mail.ru

УДК 621.396.669

А.Д. Пискаев, Т.Р. Газизов

Квазистатическое моделирование треугольного легкого модального фильтра

Рассмотрена возможность уменьшения массы модальных фильтров (МФ). Выполнено квазистатическое моделирование ослабления сверхкоротких импульсов (СКИ) треугольным МФ при различных параметрах. Получено ослабление СКИ в 2 раза при уменьшении массы пассивного проводника в 5 раз.

Ключевые слова: модальный фильтр, метод моментов, электромагнитная совместимость, временной отклик.

Жесткая электромагнитная обстановка приводит к возникновению помех и наводок в радиоэлектронной аппаратуре (РЭА). В связи с этим необходимо уделять внимание электромагнитной совместимости (ЭМС) РЭА [1]. Одним из опасных воздействий на РЭА является сверхкороткий импульс (СКИ), который способен вызывать сбои в работе, а также выводить аппаратуру из строя.

Для защиты РЭА предложены модальные фильтры (МФ), которые, в отличие от промышленных устройств, имеют небольшие габариты и невысокую стоимость [2]. Исследован треугольный МФ, используемый для защиты цепей Ethernet 100 Base-T. Однако модификация такого МФ для цепей питания приводит к повышенной массе за счет пассивного проводника. Это неприемлемо, особенно для космических аппаратов. Между тем по пассивному проводнику не протекает постоянный ток питания, так что его необязательно делать с таким же поперечным сечением, как активный и опорный. Поэтому целесообразно выполнить пассивный проводник тонким, хотя это и может повлиять на работу МФ. Примечательно, что ранее такие исследования не проводились.

Цель работы – оценка характеристик треугольного МФ с тонким пассивным проводником. В работе выполнено квазистатическое моделирование распространения СКИ в таком МФ с различными внутренними параметрами и выявлены их оптимальные значения.

Моделирование

Моделирование произведено в системе TALGAT без учета потерь [3]. В ней методом моментов вычисляются матрицы погонных параметров. Временной отклик получается квазистатическим моделированием с помощью быстрого преобразования Фурье и модифицированного узлового метода.

Построена геометрическая модель поперечного сечения в системе TALGAT (рис. 1). Толщина диэлектрика – 20 мм, толщина проводников – 10 мм, их ширина – 20 мм, зазор между проводниками – 10 мм. Входное воздействие – импульс в виде трапеции с ЭДС 2 В, длительностями фронта и спада по 50 пс, а плоской длины – 100 пс.

Построена схемная электрическая модель МФ (рис. 2). Сопротивления резисторов равны среднему геометрическому волновых сопротивлений мод (52,397 Ом).

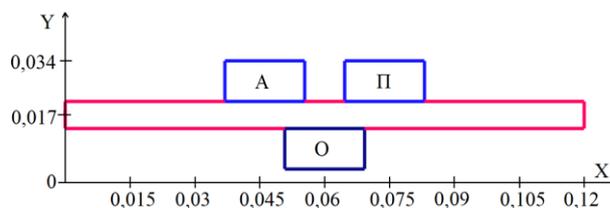


Рис. 1. Геометрическая модель поперечного сечения исходной структуры

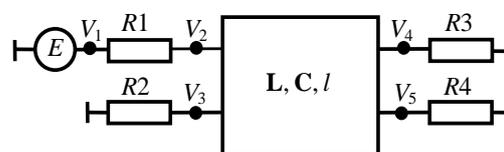


Рис. 2. Электрическая модель исследуемого МФ

По исходным параметрам построен временной отклик (рис. 3). Видно, что исходный импульс разложен на 2 импульса с одинаковой амплитудой в 4 раза меньше половины ЭДС.

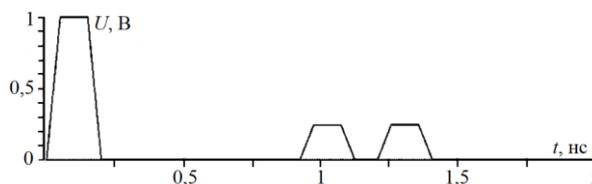


Рис. 3. Формы ЭДС (импульс 1) и напряжения на выходе (импульсы 2 и 3) при исходных параметрах

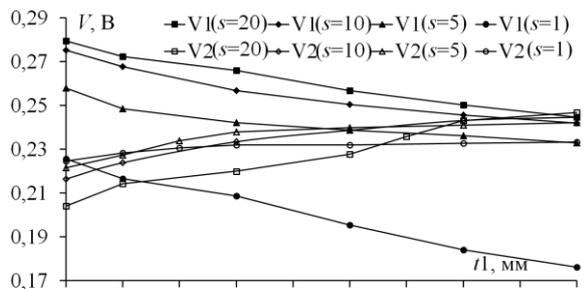
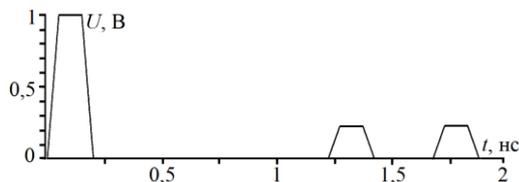
Проведено изменение параметров МФ с целью уменьшения его массы. Выявлено, что уменьшение толщины пассивного проводника (t_1) уменьшает соотношение амплитуд импульсов, но это можно компенсировать уменьшением зазора между проводниками (s). При изменении t_1 и s получены отклики, амплитуды импульсов которых приведены в табл. 1.

По результатам табл. 1 построены графики зависимости амплитуд импульсов V_1 и V_2 от t_1 при изменении s (рис. 4). Видно, что наименьшее значение (0,22 В) равных амплитуд импульсов достигается при $t_1 = 2$ мм и $s = 1$ мм. Уменьшение t_1 с 10 до 2 мм уменьшает его массу в 5 раз. Для этих параметров приведен временной отклик (рис. 5). При этом увеличилась разность погонных задержек четной и нечетной мод, что увеличило интервал между

импульсами, позволяя разложение импульса большей длительности.

Таблица 1

Амплитуды импульсов при изменении t_1 и s				
t_1 , мм	s , мм	V1/V2	V1, В	V2, В
10	20	0,9919	0,2448	0,2468
8	20	1,0292	0,2502	0,2431
6	20	1,0886	0,2568	0,2359
4	20	1,1682	0,2660	0,2277
3	20	1,2382	0,2724	0,2200
2	20	1,3047	0,2796	0,2143
1	20	1,4219	0,2902	0,2041
10	10	0,9890	0,2420	0,2447
8	10	1,0099	0,2456	0,2432
6	10	1,0494	0,2505	0,2387
4	10	1,1002	0,2569	0,2335
2	10	1,1956	0,2677	0,2239
1	10	1,2716	0,2753	0,2165
10	5	0,9600	0,2330	0,2423
8	5	0,9801	0,2363	0,2411
7	5	0,9954	0,2388	0,2399
6	5	1,0176	0,2422	0,2380
4	5	1,0875	0,2486	0,2339
2	5	0,9572	0,2580	0,2274
1	5	0,9795	0,2652	0,2216
10	1	0,7549	0,1762	0,2334
8	1	0,7908	0,1841	0,2328
6	1	0,8419	0,1954	0,2321
4	1	0,8996	0,2087	0,2320
3	1	0,9393	0,2167	0,2307
2	1	0,9882	0,2256	0,2283
1	1	1,0570	0,2375	0,2247

Рис. 4. Зависимости амплитуд импульсов V1 и V2 от толщины пассивного проводника t_1 при изменении зазора s Рис. 5. Формы ЭДС (импульс 1) и напряжения на выходе (импульсы 2 и 3) для $w_1 = 20$ мм, $t_1 = 2$ мм, $s = 1$ мм

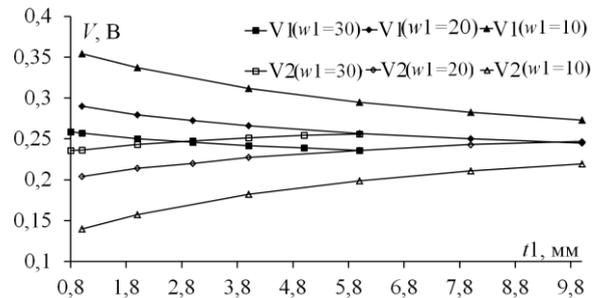
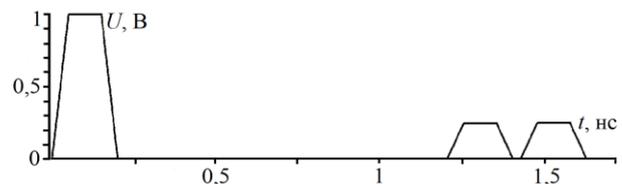
Выявлена аналогичная возможность компенсации, но расширением пассивного проводника, хотя это и препятствует уменьшению массы. По результатам табл. 2 построены зависимости V1 и V2 от толщины пассивного проводника t_1 при изменении w_1 (рис. 6). Видно, что наименьшее значение равных амплитуд импульсов достигается при $t_1 = 3$ мм и

$w_1 = 30$ мм. Для этих параметров построен временной отклик (рис. 7).

Аналогично получены зависимости амплитуд импульсов разложения от t_1 при изменении ширины пассивного проводника w_1 (см. табл. 2).

Таблица 2

Амплитуды импульсов при изменении t_1 и w_1				
t_1 , мм	w_1 , мм	V1/V2	V1, В	V2, В
10	10	1,2443	0,2730	0,2194
8	10	1,3409	0,2828	0,2109
6	10	1,4854	0,2950	0,1986
4	10	1,7083	0,3116	0,1824
2	10	2,1422	0,3374	0,1575
1	10	2,5325	0,3543	0,1399
1	20	0,9919	0,2448	0,2468
8	20	1,0292	0,2502	0,2431
6	20	1,0886	0,2568	0,2359
4	20	1,1682	0,2660	0,2277
3	20	1,2382	0,2724	0,2200
2	20	1,3047	0,2796	0,2143
1	20	1,4219	0,2902	0,2041
6	30	0,9215	0,2360	0,2561
5	30	0,9383	0,2389	0,2546
4	30	0,9618	0,2418	0,2514
3	30	0,9935	0,2462	0,2478
2	30	1,0279	0,2502	0,2434
1	30	1,0870	0,2573	0,2367
0,8	30	1,0976	0,2587	0,2357

Рис. 6. Зависимости амплитуд импульсов V1 и V2 от толщины пассивного проводника t_1 при изменении ширины пассивного проводника w_1 Рис. 7. Формы ЭДС (импульс 1) и напряжения на выходе (импульсы 2 и 3) для $w_1 = 30$ мм, $t_1 = 3$ мм, $s = 20$ мм

Заключение

В результате моделирования определены зависимости напряжений импульсов треугольного МФ от параметров. Выявлена возможность уменьшения массы с улучшением характеристик МФ. В дальнейшем предлагается провести оптимизацию, например генетическим алгоритмом, работы МФ при изменении сразу трех параметров. В частности, будет учтена разница погонных задержек. Кроме того, будут выполнены более точные оценки уменьшения массы.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, проект № 19-37-51017.

Литература

1. Paul C.R. Introduction to Electromagnetic Compatibility. – Wiley Interscience, 2006. – 1013 p.
2. Заболоцкий А.М. Модальные фильтры для защиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: Изд-во ТУСУР, 2013. – 151 с.
3. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко,

А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 2(36). – С. 45–50.

Пискаев Артем Денисович
Студент НИЯУ «МИФИ»
Эл. почта: piskaev63@yandex.ru

Газизов Тальгат Рашитович
Г.н.с. ТУСУРа, НТУ «Сириус»
Эл. почта: talgat@tu.tusur.ru

УДК 621.391.825

И.Е. Сагиева

Микрополосковая линия с двумя симметричными проводниками сверху, защищающая от сверхкоротких импульсов

Описывается заявка на патент на изобретение с одноименным названием. Показано, что устройство может использоваться как модальный фильтр. Получено ослабление сверхкороткого импульса более чем в 2 раза. Перечислены отличия характеристик устройства.

Ключевые слова: микрополосковая линия, сверхкороткий импульс, проводник, электромагнитная индукция, электростатическая индукция.

Микрополосковые линии (МПЛ) массово используются для передачи электрических сигналов и питания различным элементам электрических цепей. Поэтому они непрерывно модифицируются для совершенствования их возможностей [1].

Наиболее близкой к предлагаемому изобретению является МПЛ, состоящая из опорного проводника в виде проводящего слоя, диэлектрической подложки на опорном проводнике и сигнального проводника в виде полоски на подложке [2]. Недостатком линии является то, что она не обеспечивает защиту от сверхкороткого импульса (СКИ).

Предлагается МПЛ, состоящая из опорного проводника в виде проводящего слоя, диэлектрической подложки на опорном проводнике и сигнального проводника в виде полоски на подложке, отличающаяся наличием двух симметричных проводников сверху, соединенных на концах с опорным проводником, и выбором параметров линии, обеспечивающим разложение СКИ, воздействующего между сигнальным и опорным проводниками, на два импульса равной амплитуды. Техническим результатом является возможность защиты от СКИ, достигаемая за счет его модального разложения.

Достижимость технического результата показана на примере моделирования структуры, поперечное сечение которой приведено на рис. 1, схема электрическая принципиальная – на рис. 2, а воздействующий СКИ – на рис. 3.

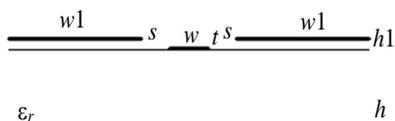


Рис. 1. Поперечное сечение предлагаемой линии

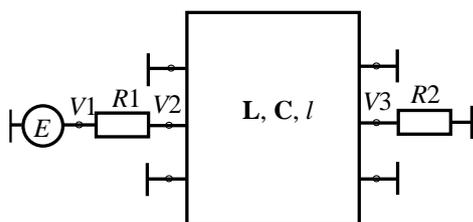


Рис. 2. Моделируемая схема включения предлагаемой линии

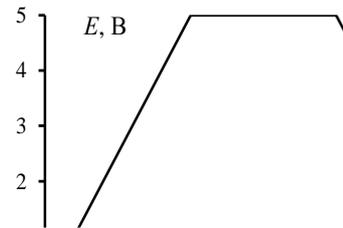


Рис. 3. Форма электродвижущей силы источника

Параметры поперечного сечения: $t = 18$ мкм, $w = 0,3$ мм, $w1 = 1$ мм, $h = 1$ мм, $h1 = 0,1$ мм, $s = 0,45$ мм. Совокупность этих параметров определяет матрицы погонных коэффициентов электромагнитной (\mathbf{L}) и электростатической (\mathbf{C}) индукции линии. Другие параметры схемы: длина линии $l = 1$ м, внутренние сопротивления источника СКИ и нагрузки $R1 = R2 = 50$ Ом. Два симметричных проводника соединены на концах с опорным проводником. У источника СКИ амплитуда электродвижущей силы (ЭДС) 5 В, а времена нарастания, плоской вершины и спада – по 50 пс. Потери в проводниках и диэлектриках не учитывались.

Вычисленные матрицы \mathbf{L} и \mathbf{C} :

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 518,1 & 235,8 & 235,8 \\ 235,8 & 412,7 & 147,8 \\ 235,8 & 147,7 & 412,7 \end{bmatrix} \text{ нГн/м};$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 72,82 & -22,06 & -22,06 \\ -22,06 & 60,61 & -5,667 \\ -22,06 & -5,667 & 60,61 \end{bmatrix} \text{ пФ/м}.$$

Корень квадратный из собственных значений произведения этих матриц определяет значения погонных задержек мод, распространяющихся в такой линии, как $\tau_1 = 4,32$ нс/м, $\tau_2 = 5,38$ нс/м, $\tau_3 = 4,19$ нс/м. Каждой из них соответствует собственный вектор напряжений:

$$U_1 = \begin{pmatrix} 0,7 \\ -0,2 \\ 0,7 \end{pmatrix}, U_2 = \begin{pmatrix} -0,4 \\ -0,8 \\ -0,4 \end{pmatrix}, U_3 = \begin{pmatrix} -0,7 \\ 0 \\ 0,7 \end{pmatrix}. \quad (1)$$

Достоверность результатов подтверждается их сравнением с векторами, представленными в [3], в нормированном виде через коэффициенты a и b :

$$U1 = \begin{pmatrix} a \\ 1 \\ a \end{pmatrix}, U2 = \begin{pmatrix} -b \\ 1 \\ -b \end{pmatrix}, U3 = \begin{pmatrix} -1 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}. \quad (2)$$

Однако в силу симметрии двух верхних проводников амплитуда импульса моды 3 равна нулю, и остаются только импульсы мод 1 и 2. Интервал между ними (около 1 нс) определяется произведением длины линии (1 м) и разности погонных задержек мод 1 и 2 (около 1 нс/м). Это подтверждают вычисленные формы напряжения в начале (V2) и конце (V3) сигнального проводника, приведенные на рис. 4.

Как видно, к концу линии приходят первые 2 импульса с интервалом между ними около 1 нс и равными амплитудами около 1,2 В. Это означает возможность ослабления (в 2 раза, по отношению к половине ЭДС) воздействующего СКИ (с общей длительностью меньше указанного интервала) и защиты от него, что показывает достижимость технического результата.

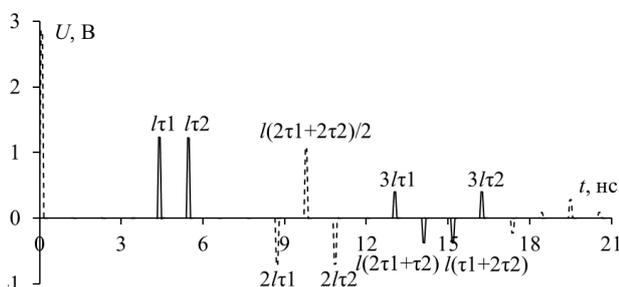


Рис. 4. Формы напряжения в начале (- -) и конце (-) заявляемой линии

В заключение отметим отличия предложенного МФ от известных и представленных в [4]:

1. Минимальное и равное напряжение импульсов на выходе, как правило, получалось при сопротивлениях на концах пассивного проводника, значения которых равны среднему геометрическому волновых сопротивлений мод, а в некоторых МФ – короткому замыканию на одном конце и холостому ходу на другом. Но в этом МФ равное напряжение импульсов получается при коротком замыкании пассивного проводника на опорный.

2. Многие известные МФ имеют симметричное (или близкое к нему) расположение активного и пассивного проводников относительно опорного, которое обеспечивало равенство амплитуд напряжения импульсов. Но данную МФ обеспечивает это при резко асимметричном расположении указанных проводников относительно опорного.

3. В этом МФ привлекает внимание тот факт, что пассивные проводники, закороченные на опорный, можно трактовать как опорный проводник, разделённый на несколько проводников, соединённых на концах.

4. Последующие импульсы, приходящие к концу линии, являются разнополярными, причем их амплитуды близки.

5. Среди последующих импульсов есть дополнительные импульсы с задержками, равными линейным комбинациям задержек импульсов мод.

Исследование поддержано Министерством науки и высшего образования (проект FEWM-2020-0041).

Литература

1. Maloratsky L.G. Using modified microstrip lines to improve circuit performance // High Frequency Electronics. 2011. – Vol. 10, No. 5. – P. 38–52.
2. Бахарев С.И., Вольман В.И. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств. – М.: Радио и связь, 1982. – 328 с.
3. Riazat M. Propagation modes and dispersion characteristics of coplanar waveguides // M. Riazat, R. Majidi-Ahy, I.J. Feng // IEEE Trans. on microwave theory and techniques – March 1990. – Vol. 38, No. 3. – P. 241–251.
4. Электромагнитная совместимость: модальные технологии: учеб. пособие / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: Изд-во Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2018. – 132 с.

Сагиева Индира Ериковна
 Аспирант каф. ТУ ТУСУРа,
 научно-технологический университет «Сириус»
 Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
 ORCID: 0000-0001-7119-0583
 Тел.: +7-913-801-19-89
 Эл. почта: indira_sagieva@mail.ru

УДК 621.391.825

И.Е. Сагиева, Д.В. Клюкин

Многовариантный анализ экранированной микрополосковой линии методами моментов и конечных элементов

Выполнен многовариантный анализ погонной задержки и волнового сопротивления экранированной микрополосковой линии методами моментов и конечных элементов. Сравнительный анализ показал, что результаты являются очень близкими. Максимальные различия составили 2%.

Ключевые слова: печатная плата, микрополосковая линия, метод моментов, метод конечных элементов.

В настоящее время моделирование различных полосковых линий (ПЛ) с целью контроля значений характеристик является важной задачей при проектировании печатных плат (ПП) радиоэлектронной аппаратуры (РЭА). Моделирование обладает преимуществами над испытанием за счет ускорения и дешевизны. Поэтому в современных условиях почти на всех этапах проектирования ПП используются различные специализированные системы автоматизированного проектирования (САПР) электронных устройств, реализованные на основе ряда численных методов, таких как метод моментов (МоМ), метод конечных элементов (FEM) и др. Одной из таких систем является система TALGAT [1], позволяющая выполнить моделирование на основе МоМ. Так, с её помощью выполнен ряд исследований, посвященных возможности получения нулевой чувствительности погонной задержки (τ) и волнового сопротивления (Z) различных микрополосковых линий (МПЛ) [2, 3]. Однако для проверки достоверности полученных результатов полезен сравнительный анализ результатов моделирования разными методами.

Цель данной работы – выполнить сравнительный анализ результатов моделирования характеристик экранированной микрополосковой линии (ЭМПЛ), используя МоМ и FEM.

Вначале рассмотрим кратко МоМ и FEM. Сделаем это по материалам работы [4].

МоМ используется для расчёта токов в металлических и диэлектрических структурах при излучении в свободном пространстве.

FEM широко применяется при механическом анализе конструкций. Идея FEM заключается в раз-

биении сложной структуры на большое количество областей (элементов), каждая из которых имеет простую геометрическую форму, например треугольника. В этих элементах искомое решение аппроксимируется простыми полиномиальными функциями, коэффициенты которых определяются с помощью узловых значений для каждого элемента.

Для моделирования использованы программы FasterCap [5], FEMM [6] и FEM2D [7]. Моделировались характеристики τ и Z ЭМПЛ (рис. 1), полученные ранее в системе TALGAT [8]. Для ясности кратко рассмотрим их, используя МоМ и FEM.

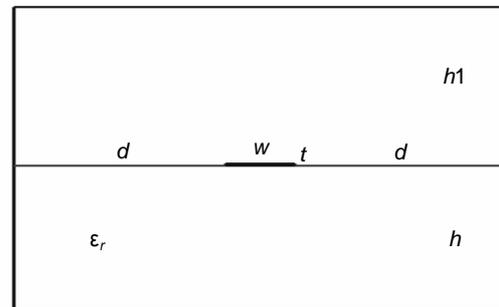
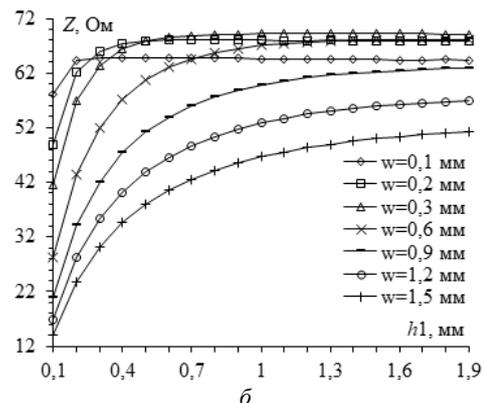
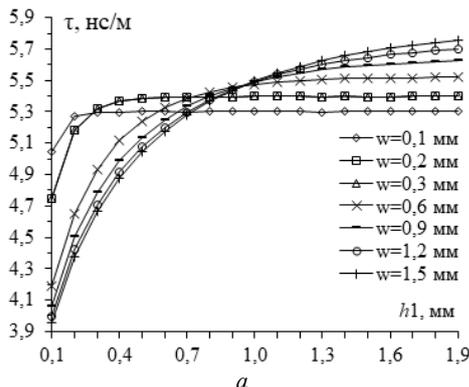


Рис. 1. Поперечное сечение ЭМПЛ

Значения параметров поперечного сечения линий: толщина полоски $t = 18$ мкм, толщина подложки $h = 1$ мм, относительная диэлектрическая проницаемость подложки $\epsilon_r = 4,5$ (стеклотекстолит).

На рис. 2–5 представлены аналогичные результаты для τ и Z , вычисленные в программах TALGAT, FasterCap, FEMM, FEM2D.

Рис. 2. Зависимости τ (а) и Z (б) от $h1$ в TALGAT

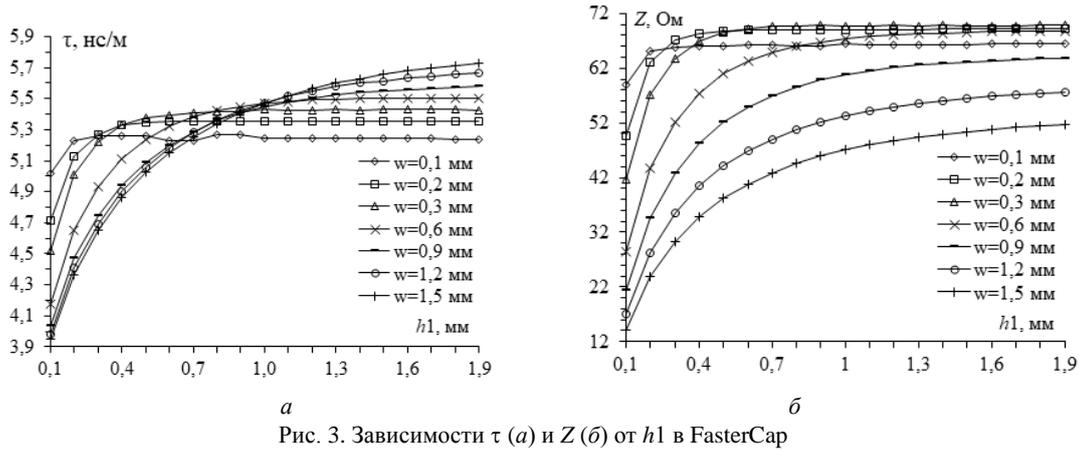


Рис. 3. Зависимости τ (а) и Z (б) от $h1$ в FasterCap

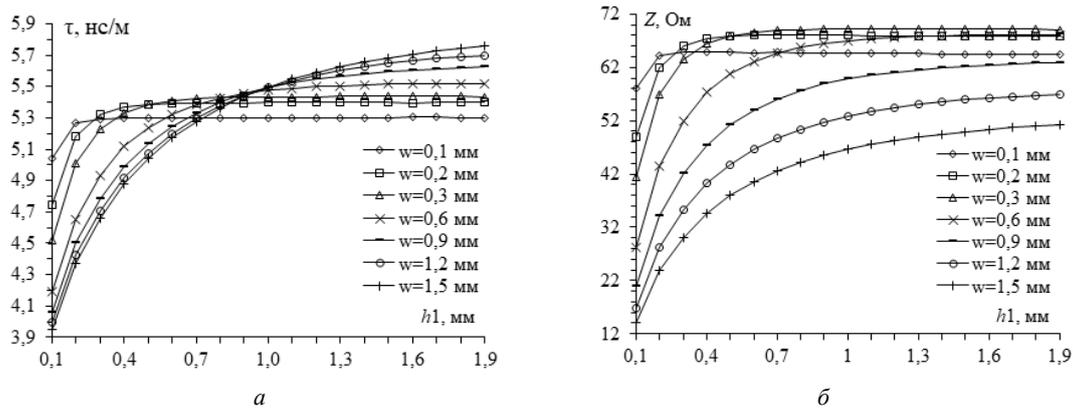


Рис. 4. Зависимости τ (а) и Z (б) от $h1$ в FEMM

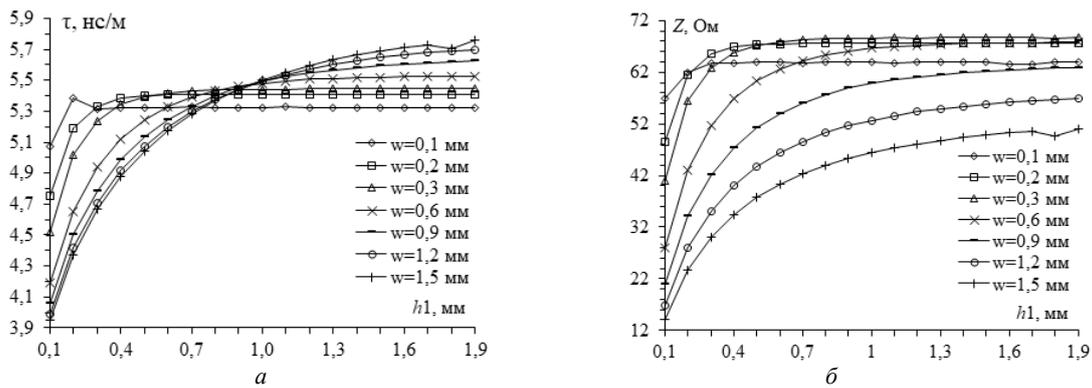


Рис. 5. Зависимости τ (а) и Z (б) от $h1$ в FEM2D

Из рис. 3–5 видно, что все зависимости τ и Z ведут себя аналогичным образом, как на рис. 2 из работы [2]. Однако при $w = 0,1$ мм наблюдаются небольшие различия результатов при вычислениях FasterCap и FEMM, а при $w = 0,1$ мм и $h1 = 0,2$ мм в FEM2D изменения более выражены. Поэтому на рис. 6 представлена сравнительная оценка для всех программ при $w = 0,1$ мм. Так, например, при $h1 = 0,2$ мм отклонение значения τ от TALGAT составляет: FasterCap – 0,34%, FEMM – 1,09%, FEM2D – 3,30%. Касательно зависимостей Z при $h1 = 0,2$ мм отклонение от TALGAT составляет: FasterCap – 0,57%, FEMM – 2,20%, FEM2D – 5,85%. В диапазоне $h1 = 1–1,9$ мм для τ и Z наблюдается практиче-

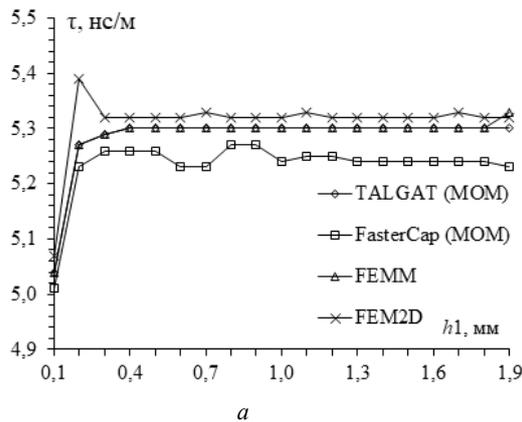
ское совпадение значений τ в программах TALGAT и FasterCap, что объяснимо одним методом МоМ.

На рис. 7 представлена сравнительная оценка погонных значений индуктивности (L) и ёмкости (C) для всех программ при $w = 0,3$ мм. Как видно, зависимости L и C ведут себя обратно и имеют широкий участок со слабым изменением значения. Отклонения значений других программ от TALGAT составляют менее 1%.

Таким образом, в работе выполнено моделирование ЭМПЛ в диапазоне параметров посредством и методов МоМ и FEM.

Выполнен сравнительный анализ результатов в разных программах. Результаты являются практиче-

ски совпадающими. Результаты работы показывают возможность использования системы TALGAT для подобных исследований, например для проектирования линий передачи со стабильными характеристиками.



Исследование поддержано Министерством науки и высшего образования (проект FEWM-2020-0041).

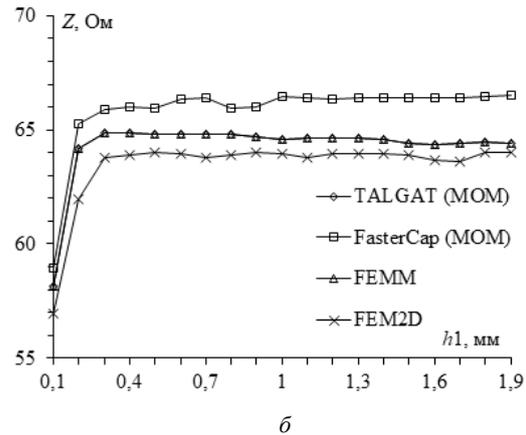


Рис. 6. Зависимости τ (а) и Z (б) от h_1

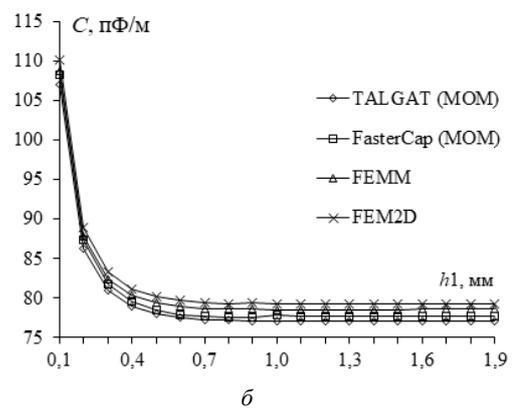
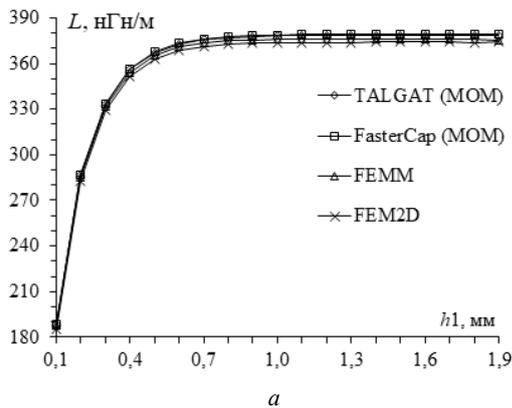


Рис. 7. Зависимости L (а) и C (б) от h_1

Литература

1. Куксенко С.П. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Докл. Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2015. – № 2(36). – С. 45–50.

2. Sagiyeva I.Ye. Decrease of microstrip line characteristics sensitivity at the expense of a shielding / I.Ye. Sagiyeva, T.R. Gazizov // Actual problems of radiophysics. Proceedings of the VII International Conference «APR–2017». – Tomsk, Russia, September 18–22, 2018. – P. 67–70.

3. Sagiyeva I.Ye. Side grounded conductors dipped in a substrate of a microstrip line, as a tool of line characteristics control / I.Ye. Sagiyeva, T.R. Gazizov // Siberian journal of science and technology. – 2018. – Vol. 19, No. 2. – P. 303–307.

4. Куксенко С.П. Электромагнитная совместимость: моделирование. – Томск: В-Спектр, 2018. – 188 с.

5. FasterCap. – URL: <https://www.fastfieldsolvers.com/FasterCap.htm> (дата обращения: 20.09.2020).

6. FEMM. – URL: <http://www.femm.info/wiki/HomePage> (дата обращения: 20.09.2020).

7. Клюкин Д.В. Расчет погонных параметров линий передачи методом конечных элементов / Д.В. Клюкин,

А.А. Квасников // Сб. избранных статей междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2020». – Томск, Россия, 13–30 мая, 2020. – Ч. 1. – С. 251–254.

8. Сагиева И. Исследование характеристик экранированной микрополосковой линии // Изв. вузов. Физика. – 2017. – Т. 60, № 12/2. – С. 103–107.

Сагиева Индира Ериковна

Аспирант каф. ТУ ТУСУРа,
научно-технологический университет «Сириус»
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, 634050
ORCID: 0000-0001-7119-0583
Тел.: +7-913-801-19-89
Эл. почта: indira_sagiyeva@mail.ru

Клюкин Дмитрий Владимирович

Магистрант каф. ТУ ТУСУРа
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, 634050
Тел.: +7-999-499-76-45
Эл. почта: yuhoo11@mail.ru

УДК 621.37

В.А. Сирица, Р.С. Суровцев, А.В. Носов

Разложение сверхкороткого импульса в каскадно соединенных 5-проводном микрополосковом модальном фильтре и витке меандровой микрополосковой линии

Продемонстрирована возможность разложения сверхкороткого импульса (СКИ) в каскадно соединенных 5-проводном модальном фильтре и меандровой микрополосковой линии. Для этого сформулированы условия полного разложения СКИ и выполнена оптимизация геометрических параметров устройства по критериям выполнения каждого из условий. В результате ослабление СКИ на выходе устройства составило 26,6 раза.

Ключевые слова: меандровая линия, модальный фильтр, сверхкороткий импульс, защита.

Неуклонный рост и развитие радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) и ее внедрение практически во все сферы жизнедеятельности человека заставляют разработчиков уделять особое внимание обеспечению электромагнитной совместимости (ЭМС). Так, наблюдается уменьшение рабочих напряжений РЭА, увеличение ее рабочих частот и плотности монтажа печатных плат (ПП) в составе РЭА, что приводит к повышению восприимчивости РЭА к различным электромагнитным воздействиям (ЭМВ). К тому же ежегодный рост количества РЭА и степени ее интеграции увеличивает риск ее повреждения от импульсного [1] и непрерывного [2] воздействий, даже с малой амплитудой напряженности поля. Одной из задач ЭМС является защита от кондуктивных воздействий, которые представляют собой ЭМВ, проникающие в аппаратуру непосредственно по проводникам [3]. Опасным ЭМВ является мощный сверхкороткий импульс (СКИ), способный проникать внутрь РЭА и выводить ее из строя за счет широкого спектра и высокой мощности [4, 5]. Для защиты РЭА от ЭМВ используются различные схемотехнические и конструктивные решения, например: ограничители напряжения, варисторы, пассивные RC- и LC-фильтры, имеющие ряд недостатков, основными из которых являются малые мощность и быстродействие, а также низкая радиационная стойкость и как следствие малый срок службы [3]. В этой связи традиционные средства защиты зачастую не могут обеспечить должной защиты РЭА от СКИ [6], поэтому необходимы поиск и исследование новых путей эффективной защиты.

Исследованы различные устройства на основе полосковых линий для защиты от СКИ и фильтрации сигналов в частотной области [7–12]. Для защиты от СКИ предложены модальные фильтры (МФ), основанные на технологии модального разложения [13], которые лишены указанных недостатков, а также имеют ряд преимуществ (отсутствие полупроводниковых компонентов, большой срок службы, работа при высоких напряжениях и малая стоимость). Выполнен ряд исследований по использованию многопроводных МФ. Так, представлено системное исследование многопроводных МФ [14], в котором выполнен их анализ и рассмотрена возмож-

ность оптимизации по разным критериям, а также сформирована гибридная модель оптимизации, включающая эвристический поиск и генетический алгоритм. В дополнение выполнено экспериментальное подтверждение модальной фильтрации на основе многопроводных микрополосковых линий (МПЛ). Так, для двух- и трехпроводной МПЛ получено ослабление 11,5 и 13,7 раза. Другим подходом на основе разложения сигнала на моды является подход к защите от СКИ, основанный на его разложении в витке меандровой МПЛ на последовательность импульсов меньшей амплитуды [15]. Выбором параметров линии обеспечиваются несколько простых условий, за счет чего осуществляется разложение СКИ на три основных импульса с меньшей амплитудой относительно исходной. Первый импульс является перекрестной наводкой на ближнем конце линии, которая приходит к концу витка в момент появления в линии основного сигнала. Второй и третий импульсы (для простоты изложения будем называть их импульсами четной и нечетной мод) являются результатом различия погонных задержек этих мод. Есть исследование разложения СКИ на последовательность из девяти основных импульсов в меандровой МПЛ, состоящей из двух витков, соединенных каскадно [16], в котором получены новые условия, позволяющие получить такое разложение и увеличенное ослабление СКИ.

Примечательно исследование совместного применения 3-проводного МФ и меандровой МПЛ для ослабления СКИ [17]. Так, за счет их каскадного соединения и выполнения сформулированных условий разложения СКИ сначала в МФ, а затем в меандровой МПЛ получено ослабление 9,8 раза. Таким образом, каскадное соединение МФ и меандровой МПЛ позволяет увеличить ослабление СКИ при сравнительно небольшом увеличении массогабаритных показателей конечного устройства. Тогда при увеличении количества проводников в МФ возможно увеличить ослабление СКИ. Поэтому цель данной работы – исследовать возможность разложения СКИ в гибридном устройстве защиты на основе каскадного соединения 5-проводного микрополоскового модального фильтра (далее – МФ) и витка меандровой МПЛ. Для ее достижения необходимо: вы-

полнить предварительный анализ разложения СКИ и определить количество основных импульсов разложения в конце устройства; сформулировать условия, позволяющие разложить СКИ на последовательность импульсов меньшей амплитуды; выполнить оптимизацию параметров поперечных сечений 5-проводного МФ и меандровой МПЛ эвристическим поиском по критериям выполнения сформулированных условий; выполнить анализ полученных результатов.

Исходные данные

Поперечные сечения 5-проводного МФ и меандровой МПЛ представлены на рис. 1, 2 соответственно, где $w_{мф}$ и $w_{мл}$ – ширина проводников МФ и меандровой МПЛ соответственно, $t_{мф}$ и $t_{мл}$ – толщина проводников МФ и меандровой МПЛ соответственно, $s_{1мф}–s_{4мф}$ и $s_{мл}$ – расстояния между проводниками МФ и меандровой МПЛ соответственно, $h_{мф}$ и $h_{мл}$ – толщины основы печатной платы МФ и меандровой МПЛ соответственно, а $\epsilon_{мф}$ и $\epsilon_{мл}$ – диэлектрические проницаемости подложки МФ и меандровой МПЛ соответственно.

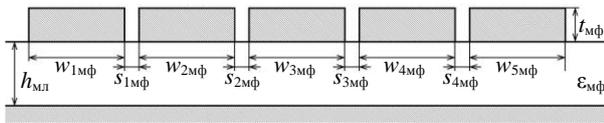


Рис. 1. Поперечное сечение 5-проводного МФ

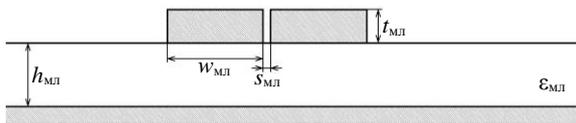


Рис. 2. Поперечное сечение меандровой МПЛ

На рис. 3 приведена схема соединений исследуемого устройства. Она представляет собой 5-проводный МФ, соединенный каскадно с меандровой МПЛ. МФ состоит из пяти параллельных проводников длиной $l_{мф}$, один из которых соединен на одном конце с источником импульсных сигналов, представленным на схеме идеальным источником ЭДС E и внутренним сопротивлением $R1$, а на другом конце – с началом витка меандровой МПЛ. Четыре других проводника соединены на концах с резисторами ($R2–R9$) на землю. Меандровая МПЛ состоит из двух параллельных проводников длиной $l_{мл}$, соединенных между собой на одном конце. Выход линии соединен с приёмным устройством, которое представлено на схеме сопротивлением $R6$. Все сопротивления $R1–R10$ равны 50 Ом.

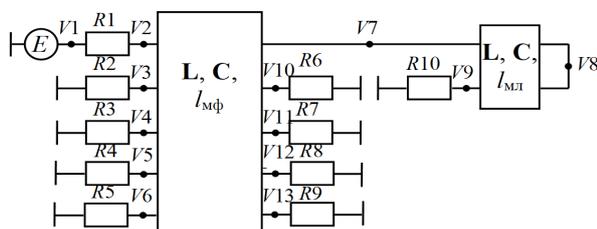


Рис. 3. Схема соединений 5-проводного МФ и меандровой МПЛ

В качестве тестового воздействия выбран импульс в виде трапеции с ЭДС 1 В, длительностью плоской вершины 100 пс, а фронта и спада – по 50 пс аналогично работе [17].

Предварительный анализ

Известно [14], что при определенных параметрах поперечного сечения МФ количество импульсов разложения на выходе равно количеству проводников МФ, а при их увеличении уменьшается амплитуда этих импульсов. При оптимальных параметрах поперечных сечений 5-проводного МФ и меандровой МПЛ в составе одного устройства (при их совместном использовании) на выходе можно наблюдать 15 основных импульсов разложения ($I1–I15$), поскольку каждый из 5 импульсов с выхода 5-проводного МФ будет раскладываться еще на три импульса в меандровой МПЛ. Однако для обеспечения такого разложения необходимо сформулировать соответствующие условия.

Количество мод, распространяющихся в многопроводной линии передачи, равно количеству ее проводников (не считая опорного), при этом каждая мода имеет определенную погонную задержку [14]. Так, в 5-проводном МФ распространяются 5 мод, каждая со своей погонной задержкой ($\tau_1, \tau_2, \tau_3, \tau_4, \tau_5$), а в витке меандровой МПЛ – только нечетная (τ_o) и четная (τ_e) моды. Важно отметить, что в меандровой МПЛ также имеется перекрестная наводка на ближнем конце, которая приходит без задержки. Тогда, зная погонные задержки каждой из мод и длины $l_{мф}$ и $l_{мл}$, можно определить задержки каждого из основных импульсов разложения ($t_{I1}–t_{I15}$) на выходе исследуемого устройства аналогично [17]:

$$t_{I1} = \tau_1 l_{мф}, t_{I2} = \tau_1 l_{мф} + \tau_o 2l_{мл}, t_{I3} = \tau_1 l_{мф} + \tau_e 2l_{мл},$$

$$t_{I4} = \tau_2 l_{мф}, t_{I5} = \tau_2 l_{мф} + \tau_o 2l_{мл}, t_{I6} = \tau_2 l_{мф} + \tau_e 2l_{мл},$$

$$t_{I7} = \tau_3 l_{мф}, t_{I8} = \tau_3 l_{мф} + \tau_o 2l_{мл}, t_{I9} = \tau_3 l_{мф} + \tau_e 2l_{мл},$$

$$t_{I10} = \tau_4 l_{мф}, t_{I11} = \tau_4 l_{мф} + \tau_o 2l_{мл}, t_{I12} = \tau_4 l_{мф} + \tau_e 2l_{мл},$$

$$t_{I13} = \tau_5 l_{мф}, t_{I14} = \tau_5 l_{мф} + \tau_o 2l_{мл}, t_{I15} = \tau_5 l_{мф} + \tau_e 2l_{мл}.$$

Для полного разложения СКИ на выходе устройства необходимо, чтобы задержка каждого последующего импульса была не меньше задержки предыдущего, просуммированной с общей длительностью СКИ, иначе импульсы будут накладываться друг на друга. Зная выражения, определяющие задержки импульсов ($I1–I15$), это может быть обеспечено следующим рядом условий:

$$\tau_1 l_{мф} + \tau_o 2l_{мл} \geq \tau_1 l_{мф} + t_{\Sigma}, \quad (1)$$

$$\tau_1 l_{мф} + \tau_e 2l_{мл} \geq \tau_1 l_{мф} + \tau_o 2l_{мл} + t_{\Sigma}, \quad (2)$$

$$\tau_2 l_{мф} \geq \tau_1 l_{мф} + \tau_e 2l_{мл} + t_{\Sigma}, \quad (3)$$

$$\tau_2 l_{мф} + \tau_o 2l_{мл} \geq \tau_2 l_{мф} + t_{\Sigma}, \quad (4)$$

$$\tau_2 l_{мф} + \tau_e 2l_{мл} \geq \tau_2 l_{мф} + \tau_o 2l_{мл} + t_{\Sigma}, \quad (5)$$

$$\tau_3 l_{мф} \geq \tau_2 l_{мф} + \tau_e 2l_{мл} + t_{\Sigma}, \quad (6)$$

$$\tau_3 l_{мф} + \tau_o 2l_{мл} \geq \tau_3 l_{мф} + t_{\Sigma}, \quad (7)$$

$$\tau_3 l_{мф} + \tau_e 2l_{мл} \geq \tau_3 l_{мф} + \tau_o 2l_{мл} + t_{\Sigma}, \quad (8)$$

$$\tau_4 l_{мф} \geq \tau_3 l_{мф} + \tau_e 2l_{мл} + t_{\Sigma}, \quad (9)$$

$$\tau_4 l_{мф} + \tau_o 2l_{мл} \geq \tau_4 l_{мф} + t_{\Sigma}, \quad (10)$$

$$\tau_4 l_{мф} + \tau_e 2l_{мл} \geq \tau_4 l_{мф} + \tau_o 2l_{мл} + t_{\Sigma}, \quad (11)$$

$$\tau_5 l_{мф} \geq \tau_4 l_{мф} + \tau_e 2l_{мл} + t_{\Sigma}, \quad (12)$$

$$\tau_5 l_{мф} + \tau_o 2l_{мл} \geq \tau_5 l_{мф} + t_{\Sigma}, \quad (13)$$

$$\tau_5 l_{мф} + \tau_e 2l_{мл} \geq \tau_5 l_{мф} + \tau_o 2l_{мл} + t_{\Sigma}, \quad (14)$$

где t_{Σ} – сумма длительностей фронта, спада и плоской вершины СКИ.

После простых алгебраических преобразований выражения (1), (4), (7), (10) и (13) примут одинаковый вид

$$\tau_0 2l_{\text{мл}} \geq t_{\Sigma}, \quad (15)$$

а (2), (5), (8), (11) и (14) –

$$\tau_e 2l_{\text{мл}} \geq \tau_0 2l_{\text{мл}} + t_{\Sigma}. \quad (16)$$

Таким образом, для разложения СКИ на последовательность из 15 импульсов в каскадно-соединенных 5-проводном МФ и меандровой МПЛ необходимо выполнить условия (3), (6), (9), (12), (15) и (16).

Результаты моделирования

Моделирование выполнено в системе TALGAT без учета потерь в проводниках и диэлектрике [18]. С учетом условий (3), (6), (9), (12), (15) и (16) выполнен эвристический поиск оптимальных параметров поперечных сечений МФ и меандровой МПЛ. Получены следующие параметры поперечного сечения МФ: $w_{1\text{мф}}=2000$ мкм, $w_{2\text{мф}}=w_{3\text{мф}}=w_{4\text{мф}}=1500$ мкм, $w_{5\text{мф}}=2000$ мкм, $t_{\text{мф}}=200$ мкм, $h_{\text{мф}}=200$ мкм, $s_{1\text{мф}}=s_{2\text{мф}}=10$ мкм, $s_{3\text{мф}}=20$ мкм, $s_{4\text{мф}}=30$ мкм и $\epsilon_{\text{рмф}}=50$. Оптимальные параметры поперечного сечения меандровой МПЛ: $w_{\text{мл}}=500$ мкм, $t_{\text{мл}}=300$ мкм, $h_{\text{мл}}=500$ мкм, $s_{\text{мл}}=32$ мкм и $\epsilon_{\text{мл}}=80$.

Вычисленные в системе TALGAT погонные задержки МФ: $\tau_1=8,05$ нс/м, $\tau_2=10,2$ нс/м, $\tau_3=12,47$ нс/м, $\tau_4=17,4$ нс/м, $\tau_5=22,7$ нс/м, а меандровой МПЛ – $\tau_0=11,1$ нс/м, $\tau_e=22,5$ нс/м. С учетом условий (3), (6), (9) и (10) получены значения длин МФ и меандровой МПЛ: $l_{\text{мф}}=2000$ мм и $l_{\text{мл}}=25$ мм. При подстановке значений вычисленных погонных задержек в условия (3), (6), (9), (12), (15) и (16) они выполняются с запасом.

На рис. 4 представлена форма сигнала в диапазоне 15–55 нс (поскольку до 15 нс импульсов не наблюдается, а после 55 нс наблюдаются только импульсы меньшей амплитуды, вызванные отражениями) на выходе исследуемого устройства.

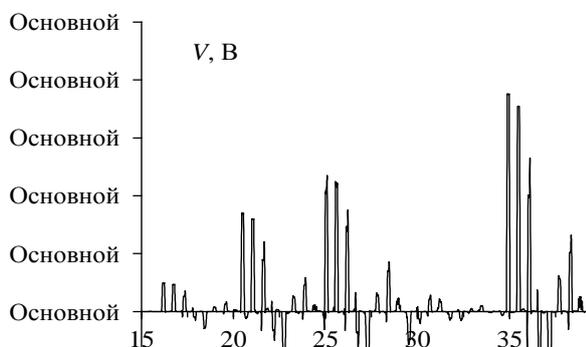


Рис. 4. Форма сигнала в конце устройства при выполнении условий (3), (6), (9), (12), (15) и (16)

Из рис. 4 видно, что СКИ в конце устройства представлено последовательностью множества импульсов, из которых 15 являются основными, а остальные – отражениями. Максимальная амплитуда СКИ на выходе устройства не превышает 19 мВ. Таким образом, ослабление СКИ (относительно $E/2$) составило 26,6 раза.

Заключение

Продемонстрирована возможность разложения СКИ в каскадно соединенных 5-проводном МФ и меандровой МПЛ. Для этого сформулированы условия полного разложения СКИ и выполнена оптимизация геометрических параметров устройства по критериям выполнения каждого из условий. В результате ослабление СКИ на выходе устройства составило 26,6 раза.

Исследование поддержано Министерством науки и высшего образования (проект FEWM-2020-0041).

Литература

1. Мещеряков С.А. Моделирование физических процессов в полупроводниковых структурах при воздействии мощного СВЧ-импульса. Структуры с барьером Шоттки // Журнал радиоэлектроники. – 2013. – № 11. – С. 1–15.
2. Пирогов Ю.А. Повреждения интегральных микросхем в полях радиоизлучения / Ю.А. Пирогов, А.В. Солодов // Журнал радиоэлектроники. – 2013. – № 6. – С. 1–38.
3. Gizatullin Z.M. Investigation of the immunity of computer equipment to the power-line electromagnetic interference / Z.M. Gizatullin, R.M. Gizatullin // Journal of Communications Technology and Electronics. – 2016. – Vol. 61, № 5. – P. 546–550.
4. Mora N. Study and classification of potential IEMI sources / N. Mora, F. Vega, G. Lugrin, F. Rachidi, M. Rubinstein // System Design and Assessment Notes. – 8 July 2014. – Note 41. – P. 1–48.
5. Gizatullin Z.M. Study of the electromagnetic compatibility of local area networks under the action of nanosecond electromagnetic disturbances / Z.M. Gizatullin, R.M. Gizatullin // Journal of Communications Technology and Electronics. – 2014. – Vol. 59, № 5. – P. 424–426.
6. Response of telecom protection to three IEC waveforms / M.A. Messier, K.S. Smith, W.A. Radasky, M.J. Madrid // Proc. 15th Int. Zürich Symp. EMC. – Schweiz, 2003. – P. 18–20.
7. Systematic description of the protection capability of protection elements / R. Krzikalla, J. Luiken, L. Haseborg, F. Sabath // 2007 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. – Honolulu, 2007. – P. 1–5.
8. Krzikalla R. Interdigital microstrip filters as protection devices against ultrawideband pulses / R. Krzikalla, T. Weber, J.L. Haseborg // 2003 Proc. of IEEE Int. Symp. on EMC (Istanbul). – P. 1313–1316.
9. Krzikalla R. HPEM protection on HF transmission lines / R. Krzikalla, T. Weber, J.L. Haseborg // 2005 Proc. of IEEE Int. Symp. on EMC (Chicago). – P. 977–81.
10. Weber T. Linear and nonlinear filters suppressing UWB pulses / T. Weber, R. Krzikalla, J. Haseborg // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2004. – Vol. 46, № 3. – P. 423–430.
11. Cui Q. Investigation of waffle structure SCR for electro-static discharge (ESD) protection / Q. Cui, S. Dong, Y. Han // 2012 IEEE International Conference on Electron Devices and Solid State Circuit (EDSSC). – Bangkok, 2012. – P. 1–4.
12. Hayashi H. ESD protection design optimization using a mixed-mode simulation and its impact on ESD protection design of power bus line resistance / H. Hayashi, T. Kuroda, K. Kato, K. Fukuda, S. Baba, Y. Fukuda // 2005 International Conference On Simulation of Semiconductor Processes and Devices. – Tokyo, 2005. – P. 99–102.
13. Gazizov A.T. UWB pulse decomposition in simple printed structures / A.T. Gazizov, A.M. Zabolotsky, T.R. Ga-

zizov // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2016. – Vol. 58, No. 4. – P. 1136–1142.

14. Belousov A.O. Systematic approach to optimization for protection against intentional ultrashort pulses based on multiconductor modal filters / A.O. Belousov, T.R. Gazizov // Complexity. – 2018. – Vol. 2018. – P. 1–15.

15. Surovtsev R.S. Possibility of protection against UWB pulses based on a turn of a meander microstrip line / R.S. Surovtsev, A.V. Nosov, A.M. Zabolotsky, T.R. Gazizov // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2017. – Vol. 59, No. 6. – P. 1864–1871.

16. Nosov A.V. Propagation of UWB pulse in two turns of meander microstrip line connected in cascade/ A.V. Nosov, R.S. Surovtsev, T.R. Gazizov // 2019 International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON). – 2019. – P. 0288–0292.

17. Nosov A.V. Simulating hybrid protection against ultrashort pulse based on its modal decomposition / A.V. Nosov, A.O. Belousov, R.S. Surovtsev, T.R. Gazizov // Journal of Physics: Conference Series. – 2019. – Vol. 1353, № 1. – P. 1–6.

18. Kuksenko S.P. Preliminary results of TUSUR University project for design of spacecraft power distribution network: EMC simulation // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – 2019. – Vol. 560, No. 1. – P. 1–6.

Сирица Вероника Андреевна

Инж.-иссл. научно-исследовательского
медико-биологического инженерного центра
высоких технологий
Уральского федерального университета
Тел.: +7-982-601-25-62
Эл. почта: veronikusik2695@mail.ru

Суровцев Роман Сергеевич

Канд. техн. наук, с.н.с. НИЛ «ФИЭМС» ТУСУРа
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-913-858-16-12
Эл. почта: surovtssevr@gmail.com

Носов Александр Вячеславович

Канд. техн. наук, с.н.с. НИЛ «ФИЭМС» ТУСУРа
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-923-406-86-01
Эл. почта: alexns2094@gmail.com

УДК 621.389

А.А. Собко

Усовершенствование реверсивного преобразователя с дополнительным ключом управления средней мощностью элемента Пельтье

Проведен анализ влияния силовых цепей питания элемента Пельтье (ЭП) на слаботочные цепи управления реверсивного преобразователя с дополнительным ключом управления средней мощностью элемента Пельтье. Преобразователь предназначен для системы контроля температуры внешней поверхности испытательного контейнера климатической экранированной камеры. Выполнено его усовершенствование, позволившее увеличить максимальную мощность на ЭП, снизить потери и уменьшить габариты устройства.

Ключевые слова: ЭМС, мостовая схема, реверсивный преобразователь, элемент Пельтье.

Термоэлектрические элементы на основе эффекта Пельтье (ЭП) применяются достаточно широко, в особенности при терморегулировании систем на кристалле [1], мощных полупроводниковых лазеров [2–4] и перестраиваемых СВЧ-генераторов [5]. Также известен специальный терморегулятор на ЭП, позволивший исследовать оптические эффекты в кристаллах при поддержании их стабильной заданной температуры [6].

В работе [7] описаны разработка методики управления группой ЭП и алгоритм контроля температуры, обеспечивающие распределённое управление группой ЭП с поддержкой многофазного режима работы, и создан реверсивный преобразователь для электропитания ЭП с управлением посредством одного ШИМ-сигнала и сигнала реверса. Показана разработанная печатная плата и указано, что трассировка цепей питания и управляющих цепей проведена с учетом требований электромагнитной совместимости (ЭМС). В частности, устранены лицевые связи управляющих и силовых цепей на большой протяженности, а пересечения трасс на разных слоях печатной платы реализованы под углом 90°. Однако не приведено расчётов взаимовлияний силовых и управляющих цепей. Также показано, что разработанный реверсивный преобразователь обеспечивает мощность на ЭП до 91 Вт, с управлением средней мощностью одним ШИМ-сигналом и КПД 81,8%. Однако указано что суммарные потери мощности в транзисторах составляют 6,63 Вт.

Цель работы – провести оценку влияния силовых цепей питания ЭП на слаботочные цепи управления в реверсивном преобразователе и усовершенствовать реверсивный преобразователь с дополнительным ключом управления средней мощностью ЭП.

Исходная схема

Разработанный реверсивный преобразователь (рис. 1) отличается тем, что две пары активных ключевых элементов (АЭ) АЭ1–АЭ4 соединены относительно источника электропитания последовательно с ключевым элементом АЭ5 и позволяют управлять направлением тока через ЭП и средней мощностью, используя один сигнал реверса (1 или 0) и один ШИМ-сигнал.

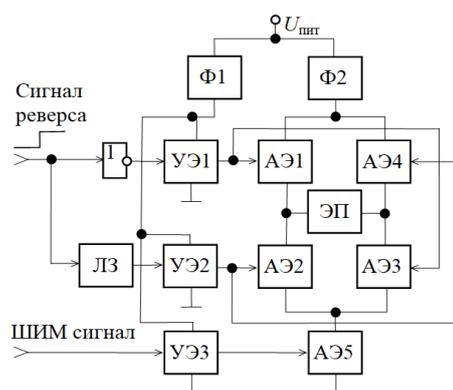


Рис. 1. Структурная схема реверсивного преобразователя для электропитания ЭП

Таким образом, как наиболее критичную управляющую цепь можно выделить именно ШИМ-сигнал, так как управление реверсом осуществляется сменой логического уровня (1 или 0). При этом наиболее критичными силовыми цепями тогда будут являться те цепи, которые проходят наиболее близко к цепи ШИМ.

Влияние силовых цепей на управляющие

При анализе топологии ПП реверсивного преобразователя (рис. 2) выявлено, что пересечения проводников на разных слоях ПП при трассировке выполнены оптимально под углом 90°, однако на верхнем слое ПП присутствует протяженный участок слаботочной цепи управления, а именно проводник с управляющим ШИМ-сигналом, проходящий параллельно с проводником силовой цепи питания ЭП, находящимся на нижнем слое ПП, что говорит о возможном влиянии силовой цепи питания на слаботочную цепь управления. Также выявлен протяженный участок нижнего слоя ПП, на котором расположены параллельно друг другу три проводника силовых цепей питания ЭП. Поэтому проведён анализ двух вышеописанных участков ПП на наличие взаимовлияний. При моделировании все полигоны «земли» считались под нулевым потенциалом, а структура рассматривалась как 4 связанные линии.

Поперечное сечение выделенного участка ПП представлено на рис. 3. Длина структуры равна

6,475 мм, толщина диэлектрической подложки с диэлектрической проницаемостью 4,5 (FR-4) составляет 1,6 мм, высота всех проводников равна 35 мкм. На верхнем слое располагается проводник управляющего ШИМ-сигнала шириной $w_2 = 0,5$ мм, на расстоянии $s_1 = 0,21$ мм с левой стороны расположен полигон «земли» шириной $w_1 = 2,5$ мм, а с правой стороны на аналогичном расстоянии s_1 расположен полигон «земли» шириной 8,5 мм.

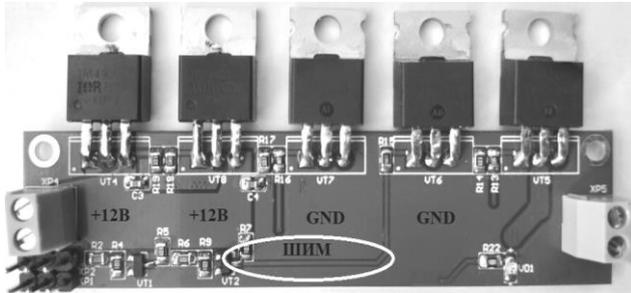


Рис. 2. Печатная плата реверсивного преобразователя

На нижнем слое под проводником управляющего ШИМ-сигнала расположен полигон «земли» шириной $w_6 = 2,235$ мм, по левую сторону от которого на расстоянии $s_2 = 0,5$ мм располагается проводник сильноточной цепи питания ЭП шириной $w_5 = 2,5$ мм, от которого на расстоянии s_2 присутствует полигон «земли» шириной $w_4 = 4$ мм. С правой стороны присутствуют два пассивных проводника шириной $w_7 = 0,5$ мм на расстоянии $s_4 = 0,59$ мм друг от друга, и $s_3 = 0,2$ мм от полигона «земли» шириной $w_9 = 0,33$ мм.

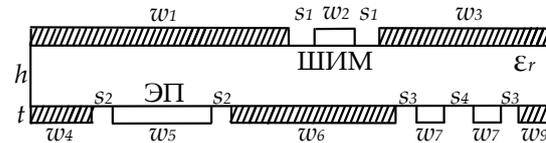


Рис. 3. Поперечное сечение участка ПП, на котором оценивается влияние цепей питания на цепь управления

Вычисление параметров линий и форм сигнала выполнялось в системе TALGAT [8]. Вычислены матрицы погонных параметров C (Ф/м) и L (Гн/м) для расчёта наводок на управляющий проводник:

$$C = \begin{bmatrix} 1,25523e-10 & -9,41955e-13 & -3,5021e-12 & -8,22801e-13 \\ -8,84723e-13 & 1,94966e-10 & -4,67078e-13 & -3,58477e-13 \\ -3,4537e-12 & -5,42821e-13 & 1,1161e-10 & -2,30823e-11 \\ -7,66081e-13 & -3,34269e-13 & -2,23505e-11 & 1,08816e-10 \end{bmatrix},$$

$$L = \begin{bmatrix} 3,37444e-07 & 1,42236e-09 & 6,85057e-09 & 3,41771e-09 \\ 1,43754e-09 & 2,54992e-07 & 5,39694e-09 & 4,89673e-09 \\ 6,85893e-09 & 5,38279e-09 & 4,07368e-07 & 9,29999e-08 \\ 3,43112e-09 & 4,8843e-09 & 9,30056e-08 & 4,12854e-07 \end{bmatrix}.$$

В связи с несимметричностью структуры поперечного сечения матрицы погонных параметров из-за вычислительных погрешностей также не симметричны, однако асимметрия невелика. Далее построена принципиальная схема с резисторами 50 Ом (рис. 4), в которой к активному проводнику подключен источник сигнала.

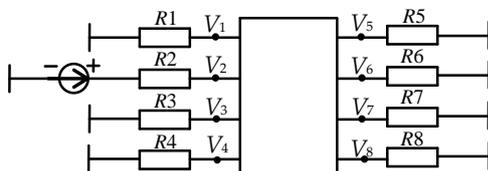


Рис. 4. Схема электрическая принципиальная участка ПП, на котором оценивается влияние цепей питания на цепь управления

В качестве тестовых сигналов выбраны: импульсный сигнал частотой 245 Гц, имитирующий сигнал в стандартном режиме работы реверсивного преобразователя и коэффициентом заполнения 50%, и электростатические разряды (сверхкороткие импульсы) генераторов импульсов ВАЕ-NLTL (60 кВ) и FPG30-1KM (25 кВ) с оцифрованными версиями, формы сигналов которых реализованы в системе TALGAT. Моделирование показало сигнал наводки на управляющей линии -104 дБ относительно испытательного как при подаче на силовую линию им-

пульса, имитирующего сигнал в стандартном режиме работы реверсивного преобразователя, так и при подаче электростатических разрядов двух видов. Это говорит о пренебрежимо малом влиянии сильноточной цепи питания ЭП на слаботочную цепь управления.

Вторая структура при моделировании рассматривалась как 3 связанные линии. Длина структуры второго участка ПП равна 6,5 мм. На верхнем слое расположен сплошной полигон «земли» шириной $w_1 = 15,25$ мм, на нижнем слое расположены 3 проводника сильноточных цепей питания шириной $w_2 = 2,5$ мм, проходящих параллельно друг другу на расстоянии $s_2 = 0,8$ мм и $s_3 = 0,95$ мм друг от друга (рис. 5). По краям нижнего слоя расположены полигоны «земли», имеющие ширину $w_2 = 2,5$ мм.

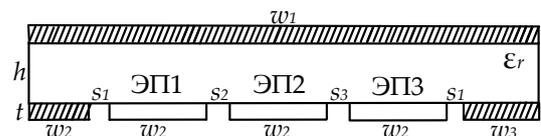


Рис. 5. Поперечное сечение участка ПП, на котором оценивается взаимовлияние сильноточных цепей питания

Проведён анализ взаимовлияний сильноточных цепей питания ЭП друг на друга. Для этого, аналогично первой структуре, создана модель поперечного сечения и вычислены матрицы C и L :

$$C = \begin{bmatrix} 1,93665e-10 & -2,66505e-11 & -7,82226e-13 \\ -2,65302e-11 & 1,80862e-10 & -2,26656e-11 \\ -1,07979e-12 & -2,2836e-11 & 1,87675e-10 \end{bmatrix},$$

$$L = \begin{bmatrix} 2,83148e-07 & 7,10401e-08 & 2,02929e-08 \\ 7,10399e-08 & 3,14695e-07 & 6,49152e-08 \\ 2,02919e-08 & 6,49142e-08 & 2,84522e-07 \end{bmatrix}.$$

Построена принципиальная схема участка ПП, и вычислены отклики на пассивных проводниках при подаче сигнала на активный проводник, в качестве активного поочередно выбраны проводники ЭП1–ЭП3.

Моделирование второй структуры показало максимальную наводку на пассивных линиях при подаче на силовую линию ЭП2 импульса, имитирующего сигнал от генератора электростатических импульсов ВАЕ-NLTL (60 кВ). В этом случае отношение амплитуды испытательного сигнала к амплитуде наводок на концах пассивных проводников ЭП1 и ЭП3 составило 64 дБ.

Усовершенствование преобразователя

Так как потери мощности в полевых транзисторах в первую очередь связаны с сопротивлением открытого канала, решено использовать в качестве АЭ1–АЭ4 *n*-канальный транзистор (TPHR9203PL) с меньшим сопротивлением канала (1,1 мОм). Выбор также объясняется конструктивным исполнением транзистора, выполненного в корпусе «SOP Advance», что позволяет значительно снизить массогабаритные показатели усовершенствованного реверсивного преобразователя.

После замены транзисторов проведены моделирование усовершенствованного реверсивного преобразователя в программе LTspice и сравнение его результатов с результатами моделирования исходного реверсивного преобразователя (рис. 6). Частота ШИМ-сигнала выбрана 245 Гц. Усовершенствование схемы позволило увеличить максимальную силу тока через ЭП до 11 А (см. рис. 6, б).

Благодаря описанным изменениям удалось увеличить напряжение и ток на ЭП, что позволило достичь максимальной мощности на ЭП 105,6 Вт при КПД η=80%. Также удалось улучшить форму импульсов тока и напряжения на ЭП благодаря значительному снижению времени нарастания импульса *t*_{ф+} со 180 мкс до 7 мкс, что можно видеть из сравнения импульсов тока исходного и усовершенствованного реверсивных преобразователей (рис. 7).

Заключение

Выполнен анализ реверсивного преобразователя на ЭМС, показавший отсутствие влияния сильноточных цепей питания ЭП на слаботочные управляющие. Проведено усовершенствование реверсивного преобразователя с дополнительным ключом управления средней мощностью ЭП, позволившее повысить максимально возможную мощность на ЭП до 105,6 Вт с КПД 80%, снизить время нарастания импульса в 25 раз и улучшить массогабаритные показатели.

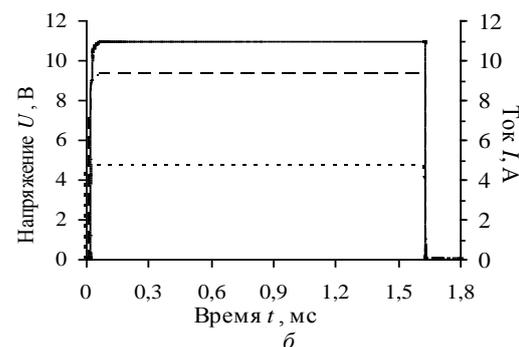
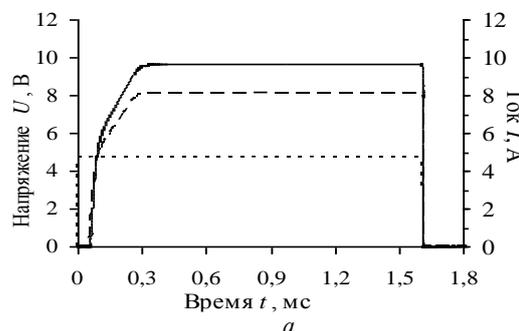


Рис. 6. Результаты моделирования исходного (а) и усовершенствованного (б) реверсивного преобразователя: напряжение (---) и ток (—) ЭП, управляющий ШИМ-сигнал (- - -)

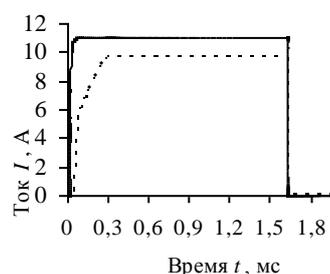


Рис. 7. Сравнение импульсов тока на ЭП для реверсивного преобразователя (- - -) и усовершенствованного реверсивного преобразователя (—)

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект №19-79-10162) в ТУСУРе.

Литература

1. Kim S., Lee H., Kim N., Yoo J. A thin film thermoelectric cooler for Chip-on-Board assembly // IEICE Electronics Express. – 2010. – Vol. 7, № 21. – P. 1615–1621.
2. Zou W.D., Ye Q., Xie H.H., Zhao L.Z. LD temperature control based on TMS320F2812 // Infrared and Laser Engineering. – 2008. – Vol. 37, № 4. – P. 642–645.
3. Xie H., Zou W.D., Huang C.H. LD temperature control system based on PWM comparison amplifier // Chinese

Journal of Scientific Instrument. – 2009. – Vol. 30, № 7. – P. 1530–1534.

4. Li J., Xu X., Zhang J., Wang X., Cao J. High power laser constant temperature control system // IEEE International conference on mechatronics and automation (Takamatsu, Japan, 6–9 August 2017). – Takamatsu, 2017. – P. 1–5.

5. Zhou F., Wang R.G., Ji Z.B., Zhao L. Tunable photonic microwave signal generation based on TEC temperature controller // Journal of Optoelectronics Laser. – 2014. – Vol. 25, № 9. – P. 1691–1694.

6. Дубровин А.Н., Мандель А.Е., Шандаров С.М., Шмаков С.С. Терморегулятор для исследований температурных зависимостей оптических эффектов в кристаллах // Приборы и техника эксперимента. – 2011. – № 4. – С. 156–158.

7. Собко А.А., Осинцев А.В., Комнатнов М.Е., Газизов Т.Р. Методика управления группой элементов Пельтье посредством реверсивных преобразователей с дополни-

тельным ключом управления электропитанием для климатической ТЕМ-камеры // Системы управления, связи и безопасности. – 2019. – № 4. – С. 323–341.

8. Куксенко С.П. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 2(36). – С. 45–50.

Собко Александр Александрович
Аспирант каф. ТУ, м.н.с. НИЛ «БЭМС РЭС»
Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Тел.: +7-913-104-73-60
Эл. почта: alexfreetibet@gmail.com

УДК 621.37

Е.С. Варзин, А.В. Носов, Р.С. Суворцев

Влияние температуры на характеристики одиночных и связанных копланарной с опорным проводником и микрополосковой линий передачи

Выполнена оценка влияния изменения температуры на характеристики линий передачи. Выявлено, что основное влияние на характеристики линий передачи оказывает температурное изменение ϵ_r . При этом линии передачи с опорным проводником менее подвержены влиянию изменения температуры, чем микрополосковые. Максимальные изменения характеристик одиночных копланарной с опорным проводником и микрополосковой линий при изменении температуры от -150 до 150 °С составили 11,9 и 16,23% соответственно, а связанных – 12,7 и 13% соответственно.

Ключевые слова: температурное воздействие, матрицы погонных параметров, микрополосковая и линия с опорным проводником.

Важными областями применения радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) являются аэрокосмическая и военная. В таких сферах РЭА работает в жестких климатических условиях, которые оказывают на нее негативное воздействие. Например, на околоземной орбите металл под прямыми лучами солнца прогревается до 160 °С, а в тени остывает до минус 100 °С. Изменение температуры окружающей среды может приводить к изменению химико-физических и механических свойств материалов [1].

При повышении температуры ускоряется развитие различных дефектов материалов. Такие дефекты приводят к понижению прочности соединений, а также элементов конструкции аппаратуры. Поэтому необходимо иметь представление, как будут изменяться характеристики РЭА под воздействием температуры. Однако для начала целесообразно выполнить анализ более простых структур с использованием более простых климатических моделей. Для этого будет использована климатическая модель, которая апробирована ранее на примере одиночной микрополосковой линии передачи [2]. Следующим шагом целесообразно исследовать влияние температуры на характеристики как одиночных, так и связанных копланарной с опорным проводником и микрополосковой линий передачи. Цель работы – выполнить такое исследование.

Математическая модель

Для оценки влияния температурного воздействия использовалась математическая температурная модель, которая имеет общий вид $P(T)$, где P – характеристика конструкции, T – температура окружающей среды. На языке TALGAT_script описана модель термического расширения каждого из параметров линии, представленная известной формулой

$$x = x_0 (1 + \alpha \Delta T), \quad (1)$$

где x – значение параметра линии с учетом термического расширения; x_0 – исходное значение параметра линии; α – коэффициент линейного термического расширения материала; ΔT – разница температур. Диапазон изменения температуры составляет от -150 до 150 °С с шагом 25 °С. Разница температур

вычислялась от температуры 25 °С. Значение α для меди принято равным $17 \cdot 10^{-6}$, а для диэлектрической подложки – $70 \cdot 10^{-6}$.

Аналогично учтена температурная зависимость относительной диэлектрической проницаемости. Коэффициент α получен следующим образом. На основе данных из работы [3] вычислен абсолютный коэффициент изменения ϵ_r от T как

$$\alpha_0 = \frac{\epsilon_{r \max} - \epsilon_{r \min}}{T_{\max} - T_{\min}}, \quad (2)$$

где T_{\max} и T_{\min} – максимальное и минимальное из значений диапазона температур, а $\epsilon_{r \max}$ и $\epsilon_{r \min}$ – максимальное и минимальное из значений диэлектрической проницаемости для крайних точек диапазона T . На рис. 1 приведены зависимости ϵ_r от T при изменении частоты, из которых следует, что $\alpha_0 = -0,003$. Тогда, разделив α_0 на среднее значение $\epsilon_r = 5,6$, получим $\alpha = -5,35 \cdot 10^{-4}$ [2].

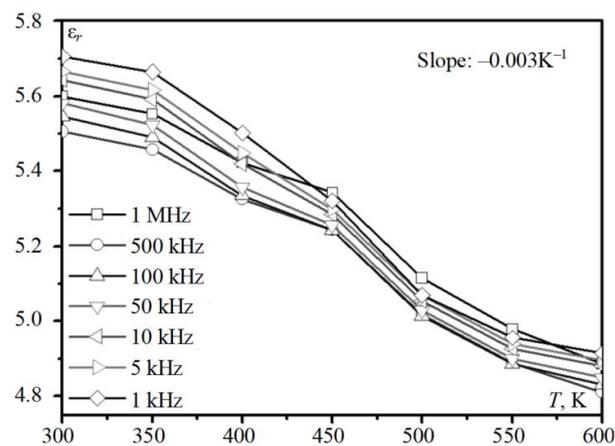


Рис. 1. Зависимость $\epsilon_r(T)$ для разных частот из [3]

Исходные данные

Для исследования выбраны следующие линии передачи: одиночная микрополосковая, одиночная копланарная с опорным проводником, связанная микрополосковая и связанная копланарная с опорным проводником. Их поперечные сечения представлены на рис. 2.

В качестве исходных параметров для одиночной микрополосковой линии передачи выбраны следующие значения: ширина и толщина проводника $w = 2900$ мкм и $t = 35$ мкм соответственно, толщина основы платы $h = 1430$ мкм, расстояние от проводника до края структуры $d = 3w$, относительная диэлектрическая проницаемость подложки $\epsilon_r = 4$. Параметры одиночной копланарной линии с опорным проводником: $w_1 = w_3 = 1100$ мкм, $w_2 = 1200$ мкм, $t = 35$ мкм, $h = 1430$ мкм, $d = 3w$, $\epsilon_r = 4$, $s_1 = s_2 = 200$ мкм. Для связанной микрополосковой линии приняты следующие параметры: $w_1 = w_2 = 1100$ мкм, $t = 35$ мкм, $h = 1430$ мкм, $d = 3w$, $\epsilon_r = 4$, $s_1 = 1100$ мкм. Параметры поперечного сечения связанной копланарной линии с опорным проводником: $w = s = 1100$ мкм, $t = 35$ мкм, $h = 1430$ мкм, $\epsilon_r = 4$. Такой выбор обеспечивает волновое сопротивление $Z_B = 50$ Ом для одиночных линий и $Z_B = \sqrt{Z_e Z_o} = 50$ Ом для связанных линий при $T = 25$ °C, где Z_e и Z_o – волновые сопротивления четной и нечетной мод линии.

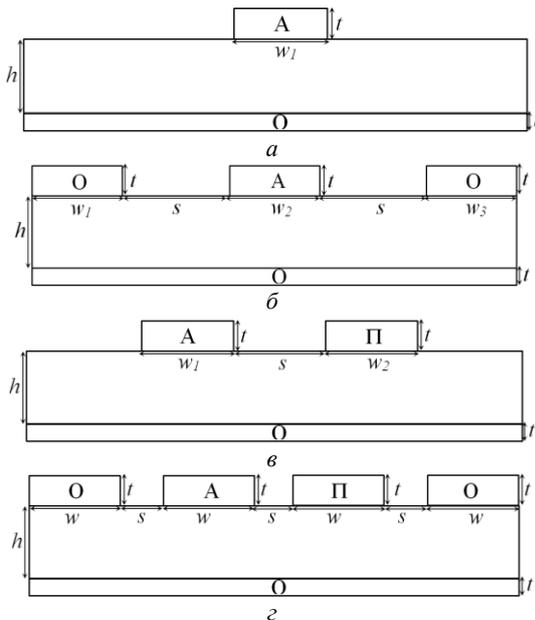


Рис. 2. Поперечные сечения исследуемых линий: одиночной микрополосковой (а), одиночной копланарной с опорным проводником (б), связанной микрополосковой (в) и связанной копланарной с опорным проводником (г)

Результаты моделирования

В системе TALGAT [7] выполнена оценка влияния изменения температуры на характеристики исследуемых линий при отдельном влиянии на каждый из параметров их поперечных сечений (рис. 3), а также при одновременном (таблица). Отметим, что на рис. 3 приведены зависимости погонных емкости (C), индуктивности (L) и волнового сопротивления (Z): только $C(T)$, $Z(T)$ при влиянии T на ϵ_r , а также $L(T)$ при влиянии T на h . При отдельном влиянии T на другие параметры поперечного сечения линий изменение характеристик линий незначительно, поэтому они не приведены. Таким образом, максимальные изменения $C(T)$ в линиях с опорным проводником и микрополосковой составили 11,68 и 14,98% соответственно, Z – 6,4 и 7,23% соответственно, а L – 0,21 и 1,25% соответственно.

В таблицу сведены значения элементов матриц C , L и Z при температуре $-150, 25, 150$ °C и её влиянии на все параметры поперечных сечений исследуемых связанных линий одновременно.

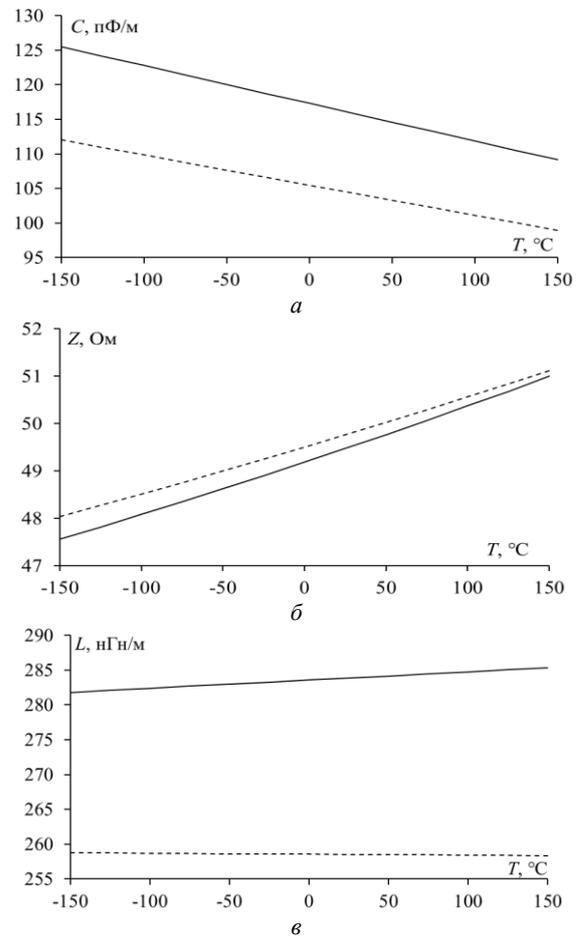


Рис. 3. Зависимости $C(T)$ и $Z(T)$ при влиянии T только на ϵ_r (а, б), и $L(T)$ (в) при влиянии T только на h линий: одиночных микрополосковой (—) и копланарной с опорным проводником (---)

Значения элементов матриц C , L и Z при температуре $-150, 25, 150$ °C и её влиянии на все параметры поперечных сечений исследуемых линий одновременно

N	Структура	Элемент матрицы	T		
			-150 °C	25 °C	150 °C
1	Микрополосковая	C, пФ/м	126,30	115,96	108,66
		L, нГн/м	282,31	283,87	284,97
		Z, Ом	47,27	49,47	51,21
1	Линия с опорным проводником	C, пФ/м	112,19	104,39	98,83
		L, нГн/м	258,27	258,52	258,69
		Z, Ом	47,98	49,76	51,16
2	Микрополосковая	C_{11} , пФ/м	75,66	69,90	65,81
		C_{12} , пФ/м	-10,98	-10,53	-10,20
		L_{11} , нГн/м	451,78	453,62	454,92
		L_{12} , нГн/м	104,83	106,08	106,96
		Z_{11} , Ом	78,02	81,41	84,08
		Z_{12} , Ом	14,74	15,68	16,42
2	Линия с опорным проводником	C_{11} , пФ/м	77,82	72,017	67,90
		C_{12} , пФ/м	-10,77	-10,29	-9,94
		L_{11} , нГн/м	421,66	422,92	423,80
		L_{12} , нГн/м	86,57	87,39	87,97
		Z_{11} , Ом	74,28	77,39	79,82
		Z_{12} , Ом	12,78	13,54	14,14

Из таблицы видно, что при изменении T элементы матриц \mathbf{C} , \mathbf{L} и \mathbf{Z} изменяются существенно. Так, максимальное изменение элементов матрицы \mathbf{C} составило для копланарной с опорным проводником и микрополосковой 11,9 и 16,23% соответственно, а для связанных – 12,7 и 13% соответственно. При этом изменение элементов C_{12} связанных линий не превышает 8%. Максимальное изменение значений элементов матрицы \mathbf{L} составило для одиночных копланарной с опорным проводником и микрополосковой 0,16 и 0,94% соответственно, а для связанных – 0,5 и 0,695% соответственно. Максимальное изменение значений элементов матрицы \mathbf{Z} составило для одиночных копланарной с опорным проводником и микрополосковой 6,63 и 8,3% соответственно, а для связанных – 7,47 и 7,767% соответственно. Учитывая результаты, приведенные на рис. 3, основное влияние на изменение значений элементов матриц \mathbf{C} и \mathbf{Z} оказывает влияние T на ϵ_r , а на изменение элементов матрицы \mathbf{L} – влияние на h . Также отметим, что влияние изменения T на одиночную копланарную линию с опорным проводником меньше, чем на микрополосковую.

Заключение

Выполнена оценка влияния изменения температуры на характеристики линий передачи. Выявлено, что основное влияние на характеристики линий передачи оказывает температурное изменение ϵ_r , а линии передачи с опорным проводником менее подвержены влиянию температуры, чем микрополосковые.

Влияние температуры не единственное, что может ухудшить характеристики линий передачи. Также важным является учет влияния изменения влажности на их характеристики. Поэтому в дальнейшем целесообразно выполнить оценку влияния влажности на матрицы погонных параметров.

Работа выполнена при поддержке гранта № 19-19-00424 Российского научного фонда.

Литература

1. Испытательная техника: справочник / под ред. В.В. Клюева. – М.: Машиностроение, 1982. – 528 с.

2. Sagieva I.Y. The Influence of Temperature on Microstrip Transmission Line Characteristics / I.Y. Sagieva, A.V. Nosov, R.S. Surovtsev // XXI International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices. – Altai, Russia, 29 June – 3 July 2020. – 4 p.

3. Hua-Min Li, Chang-Ho Ra et al. Frequency and Temperature Dependence of the Dielectric Properties of a PCB Substrate for Advanced Packaging Applications // Journal of the Korean Physical Society. – March 2009. – No. 3. – P. 1096–1099.

4. ГОСТ Р МЭК 61620–2013. Жидкости изоляционные. Определение тангенса угла диэлектрических потерь измерением электрической проводимости и емкости // Национальный стандарт Российской Федерации. – М.: Стандартинформ, 2019.

5. Электропроводность диэлектриков [Электронный ресурс]. – URL: http://libraryno.ru/9-2-1-elektroprovodnost-dielektrikov-material_bashkov_2010/ (дата обращения: 07.01.2020).

6. Кухлинг Х. Справочник по физике: пер. с нем. – М.: Мир, 1982. – 475 с.

7. Kuksenko S.P. Preliminary results of TUSUR University project for design of spacecraft power distribution network: EMC simulation // IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering. – 2019. – Vol. 560. – P. 1–7.

Варзин Евгений Сергеевич

Магистрант каф. ТУ ТУСУРа

Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050

Тел.: +7-999-619-08-02

Эл. почта: woodoo2013@gmail.com

Носов Александр Вячеславович

Канд. техн. наук, с.н.с. НИЛ «ФИЭМС» ТУСУРа

Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050

Тел.: +7-923-406-86-01

Эл. почта: alexns2094@gmail.com

Суровцев Роман Сергеевич

Канд. техн. наук, с.н.с. НИЛ «ФИЭМС» ТУСУРа

Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050

Тел.: +7-913-858-16-12

Эл. почта: surovtssevrs@gmail.com

УДК 621.391.825

Е.Б. Черникова

Зеркально-симметричная меандровая линия из двух отдельных витков с перемычкой на разных концах линии

Анализируется временной отклик зеркально-симметричных меандровых линий из двух отдельных витков с перемычкой на разных концах линии на воздействие сверхкороткого импульса (СКИ). Выполнено моделирование 3 схем соединения полувитков длиной 1 м. Выявлена возможность появления дополнительных импульсов во временном отклике на выходе. Показано, что значения задержек дополнительных импульсов равны умноженной на длину полувитка сумме двух погонных задержек мод линии. Результаты работы полезны для дальнейшего исследования дополнительных импульсов во временном отклике и установления природы их возникновения.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, устройства защиты, сверхкороткий импульс, модальная фильтрация, меандровая линия, зеркальная симметрия, дополнительные импульсы.

Электромагнитная совместимость (ЭМС) приобретает все большее значение при разработке радиоэлектронных средств (РЭС). Это связано с увеличением числа электронных компонентов на все меньшей площади, повышением верхних частот сигналов и развитием возможностей генераторов преднамеренных электромагнитных воздействий. В этой связи повышается опасность взаимного влияния, что впоследствии может привести к нарушению нормальной работы РЭС, что является недопустимым, особенно для критичных систем. Одним из направлений ЭМС является защита от кондуктивных воздействий, попадающих в РЭС по проводникам [1]. Одним из опасных видов кондуктивных помех являются сверхкороткие импульсы (СКИ) [2].

Для защиты от СКИ можно использовать устройства, которые защищают от импульсных помех. К ним относят пассивные LC- и RC-фильтры, ограничители напряжения, разрядники, варисторы. Между тем из-за ряда недостатков (паразитные параметры, радиационная нестойкость, отказ в функционировании при больших напряжениях, недостаточное быстродействие, дороговизна и т.д.) защита от мощных СКИ может быть затруднительна. Для решения этой задачи предложена новая технология, названная модальной фильтрацией. Ее работа основана на разложении входного импульса (помехи) на последовательность импульсов меньшей амплитуды [3].

Она реализуется с помощью соответствующих устройств защиты: модальных фильтров (МФ) и меандровых линий (МЛ) [4]. Предложен новый подход к повышению характеристик МФ защиты за счет использования зеркальной симметрии в поперечном сечении структур [5]. Представителем таких структур является зеркально-симметричный МФ, который способен уменьшить амплитуду СКИ в 4 раза. При этом обеспечиваются выравненные амплитуды импульсов разложения и временных интервалов между ними [6]. Поперечное сечение и принципиальная схема такого МФ представлены на рис. 1.

Схема зеркально-симметричного МФ дает возможность соединения полувитков перемычками в виде меандровых линий (МЛ) [7]. В результате получается зеркально-симметричная МЛ, состоящая из

2, 3 и 4 полувитков, из 2 отдельных витков с перемычкой на одном конце линии [8] и МЛ, в которой 4 проводника [9] соединены на одном конце.

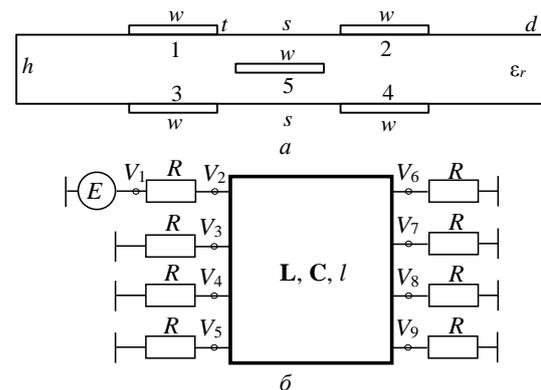


Рис. 1. Поперечное сечение (а) и принципиальная схема (б) зеркально-симметричного МФ

Между тем анализ зеркально-симметричных МЛ позволяет выделить в отдельную группу схемы из двух отдельных витков, где каждый виток состоит из двух проводников (полувитков), соединенных между собой перемычкой на разных концах МЛ. Таким образом, цель работы – исследовать возможность разложения СКИ в таких структурах.

Структуры и схема исследуемых МФ

На ранних этапах исследования новых структур целесообразно использовать моделирование с помощью квазистатического подхода. Оно реализовано в программном комплексе TALGAT [10]. Волновые процессы при этом описываются посредством телеграфных уравнений. Решение их занимает меньше времени, чем решение уравнений Максвелла, при этом точность достаточна даже для моделирования сложных задач [11]. Для этого сначала выполнялось построение поперечных сечений исследуемых структур, вычислялись матрицы погонных коэффициентов электростатической (С) и электромагнитной (L) индукций, затем – матрицы характеристического импеданса (Z) и погонных задержек (τ). Составлялись принципиальные схемы, определялись значения нагрузок и параметры воздействия, затем вычислялся отклик. Потери в диэлектриках и про-

водниках не учитывались (матрицы погонных проводимостей G и сопротивлений R равны нулю), чтобы устранить их влияние.

Исследуются МЛ, где каждый виток состоит из двух проводников (полувитков), соединенных между собой перемычкой на разных концах МЛ. В таком случае проводники могут быть попарно соединены между собой на конце тремя способами (см. поперечное сечение, рис. 1, а): на одном слое (1-2 на дальнем конце и 3-4 на ближнем конце); на разных слоях (1-3 на дальнем конце и 2-4 на ближнем конце); диагонально (1-4 на дальнем конце и 2-3 на ближнем конце). Моделирование выполнялось при оптимальных параметрах поперечного сечения на рис. 1, а, полученных ранее для зеркально-симметричного МФ ($s=510$ мкм, $w=1600$ мкм, $t=18$ мкм, $h=500$ мкм, $\epsilon_r=4,5$). Длина линии $l=1$ м, а значение всех сопротивлений $R=50$ Ом. В качестве воздействия использовался источник ЭДС трапецеидальной формы (амплитуда – 5 В, общая длительность – 150 пс, фронт, спад и плоская вершина по 50 пс).

Результаты моделирования

Полученные формы напряжений на выходе (V_3 на рис. 2, а; V_4 на рис. 2, б и в) представлены на рис. 3.

На полученных формах напряжения наблюдается группа импульсов с задержками равными удвоенным задержкам мод. Помимо этого, обнаружены дополнительные импульсы с отличающимися значениями задержек. Однако это видно только во временном отклике схемы 1 (см. рис. 3, а). Между тем возможно, что дополнительные импульсы присутствуют и во временных откликах схем 2 и 3, но приходят почти одновременно с основными. Для схемы 2 это подтверждается возрастанием суммарной амплитуды импульса между импульсами мод 2 и 3, а для схемы 3 – самого импульса моды 2. Для допол-

нительного подтверждения данного предположения, для схем 2 и 3 введем асимметрию посредством уменьшения лицевой связи между проводниками. Для этого увеличим значение h с 500 до 1000 мкм.

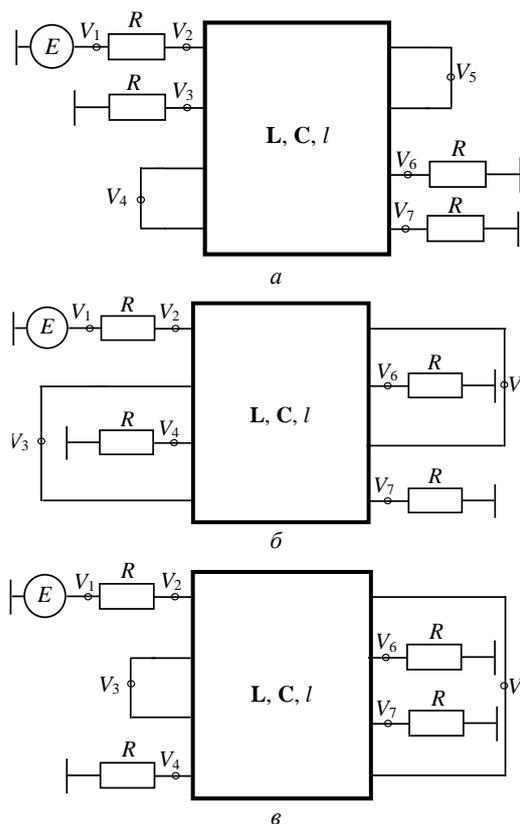


Рис. 2. Схемы соединения из 2 отдельных витков: 1 (а), 2 (б) и 3 (в)

Фрагменты временных откликов на выходе схем 2 и 3 представлены на рис. 4.

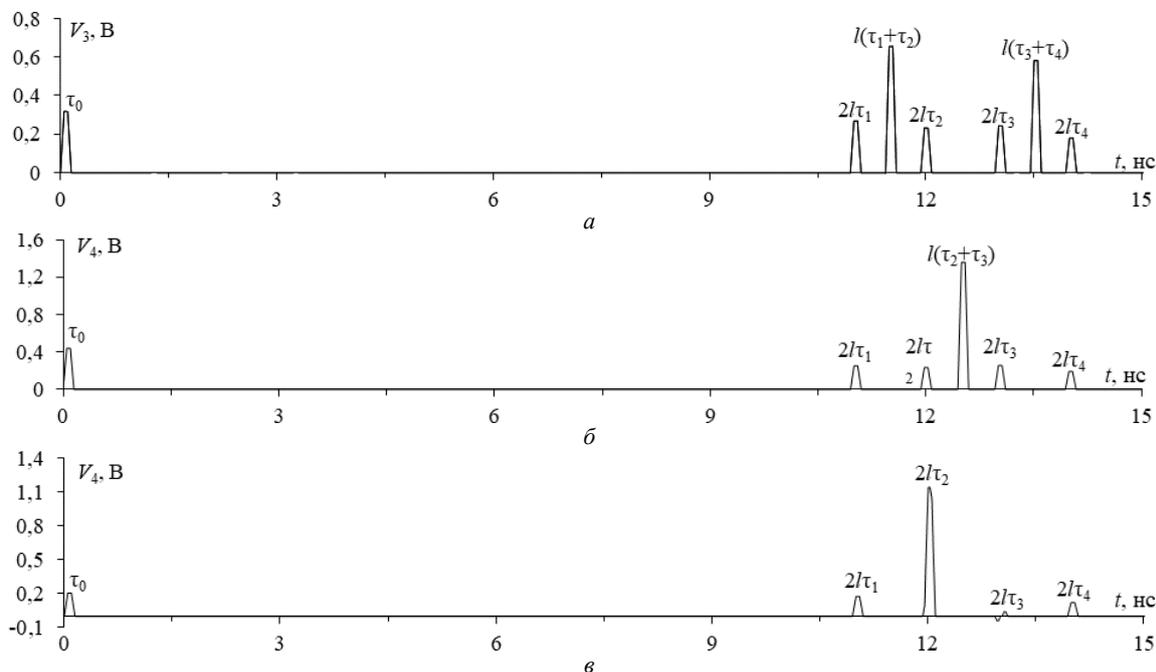


Рис. 3. Формы напряжения на выходе схем 1 (а), 2 (б) и 3 (в) при $l=1$ м

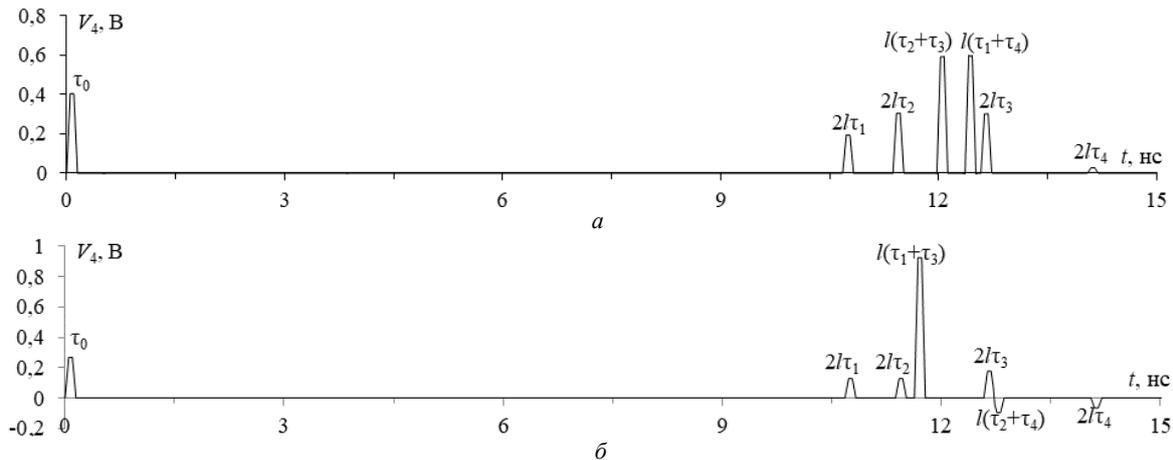


Рис. 4. Формы напряжения на выходе схем 2 (а) и 3 (б) при $h=1000$ мкм

В таблице приведены значения погонных задержек мод 1–4, умноженные на 1 и 2, так как задержки импульсов на входе и выходе зеркально-симметричной МЛ кратны двум погонным задержкам для $l = 1$ м и $h = 500$ и 1000 мкм.

**Значения погонных задержек импульсов (нс/м)
для мод 1–4, умноженные на 1 и 2**

Множитель	1	2	3	4
1	5,47587	5,96472	6,47973	6,97027
2	10,9517	11,9294	12,9595	13,9405
2 ($h = 1000$ мкм)	10,6792	11,3705	12,5805	14,047

Из анализа таблицы и рис. 3, 4 видно, что задержки дополнительных импульсов равны умноженной на l сумме погонных задержек мод в различных вариантах. Задержки равны для схем:

- 1 – $l(\tau_1 + \tau_2) = 11,44$ нс и $l(\tau_3 + \tau_4) = 13,45$ нс;
- 2 – $l(\tau_2 + \tau_3) = 11,97$ нс и $l(\tau_1 + \tau_4) = 12,36$ нс;
- 3 – $l(\tau_1 + \tau_3) = 11,62$ нс и $l(\tau_2 + \tau_4) = 12,72$ нс.

Но из-за симметрии задержки дополнительных импульсов могут совпадать между собой (как в схеме 2) или с основными (как в схеме 3).

Заключение

Таким образом, показана возможность разложения СКИ в зеркально-симметричной МЛ из двух отдельных витков с перемычкой на разных концах линии. Такая конфигурация устройства защиты позволяет разложить СКИ на 7 импульсов меньшей амплитуды: импульс 1 с задержкой τ_0 – перекрестная наводка на ближнем конце линии, импульсы 2–5 с задержками $2l\tau_1$ – $2l\tau_4$ – последовательность из основных 4 импульсов ($2l\tau_1$, $2l\tau_2$, $2l\tau_3$, $2l\tau_4$) и еще 2 дополнительных импульса со значениями задержек, которые равны умноженной на l сумме двух погонных задержек мод линии. Максимальное значение амплитуд импульсов во временном отклике зеркально-симметричной МЛ для каждой схемы определяется именно значением амплитуды дополнительных импульсов. Этот факт можно использовать при оптимизации.

Примечательна схема 1, на выходе которой получена последовательность импульсов с почти та-

кими же значениями максимальной амплитуды (0,6573 В) и временных интервалов ($\approx 0,488$ нс/м), как у зеркально-симметричного МФ (0,625 В и 0,5 нс/м соответственно). Что касается длительности разлагаемого входного сигнала (или его части), которая должна быть не больше минимальной разности задержек мод МФ, а с учетом дополнительных импульсов – даже половины этого значения (так как между основными импульсами появляется дополнительный), то в данной схеме минимальный временной интервал между импульсами разложения равен 0,48 нс/м, из чего ясно, что СКИ длительностью t_{Σ} в линии передачи длиной $l = 1$ м полностью разложится при таком же условии, как и у зеркально-симметричного МФ. Между тем здесь требуется не 6 резисторов, а лишь 2.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 19-19-00424).

Литература

1. Gizatullin Z.M. Investigation of the immunity of computer equipment to the power-line electromagnetic interference / Z.M. Gizatullin, R.M. Gizatullin // J. of Communications Technology and Electronics. – 2016. – No. 5. – P. 546–550.
2. Mora N. Study and classification of potential IEMI sources / N. Mora, F. Vega, G. Lugrin, F. Rachidi, M. Rubinstein // System and assessment notes. – 8 July 2014. – № 41. – 92 с.
3. Самотин И.Е. Условие выравнивания амплитуд импульсов на выходе модального фильтра // Технологии ЭМС. – 2010. – № 4 (35). – С. 31–34.
4. Gazizov A.T. UWB pulse decomposition in simple printed structures / A.T. Gazizov, A.M. Zabolotsky, T.R. Gazizov // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2016. – Vol. 58, № 4. – P. 1136–1142.
5. Chernikova, E.B. Using reflection symmetry to improve the protection of radio-electronic equipment from ultrashort pulses / E.B. Chernikova, A.O. Belousov, T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky // Symmetry. – 2019. – Vol. 11 (7), No. 883. – P. 1–25.
6. Заболоцкий А.М. Использование зеркальной симметрии для совершенствования модальной фильтрации / А.М. Заболоцкий // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 2(36). – С. 41–44.
7. Belousov A.O. From symmetry to asymmetry: the use of additional pulses to improve protection against ultrashort

pulses based on modal filtration / A.O. Belousov, E.B. Chernikova, M.A. Samoylichenko, A.V. Medvedev, A.V. Nosov, T.R. Gazizov and A.M. Zabolotsky // *Symmetry*. – 2020. – Vol. 12 (7), No. 1117. – P. 1–38.

8. Черникова Е.Б. Зеркально-симметричная меандровая линия, защищающая от сверхкоротких импульсов // Системы управления, связи и безопасности. – 2020. – № 2. – С. 280–293.

9. Chernikova E.B. Modal decomposition of an ultrashort pulse in the reflection symmetric meander line with conductors connected at one end // Сб. избран. статей междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2020». – Томск, Россия, 13–30 мая, 2020. – Ч. 2. – С. 317–320.

10. Kuksenko S.P. Preliminary results of TUSUR University project for design of spacecraft power distribution network: EMC simulation // *IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering*. – Vol. 560. – № 012110. – P. 1–7.

11. Orlov P.E. Quasistatic and electromagnetic simulation of interconnects of printed circuit boards with modal resonance / P.E. Orlov, E.N. Buichkin / 18th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices. – Erlagol, Altai, June 29–July 3. – 2017. – P. 54–58.

Черникова Евгения Борисовна

Аспирант каф. телевидения и управления (ТУ)
Томского государственного ун-та
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0003-1964-7616
Тел.: +7-923-407-47-23
Эл. почта: chiernikova96@mail.ru

СОДЕРЖАНИЕ

Секция 2

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

*Председатели секции – Мелихов Сергей Всеволодович, зав. каф. РТС, д-р техн. наук, профессор;
Аникин Алексей Сергеевич, доцент каф. РТС, к.т.н.*

Н.В. Дуплищева, Е.В. Рогожников, Э.М. Дмитриев Цифровая компенсация полнодуплексной системы передачи данных по цепям электропитания	7
И. Канатбекулы, А.С. Квашнина, Д.А. Покаместов Модель нисходящего канала системы связи с MIMO-SCMA	12
С.В. Кулыгин, А.А. Кочкаров, В.О. Казачков Использование сетей MANET и FANET для организации информационного взаимодействия между беспилотными летательными аппаратами.....	15
А.С. Квашнина, И. Канатбекулы, Я.В. Крюков, Д.А. Покаместов Модель формирования опорных сигналов нисходящей линии связи 5G NR	18
С.М. Мухамадиев, Е.В. Рогожников, Э.М. Дмитриев Исследование помехоустойчивости системы связи с линейной частотной модуляцией	21
К.Э. Гаипов, Н.А. Шепета, Г.Г. Назаров Математическая модель управления частотным ресурсом беспроводных сетей	25
Д.О. Баландин, А.С. Квашнина, Я.В. Крюков, Д.А. Покаместов Моделирование множественного канала связи с использованием PD-NOMA.....	28
Р.Г. Тарасов, В.В. Поселянов, А.С. Ванютин Проектирование и изготовление блоков радиолокационных систем с применением технологии диффузионной сварки	31
С.В. Мелихов О закономерностях и особенностях формирования OFDM-радиосигнала	35
А.С. Аникин Погрешность аппроксимации амплитудной диаграммы направленности рядом Котельникова	40

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*

Е.А. Федоров, Ф.И. Шеерман, А.В. Помазанов, А.А. Коколов Применение генетического алгоритма для калибровки состояний 6-битного векторного фазовращателя X-диапазона с интегрированными корректирующими ЦАП на основе 0,25 мкм SiGe-BiCMOS-технологии	42
Е.А. Шутов, А.В. Помазанов, А.А. Коколов, Л.И. Бабак Разработка и экспериментальное исследование цифрового аттенюатора на основе отечественной 0,09 мкм технологии КМОП.....	47
А.С. Коряковцев, А.В. Помазанов, А.А. Коколов, Е.А. Шутов, Л.И. Бабак Экспериментальное исследование интегрального кремниевго буферного усилителя X-диапазона, выполненного на основе отечественной 90 нм КМОП-технологии	51
А.А. Кулакова, Е.Б. Лукьяненко Физические модели цифровых мемристорных элементов 2И-НЕ, 2ИЛИ-НЕ	54
А.В. Помазанов, А.С. Коряковцев, А.А. Коколов, Е.А. Шутов, Л.И. Бабак Разработка и экспериментальное исследование дискретного 6-разрядного фазовращателя X-диапазона на основе отечественной 90 нм КМОП-технологии	57
А.А. Метель, А.Е. Горяинов, И.М. Добуш, А.С. Сальников Разработка алгоритма математического моделирования линейных интегральных СВЧ-усилителей с распределенным усилением	61

А.Е. Горяинов, Т.Н. Файль, Ю.А. Новичкова, А.А. Калентьев, А.С. Сальников Применение генетического алгоритма в задаче синтеза линейных интегральных СВЧ-усилителей с распределенным усилением	64
Е.А. Федоров, Ф.И. Шеерман Полиномиальная аппроксимация коэффициента передачи и амплитудной характеристики нелинейных СВЧ-устройств для автоматизации системных расчетов	68

Секция 4

НАНОТЕХНОЛОГИИ В ЭЛЕКТРОНИКЕ

Председатель секции – Троян Павел Ефимович, директор департамента образования, д-р техн. наук, профессор, зав. каф. ФЭ

Д.В. Билевич, А.С. Сальников, А.Е. Горяинов Моделирование ВАХ GaAs-pHEMT-транзистора для цифровых применений	71
И.Е. Лысенко, Н.Ф. Кидяев, О.А. Ежова Расчет жесткости крестообразного элемента гироскоп-акселерометра	74
Е.С. Полынцев, Е.В. Ерофеев Разработка технологии изготовления оптических Y-делителей при использовании методов оптической литографии и пристеночного диэлектрика.....	77
И.Е. Лысенко, Д.Ю. Севостьянов Разработка математической модели МЭМС-акселерометра	82
В.И. Степанов, А.А. Попов, А.С. Сальников Алгоритм экстракции параметров источника тока нелинейной модели GaAs-pHEMT-транзистора.....	85
В.Н. Давыдов, О.Ф. Задорожный Энергетический спектр LED-гетероструктур с квантовыми ямам и комбинированного профиля	89
В.Н. Давыдов, О.Ф. Задорожный Последовательно-параллельная эквивалентная схема гетероструктуры с квантовыми ямами	93
В.Н. Давыдов, О.Ф. Задорожный Резистивное профилирование как метод исследования гетероструктур с КЯ	96
И.В. Лаптев, В.В. Шадрин, Ю.С. Приходько, Ю.С. Жидик Устройство для измерения параметров балочных СВЧ-компонентов	99
С.А. Санько, Д.Д. Каримбаев, Ю.С. Жидик Исследование спектральной чувствительности гетероструктурного фотодиода на основе GaAs	103
А.И. Казимиров, И.В. Кулинич, А.А. Согомонянц, П.Е. Троян Свойства тонких пленок силицида вольфрама, сформированных методом магнетронного распыления композиционной мишени.....	107
К.П. Мельник, А.А. Тик, Г.И. Шварцман Измерение и формирование температурного поля при выращивании оксидных монокристаллов из растворов-расплавов	111

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

В.В. Фисанов Принципы предельного поглощения и погашаемости применительно к волнам в изотропных средах и метаматериалах	114
И.В. Говорун, А.М. Сержантов, С.А. Ходенков Новая конструкция высокоселективного полоскового фильтра верхних частот в монолитном исполнении	118
Д.В. Федосов, А.В. Колесников, А.В. Николаев Существующие и перспективные антенные решения для связи в подземных горных выработках	121
А.Н. Сычев, А.И. Степанюга, В.А. Бондарь, К.Б.-Б. Дагба, В.В. Анисимов Средство проектирования распределённых высокочастотных компонентов для новых радиоэлектронных систем	125

А.В. Бадьин, В.Д. Москаленко, Д.А. Пидотова Электрофизические характеристики суб-ТГц диода с барьером Шоттки	129
С.А. Ходенков, Н.А. Шепета, О.В. Дианова Полосно-пропускающий СВЧ-фильтр	133
Б.А. Беляев, С.А. Ходенков, Г.Г. Назаров Микрополосковый сверхширокополосный фильтр девятого порядка	136

Секция 6**ПРИБОРЫ И МЕТОДЫ КОНТРОЛЯ**

*Председатели секции – Лоцилов Антон Геннадьевич, проректор по НРиИ, зав. каф. КУДР, канд. техн. наук;
Филатов Александр Владимирович, профессор каф. ТОР, д-р техн. наук*

Э.Р. Рагимов, С.А. Артишев 3D-принтер для изготовления многослойных печатных плат	139
Т.А. Чепко, С.А. Артишев Способ изготовления порошка для проводящих чернил	143
И.А. Ершов, О.В. Стукач, И.Б. Цыденжапов, И.В. Сычев Идентификация слабого температурного перехода в оптоволокне при помощи дивергенции Цаллиса	146
Д.С. Коптев Разработка математической модели фотоплетизмографического сигнала, регистрируемого в проходящем свете	149
М.Я. Марусина, М.Е. Калинин Цифровая визуализация активности нейронных сетей по данным функциональной магнитно-резонансной томографии	153
Д.С. Коптев, И.Е. Мухин Пульсовый оксиметр для контроля уровня периферической сатурации крови пилота воздушного судна	158
А.И. Бердюгин, А.В. Бадьин, С.Н. Жакупов Неразрушающий терагерцовый имиджинг объектов микроэлектроники	162
С.Г. Еханин, А.А. Томашевич, А.В. Кинах, А.С. Степанова Исследование нестабильности тока в GaN-светодиодах на начальных участках ВАХ в зависимости от времени испытаний	165

Секция 7**НЕЛИНЕЙНАЯ ОПТИКА**

Председатель секции – Шандаров Станислав Михайлович, зав. каф. ЭП, д-р физ.-мат. наук, профессор

К.В. Короткова, С.В. Смирнов Поверхностный плазмонный резонанс в наноразмерных пленках титана на сапфировых подложках	169
---	-----

Секция 8**ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА**

Председатель секции – Семенов Валерий Дмитриевич, профессор, зам. зав. каф. ПрЭ по НР, канд. техн. наук

Д.Б. Бородин, В.Д. Семёнов Исследование энергетических показателей двунаправленного преобразователя на основе модернизированной схемы Вайнберга	171
Т.В. Лобанова, Д.Б. Бородин, В.Д. Семенов Расчет и моделирование характеристик полумостового резонансного LLC-преобразователя	176
А.И. Бартнев, Н.С. Легостаев, В.Д. Семенов Пути повышения энергетической эффективности обратноходового преобразователя	180
А.А. Дубина, А.Е. Грезева, П.А. Стрельников, В.Д. Семенов Обратноходовой преобразователь напряжения с мягкой коммутацией силового транзисторного ключа	184

М.П. Сухоруков, Д.С. Торгаева, А.Г. Юдинцев, В.М. Рулевский Цифровая система управления энергопреобразующей аппаратуры высоковольтных систем электропитания космических аппаратов	188
А.И. Дёмко, О.Ю. Семенов Универсальный источник электропитания автономных приборов с длительным временем работы	191

Секция 9**ПЛАЗМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА***Председатель секции – Окс Ефим Михайлович, зав. каф. физики, д-р техн. наук, профессор*

И.Ю. Бакеев Функционирование тлеющего разряда с полым катодом в продольном магнитном поле форвакуумного плазменного источника электронов	195
В.Т. Чан, А.С. Климов Особенности пучково-плазменной обработки полимеров в форвакуумной области давлений	199
С.В. Гавриш, С.Г. Киреев, Д.Н. Кугушев, Д.Ю. Пугачев Исследование температурного поля электрода импульсного ксенонового газоразрядного источника излучения	202
К.И. Карпов, Д.Б. Золотухин Зависимость плавающего потенциала мишени, облучаемой электронным пучком в форвакуумной области давления, от угла падения пучка электронов	205
А.В. Казаков, А.С. Кузьмин, А.В. Медовник, Н.А. Панченко Исследование характеристик контрагированного дугового разряда при функционировании в форвакуумном плазменном источнике электронов	209
А.С. Климов, А.Е. Петров, А.А. Поддубнов, В.Т. Чан Влияние режимов электронно-лучевого облучения на распределение температурных полей в композиционной керамике	213
А.А. Зенин, А.С. Климов Влияние режима электронно-лучевой пайки металла с керамикой на состав паяного шва	216

Секция 10**СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА МИКРОВОЛНОВОЙ РАДИОФОТОНИКИ***Председатель секции – Задорин Анатолий Семёнович, профессор каф. РЗИ, д-р физ.-мат. наук*

А.С. Задорин, Е.Н. Иванов Режим динамического хаоса в оптоэлектронном СВЧ-автогенераторе с задержанной обратной связью на основе оптического волокна	219
А.С. Задорин, А.О. Киринос Система квантового распределения ключей на основе сверхпроводящих кубитов в квантовых компьютерах открытого проекта IBM Quantum Experience	223
О.В. Тертишная, И.В. Кулинич, А.А. Гуляева, А.И. Казимиров, Е.В. Шестериков Методы ввода света в волноводные структуры	227

Секция 11**ОРГАНИЧЕСКАЯ И НЕОРГАНИЧЕСКАЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВАЯ СВЕТОТЕХНИКА***Председатель секции – Туев Василий Иванович, зав. каф. РЭТЭМ, д-р техн. наук, профессор*

А.Г. Саинский, Е.В. Шнайдер, В.С. Солдаткин Интеллектуальный полупроводниковый прожектор для применения в условиях недостаточной видимости вследствие повышенного количества атмосферных аэрозолей	231
Ю.И. Стасенко, Е.В. Шнайдер, В.С. Солдаткин Разработка комбинированного светодиодного светильника для общего и архитектурного динамического освещения	234

А.О. Шардина, Т.С. Михальченко, Л.Ш. Юдашова, В.С. Солдаткин Влияние параметров источников облучения на скорость дезинфекции микроорганизмов в водной среде	237
Ю.В. Юлаева, А.Ю. Хомяков, В.И. Туев Математическое моделирование пространственного распределения силы света нитевидного излучателя для светодиодных ламп	241
Д.Б. Тудупова, В.С. Солдаткин, А.О. Шардина Влияние дозы ультрафиолетового облучения на всхожесть семян травянистых растений	246
Н.О. Студенков, В.О. Касьянов Зарядная станция переменного тока для электротранспорта с возможностью зарядки двух электромобилей одновременно	248

Секция 12

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ

Председатель секции – Газизов Тальгат Рашитович, зав. каф. ТУ, д-р техн. наук

А. Алхадж Хасан, Е.С. Жечев, Т.Р. Газизов Оценка излучаемых эмиссий структуры с однократным модальным резервированием	250
Н.О. Власова, А.О. Белоусов Параметрическая оптимизация многопроводных модальных фильтров с круговым сечением	254
Н.В. Богданов, Р.С. Суровцев, А.В. Носов Влияние изменения параметров меандровой микрополосковой линии с пассивным проводником на форму и амплитуду сверхкороткого импульса	258
И.А. Иванцов, Е.Б. Черникова, А.О. Белоусов Оптимизация параметров 8-проводного зеркально-симметричного модального фильтра квадратной конфигурации	262
В.А. Семенюк, А.В. Демаков Исследование излучаемых помехоэмиссий микроконтроллера	266
А.А. Дроздова, М.Е. Комнатнов Квазистатический анализ восприимчивости к воздействию электростатического разряда силовой шины электропитания космического аппарата	270
М.А. Самойличенко, Т.Р. Газизов Уменьшение массы модального фильтра на двухсторонней печатной плате	275
М.А. Иноземцев Обзор методов измерения диэлектрической проницаемости горных пород	279
И.А. Иванцов, Е.С. Жечев Многокритериальная оптимизация параметров четырехслойного зеркально-симметричного модального фильтра для защиты от электростатического разряда	282
З.М. Кенжегулова, Р.С. Суровцев Аналитические модели для вычисления временного отклика витка меандровой линии с асимметричным поперечным сечением	286
Р.Р. Хажобеков, М.Е. Комнатнов Моделирование спиральной в перерезном сечении силовой шины электропитания при двух положениях электропроводящих пластин	290
В.П. Костелецкий, Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий Разработка сильноточного модального фильтра с уменьшенной массой для силовой шины электропитания космического аппарата	294
Ф.Ф. Идрисов, А.А. Квасников Рандомизированные модели трендов деградации радиоэлектронных систем в условиях противодействия	297
А.М. Лакоза, Е.С. Жечев, В.П. Костелецкий, А.М. Заболоцкий Экспериментальное исследование комбинированного дросселя для фильтра подавления синфазных и дифференциальных помех	301
П.В. Микола, Р.С. Суровцев Анализ временного отклика витка меандровой микрополосковой линии из двух отрезков с разными параметрами	304

И.И. Николаев, М.Е. Комнатнов	
Анализ погонных параметров силовых шин электропитания с коаксиальным и спиральным поперечными сечениями	307
Б.Е. Нурхан, И.Е. Сагиева	
Влияние температуры на характеристики микрополосковой линии с боковыми заземленными проводниками сверху	310
А.Д. Пискаев, Т.Р. Газизов	
Квазистатическое моделирование треугольного легкого модального фильтра	313
И.Е. Сагиева	
Микрополосковая линия с двумя симметричными проводниками сверху, защищающая от сверхкоротких импульсов	316
И.Е. Сагиева, Д.В. Клюкин	
Многовариантный анализ экранированной микрополосковой линии методами моментов и конечных элементов	318
В.А. Сирица, Р.С. Суровцев, А.В. Носов	
Разложение сверхкороткого импульса в каскадно соединенных 5-проводном микрополосковом модальном фильтре и витке меандровой микрополосковой линии	321
А.А. Собко	
Усовершенствование реверсивного преобразователя с дополнительным ключом управления средней мощностью элемента Пельтье	325
Е.С. Варзин, А.В. Носов, Р.С. Суровцев	
Влияние температуры на характеристики одиночных и связанных копланарной с опорным проводником и микрополосковой линий передачи	329
Е.Б. Черникова	
Зеркально-симметричная меандровая линия из двух отдельных витков с перемычкой на разных концах линии	332

Научное издание

**ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА
И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ**

XVI Международная научно-практическая конференция

18–20 ноября 2020 г.

Материалы докладов

В двух частях

Часть 1

Electronic Devices and Control Systems
XVI International Scientific-practical Conference
November 18–20, 2020
Part 1

Верстка В.М. Бочкаревой
Корректор В.Г. Лихачева

Издательство «В-Спектр»
Подписано к печати 25.11.2020.
Формат 70×100^{1/16}. Печать трафаретная.
Печ. л. 21,4. Тираж 100 экз. Заказ 24.

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