



Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники



Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР



ПО МАТЕРИАЛАМ МЕЖДУНАРОДНОЙ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЙ КОНФЕРЕНЦИИ СТУДЕНТОВ, АСПИРАНТОВ И МОЛОДЫХ УЧЕНЫХ г. Томск, 16–18 мая 2018 г. (в трех частях) ЧАСТЬ 2 Министерство образования и науки Российской Федерации Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)»

Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР

По материалам Международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2018»

16-18 мая 2018 г., г. Томск

В трех частях

Часть 2

В-Спектр 2018

УДК 621.37/.39+681.518 (063) ББК 32.84я431+32.988я431 Н 34

Н 34 Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР, Томск, 16–18 мая 2018 г.: в 3 частях. – Томск: В-Спектр, 2018 – Ч. 2. – 320 с.

ISBN 978-5-91191-382-3 ISBN 978-5-91191-384-7 (Ч. 2)

Материалы Международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых посвящены различным аспектам разработки, исследования и практического применения радиотехнических, телевизионных и телекоммуникационных систем и устройств, сетей электро- и радиосвязи, вопросам проектирования и технологии радиоэлектронных средств, аудиовизуальной техники, бытовой радиоэлектронной аппаратуры, а также автоматизированых систем управления и проектирования. Рассматриваются проблемы электроники СВЧ- и акустооптоэлектроники, нанофотоники, физической, плазменной, квантовой, промышленной электроники, радиотехники, информационно-измерительных приборов и устройств, распределенных информационных технологий, вычислительного интеллекта, автоматизации технологических процессов, в частности, в системах управления и проектирования, информационной безопасности и защиты информации. Представлены статьи по математическому моделированию в технике, экономике и менеджменте, антикризисному управлению, правовым проблемам современной России, автоматизации управления в технике и образовании, а также работы, касающиеся социокультурных проблем современности, экологии, мониторинга окружающей среды и безопасности жизнедеятельности.

> УДК 621.37/.39+681.518 (063) ББК 32.84я431+32.988я431

ISBN 978-5-91191-382-3 ISBN 978-5-91191-384-0 (4. 2)

© Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2018

Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР

по материалам Международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2018», 16–18 мая 2018 г.

ПРОГРАММНЫЙ КОМИТЕТ

- Шелупанов А.А. председатель Программного комитета, ректор ТУСУРа, директор Института системной интеграции и безопасности, председатель правления Томского профессорского собрания, д.т.н., проф.;
- Мещеряков Р.В. заместитель председателя Программного комитета, проректор по научной работе и инновациям ТУСУРа, зав. каф. БИС, д.т.н., проф.;
- Абдрахманова М.В., директор библиотеки ТУСУРа;
- Агеев Е.Ю., начальник научного управления, к.и.н.;
- Афонасова М.А., зав. каф. менеджмента, д.э.н., проф.;
- ¬ Бабур-Карателли Г.П.; к.т.н., PhD (TU Delft), научный сотрудник каф. ТОР ТУСУРа;
- Беляев Б.А., зав. лаб. электродинамики и СВЧ-электроники ин-та физики СО РАН, д.т.н., г. Красноярск;
- Васильковская Н.Б., доцент каф. экономики, к.э.н., доцент;
- ¬ Голиков А.М., доцент каф. РТС, к.т.н.;
- ¬ Грик Н.А., зав. каф. ИСР, д.и.н., проф.;
- Давыдова Е.М., декан ФБ, доцент каф. КИБЭВС, к.т.н.;
- Демидов А.Я., проф. каф. ТОР, к.ф.-м.н., доцент;
- Дмитриев В.М., проф. каф. КСУП, д.т.н., проф.;
- Дробот П.Н., доцент каф. УИ, к.ф.-м.н.;
- Еханин С.Г., проф. каф. КУДР, д.ф.-м.н., доцент;
- Заболоцкий А.М., проф. каф. ТУ, д.т.н.;
- Зариковская Н.В., доцент каф. ЭМИС, к.ф.-м.н., доцент;
- Исакова А.И., доцент каф. АСУ, доцент, к.т.н.;
- Карателли Д., PhD [Sapienza University of Rome], технический директор компании «The Antenna Company Nederland B.V.»;
- Карташев А.Г., проф. каф. РЭТЭМ, д.б.н., проф.;
- Катаев М.Ю., проф. каф. АСУ, д.т.н., проф.;
- Коцубинский В.П., зам. зав. каф. КСУП, доцент каф. КСУП, к.т.н., доцент;
- ¬ Красинский С.Л., декан ЮФ, к.и.н.;
- Лощилов А.Г., зав. каф. КУДР, начальник СКБ «Смена» ТУСУРа, к.т.н.;
- Лукин В.П., зав. лаб. когерентной и адаптивной оптики ИОА СО РАН, почетный член Американского оптического общества, д.ф.-м.н., проф., г. Томск;
- Малюк А.А., проф. каф. «Кибербезопасность» НИЯУ МИФИ, к.т.н., г. Москва;
- Малютин Н.Д., директор НИИ систем электрической связи, проф. каф. КУДР, д.т.н., проф.;
- Михальченко Г.Я., директор НИИ ПрЭ, д.т.н., проф.;

- Мицель А.А., проф. каф. АСУ, д.т.н., проф.;
- ¬ Мозгунов А.В., начальник ОНиР;
- ¬ Озеркин Д.В., декан РКФ, к.т.н., доцент;
- Покровская Е.М., зав. каф. ИЯ, доцент, к.филос.н.;
- Разинкин В.П., проф. каф. ТОР НГТУ, д.т.н., проф., г. Новосибирск;
- ¬ Семенов Э.В., проф. каф. РСС, д.т.н., доцент;
- ¬ Сенченко П.В., декан ФСУ, доцент каф. АОИ, к.т.н., доцент;
- Суслова Т.И., декан ГФ, зав. каф. ФиС, д.филос.н., проф.;
- ¬ Троян П.Е., зав. каф. ФЭ, проректор по учебной работе, д.т.н., проф.;
- ¬ Хаминов Д.В., зав. каф. ТП, зам. декана ЮФ, к.и.н.;
- Ходашинский И.А., проф. каф. КИБЭВС, д.т.н., проф.;
- ¬ Шарангович С.Н., проф., зав. каф. СВЧиКР, к.ф.-м.н.;
- ¬ Шостак А.С., проф. каф. КИПР, д.т.н.

ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ

- Мещеряков Р.В., проректор по научной работе и инновациям ТУСУРа, зав. каф. БИС, д.т.н., проф.;
- Агеев Е.Ю., начальник научного управления, к.т.н.;
- Коротина Т.Ю., заведующая аспирантурой, к.т.н.;
- ¬ Юрченкова Е.А., вед. инженер ОППО, к.х.н.;
- ¬ Медовник А.В., председатель Совета молодых ученых, доцент каф. физики, к.т.н.;
- ¬ Боберь Ю.Н., инженер ОППО;
- ¬ Покровская Е.М., зав. каф. ИЯ, доцент, к.филос.н.

СЕКЦИИ КОНФЕРЕНЦИИ

Секция 1. Радиотехника и связь

- Подсекция 1.1. Радиотехнические системы и распространение радиоволн. Председатель секции – *Тисленко Владимир Ильич*, проф. каф. РТС, д.т.н.; зам. председателя – Захаров Фёдор Николаевич, доцент каф. РТС, к.т.н.
- Подсекция 1.2. Проектирование и эксплуатация радиоэлектронных средств. Председатель секции Шостак Аркадий Степанович, проф. каф. КИПР, д.т.н.; зам. председателя Озёркин Денис Витальевич, декан РКФ, к.т.н.
- Подсекция 1.3. Радиотехника. Председатель секции Семенов Эдуард Валерьевич, проф. каф. РСС, доцент, д.т.н.; зам. председателя – Артищев Сергей Александрович, доцент каф. КУДР, м.н.с. СКБ «Смена», к.т.н.
- Подсекция 1.5. Аудиовизуальная техника, цифровое телерадиовещание и информационный сервис. Председатель секции – Курячий Михаил Иванович, доцент каф. ТУ, к.т.н.; зам. председателя – Костевич Анатолий Геннадьевич, доцент каф. ТУ, к.т.н., с.н.с.

- Подсекция 1.6. Инфокоммуникационные технологии и системы широкополосного беспроводного доступа. Председатель секции – Демидов Анатолий Яковлевич, зав. каф. ТОР, к.ф.-м.н.; зам. председателя – Гельцер Андрей Александрович, доцент каф. ТОР, к.т.н.
- Подсекция 1.7. Робототехника. Председатель секции Коцубинский Владислав Петрович, доцент каф. КСУП, к.т.н.; зам. председателя Винник Александр Евгеньевич, н.с. каф. КСУП.
- Подсекция 1.8. Интеллектуальные системы проектирования технических устройств. Председатель секции – Шурыгин Юрий Алексеевич, первый проректор, зав. каф. КСУП, д.т.н., проф.; зам. председателя – Черкашин Михаил Владимирович, доцент каф. КСУП, к.т.н.

Секция 2. Электроника и приборостроение

- Подсекция 2.1. Проектирование биомедицинских электронных и наноэлектронных средств. Председатель секции – Еханин Сергей Георгиевич, проф. каф. КУДР, д.ф.-м.н. доцент; зам. председателя – Романовский Михаил Николаевич, доцент каф. КУДР, к.т.н.
- Подсекция 2.2. Разработка контрольно-измерительной аппаратуры. Председатель секции – Лощилов Антон Геннадьевич, зав. каф. КУДР, начальник СКБ «Смена», к.т.н.; зам. председателя – Убайчин Антон Викторович, с.н.с. СКБ «Смена», к.т.н.
- Подсекция 2.3. Физическая и плазменная электроника. Председатель секции *Троян Павел Ефимович*, проректор по УР, зав. каф. ФЭ, д.т.н., проф.; зам. председателя *Смирнов Серафим Всеволодович*, проф. каф. ФЭ, д.т.н.
- Подсекция 2.4. Промышленная электроника. Председатель секции *Михальченко Геннадий Яковлевич*, директор НИИ ПрЭ, д.т.н., проф.; зам. председателя – *Семёнов Валерий Дмитриевич*, проф. каф. ПрЭ, к.т.н.
- Подсекция 2.5. Оптические информационные технологии, нанофотоника и оптоэлектроника. Председатель секции – Шарангович Сергей Николаевич, проф., зав. каф. СВЧиКР, к.ф.-м.н.; зам. председателя – Перин Антон Сергеевич, доцент каф. СВЧиКР, к.т.н.
- Подсекция 2.6. Электромагнитная совместимость. Председатель секции – Заболоцкий Александр Михайлович, проф. каф. ТУ, д.т.н.; зам. председателя – Куксенко Сергей Петрович, доцент каф. ТУ, к.т.н.

Подсекция 2.7. Светодиоды и светотехнические устройства. Председатель секции – *Туев Василий Иванович*, зав. каф. РЭТЭМ, д.т.н.; зам. председателя – *Вилисов Анатолий Александрович*, проф. каф. РЭТЭМ, д.т.н.

Секция 3. Информационные технологии и системы

- Подсекция 3.1. Интегрированные информационно-управляющие системы. Председатель секции – Катаев Михаил Юрьевич, проф. каф. АСУ, д.т.н.; зам. председателя – Суханов Александр Яковлевич, доцент каф. АСУ, к.т.н.
- Подсекция 3.2. Распределённые информационные технологии и системы. Председатель секции – Сенченко Павел Васильевич, декан ФСУ, доцент каф. АОИ, к.т.н.; зам. председателя – Сидоров Анатолий Анатольевич, доцент каф. АОИ, к.т.н.
- Подсекция 3.3. Автоматизация управления в технике и образовании. Председатель секции – *Дмитриев Вячеслав Михайлович*, проф. каф. КСУП, д.т.н.; зам. председателя – *Ганджа Тарас Викторович*, доцент каф. КСУП, к.т.н.
- Подсекция 3.4. Моделирование в естественных и технических науках. Председатель секции – Зариковская Наталья Вячеславовна, доцент каф. ЭМИС, к.ф.-м.н.; зам. председателя – Колотаев Илья Владимирович, разработчик ООО «СибирьСофтПроект».
- Подсекция 3.5. Вычислительный интеллект. Председатель секции Ходашинский Илья Александрович, проф. каф. КИБЭВС, д.т.н.; зам. председателя – Сарин Константин Сергеевич, доцент каф. КИБЭВС, к.т.н.
- Подсекция 3.6. Современные библиотечные технологии. Председатель секции – Абдрахманова Марина Викторовна, директор библиотеки ТУСУРа; зам. председателя – Карауш Александр Сергеевич, доцент каф. РСС, к.т.н.
- Подсекция 3.7. Молодежные инновационные научные и научнотехнические проекты. Председатель секции – Дробот Павел Николаевич, доцент каф. УИ, к.ф.-м.н.; зам. председателя – Нариманова Гуфана Нурлабековна, зав. каф. УИ, к.ф.-м.н., доцент.
- Подсекция 3.8. Разработка программного обеспечения. Председатель секции Гордиевских Вячеслав Валерьевич, генеральный директор ООО «СибирьСофтПроект»; зам. председателя Зариковская Наталья Вячеславовна, доцент каф. ЭМИС, к.ф.-м.н.
- Подсекция 3.9. Инструментальные средства поддержки автоматизированного проектирования и управления. Председатель секции – Хабибулина Надежда Юрьевна, доцент каф. КСУП, к.т.н.; зам. председателя – Потапова Евгения Андреевна, ст. преподаватель каф. КСУП.

Секция 4. Информационная безопасность

- Подсекция 4.1. Методы и системы защиты информации. Информационная безопасность. Председатель секции – Шелупанов Александр Александрович, ректор ТУСУРа, директор ИСИБ, д.т.н., проф.; зам. председателя – Конев Антон Александрович, доцент каф. КИБЭВС, к.т.н.
- Подсекция 4.2. Радиоэлектронные системы передачи информации и средства их защиты. Председатель секции Голиков Александр Михайлович, доцент каф. РТС, к.т.н.; зам. председателя Бернгардт Александр Самуилович, доцент каф. РТС, к.т.н.
- Подсекция 4.3. Экономическая безопасность. Председатель секции Кузьмина Елена Александровна, доцент каф. КИБЭВС, к.т.н.; зам. председателя – Глухарева Светлана Владимировна, ст. преподаватель каф. КИБЭВС.

Секция 5. Экономика, управление, социальные и правовые проблемы современности

- Подсекция 5.1. Моделирование в экономике. Председатель секции *Мицель Артур Александрович*, проф. каф. АСУ, д.т.н.; зам. председателя – *Грибанова Екатерина Борисовна*, доцент каф. АСУ, к.т.н.
- Подсекция 5.2. Информационные системы в экономике. Председатель секции Исакова Анна Ивановна, доцент каф. АСУ, к.т.н.; зам. председателя Григорьева Марина Викторовна, доцент каф. АСУ, к.т.н.
- Подсекция 5.3. Современные методы финансового планирования. Председатель секции – Васильковская Наталья Борисовна, доцент каф. экономики, к.э.н.; зам. председателя – Цибульникова Валерия Юрьевна, доцент каф. экономики, к.э.н.
- Подсекция 5.4. Проектный менеджмент и его использование в цифровой экономике. Председатель секции – Афонасова Маргарита Алексеевна, зав. каф. менеджмента, д.э.н.; зам. председателя – Богомолова Алена Владимировна, декан ЭФ, доцент каф. менеджмента, к.э.н.
- Подсекция 5.5. Современные социокультурные технологии в организации работы с молодежью. Председатель секции – Суслова Татьяна Ивановна, декан ГФ, зав. каф. ФиС, д.филос.н., проф.; зам. председателя – Орлова Вера Вениаминовна, проф. каф. ФиС, директор НОЦ «СГТ», д.соц.н.
- Подсекция 5.6. Актуальные проблемы социальной работы в современном обществе. Председатель секции – Грик Николай Анто-

нович, зав. каф. ИСР, д.и.н., проф.; зам. председателя – Куренков Артем Валериевич, доцент каф. ИСР, к.и.н.

- Школа-семинар: Правовые проблемы современной России. Председатель секции – Хаминов Дмитрий Викторович, зав. каф. ТП, зам. декана ЮФ, к.и.н.; зам. председателя – Газизов Родион Маратович, ст. преподаватель каф. ИП.
- Секция 6. Экология и мониторинг окружающей среды. Безопасность жизнедеятельности. Председатель секции – Карташев Александр Георгиевич, проф. каф. РЭТЭМ, д.б.н.; зам. председателя – Денисова Татьяна Владимировна, доцент каф. РЭТЭМ, к.б.н.
- Секция 7. Открытия. Творчество. Проекты. (Секция для школьников). Председатель секции – Мозгунов Алексей Викторович, начальник ОНиР; зам. председателя – Колесник Анастасия Викторовна, инженер ОНиР.
- Секция 8. Postgraduate and Master Students' Research in Electronics and Control Systems. (Секция на английском языке). Председатель секции – Покровская Елена Михайловна, зав. каф. ИЯ, доцент, к.филос.н.; зам. председателя – Шпит Елена Ирисметовна, ст. преподаватель каф. ИЯ; Соболевская Ольга Владимировна, ст. преподаватель каф. ИЯ.
- **Круглый стол.** Интеграция образовательных технологий и ресурсов школы, техникума и вуза в целях повышения качества непрерывной подготовки специалистов.

Адрес оргкомитета: 634050, Россия, г. Томск, пр. Ленина, 40, ФГБОУ ВО «ТУСУР», научное управление (НУ), к. 205 Тел.: 8-(382-2) 701-524; e-mail: nstusur@main.tusur.ru

Распределение публикаций по секция и частям сборника: 1-я часть – 1-я секция (подсекции 1.1 – 1.8); 4-я секция (подсекции 4.1 – 4.3); 5-я секция (подсекции 5.1 – 5.6); 2-я часть – 2-я секция (подсекции 2.1 – 2.7); 3-я часть – 3-я секция (подсекции 3.1 – 3.9); 6-я секция; 8-я секция.

Спонсор конференции – Группа компаний «Научное оборудование»

	Группа компаний	383 330 8295
	«Научное оборудование»	495 150 3295
группа компаний	630128, Россия, г. Новосибирск,	www.spegroup.ru
	ул. Инженерная, 4а, оф. 212	

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

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

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

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

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

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

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

Спонсор конференции – ООО «Кейсайт Текнолоджиз»

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

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

Как самостоятельная компания Keysight Technologies была образована в 2014 г. в результате стратегического разделения компании Agilent Technologies, которая, в свою очередь, до 1999 г. входила в корпорацию Hewlett-Packard. Первый измерительный прибор под маркой Hewlett-Packard был выпущен более 75 лет назад.

В настоящий момент компания Keysight Technologies предоставляет самый широкий на рынке спектр лабораторных, модульных и портативных контрольно-измерительных приборов, в т.ч. оборудование для радиоизмерений (генераторы сигналов, анализаторы сигналов, анализаторы цепей), осциллографы и приборы общего назначения (мультиметры, источники питания, генераторы импульсов, системы сбора данных, логические анализаторы, ручные приборы), решения для тестирования телекоммуникаций, а также системы автоматизированного проектирования и моделирования электронных устройств.

В России приборы Keysight Technologies, ранее производимые под маркой Hewlett-Packard/Agilent, используются уже более 45 лет и по праву считаются наиболее точным и надежным контрольноизмерительным оборудованием на рынке.

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

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

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

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

Генеральный директор ООО «Кейсайт Текнолоджиз» Смирнова Галина Владимировна

СЕКЦИЯ 2

ЭЛЕКТРОНИКА И ПРИБОРОСТРОЕНИЕ

ПОДСЕКЦИЯ 2.1

ПРОЕКТИРОВАНИЕ БИОМЕДИЦИНСКИХ ЭЛЕКТРОННЫХ И НАНОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

Председатель – **Еханин С.Г.**, проф. каф. КУДР, д.ф.-м.н., доцент; зам. председателя – **Романовский М.Н.**, доцент каф. КУДР, к.т.н.

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРООПТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ТУННЕЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОЛЮМИНЕСЦЕНЦИИ СВЕТОДИОДОВ СРЕДНЕЙ МОЩНОСТИ

Н.К. Афанасьев, студент; А.А. Томашевич, аспирант Научный руководитель С.Г. Еханин, проф. каф. КУДР, д.ф.-м.н. г. Томск, ТУСУР, каф. КУДР, Ekhain.sergeg@gmail.com

Сверхъяркий излучающий диод (СИД) кроме обычного *p*-*n*-перехода имеет встроенную в него наногетероструктуру, которая позволяет получить внутренний квантовый выход, близкий к 100%. Обычное свечение СИД является инжекционной электролюминесценцией (ЭЛ). Туннельная ЭЛ возникает при малых значениях прямого напряжения, когда *p*-*n*-переход еще практически закрыт и все напряжение приложено к тонкому слою гетероструктуры. Известно, что спектр свечения туннельной ЭЛ несет информацию о концентрации дефектов [1]. Фотографии туннельной ЭЛ могут дать информацию о планарном распределении дефектов. Планарная неоднородность инжекции носителей заряда в InGaN-квантовую яму до и после оптической деградации связывается с диффузией и электромиграцией водорода, индуцированной механическими напряжениями [2]. Металлизация р-контакта может быть причиной генерации механических напряжений. Основными процессами, ответственными за катастрофическую деградацию светодиодов на основе GaN, считаются электромиграция металла из контактов вдоль дефектных трубок и генерация дефектов. Это приводит к возрастанию токов утечки. Эти процессы можно контролировать по изменениям электрооптических характеристик туннельной ЭЛ.

Таким образом, целью данной работы является исследование электрооптических характеристик картин туннельной ЭЛ СИД в зависимости от режимов и времени испытаний. Исследования проводились на образцах СИД средней мощности SL-V-B45AK. На рис. 1 представлена конструкция данного СИД.



Рис. 1. Внешний вид светодиода SL-V-B45AK фирмы Semileds с чипомкристаллом средней мощности

Методика исследования характеристик туннельной ЭЛ СИД в зависимости от режимов и времени испытаний заключается в следующем. Измерение электрооптических характеристик «свежего» образца СИД (до испытания): получение фотографий при туннельной ЭЛ и измерение ВАХ при прямом и обратном напряжении в области микротоков. Для исследования микротоков использовался автоматизированный прецизионный измеритель LCR фирмы «Keysigth» модели E4980A. Проведение испытаний при определенной величине тока и напряжения (350 мА, 3,6 В) в течение недели. При установлении режима испытаний учитывалась температура чипа СИД (не более 110 °C). Проводилась оценка изменения яркости свечения в процессе испытаний в относительных единицах.

Исследование СИД после испытания: получение фотографий при туннельной ЭЛ и изменение прямой и обратной ВАХ в области микротоков.

На рис. 2 показаны прямые ВАХ СИД в зависимости от времени испытаний.

На рис. 3 показаны обратные ВАХ СИД от времени испытаний.

На рис. 4 показаны микрофотографии туннельной ЭЛ до испытаний и после 700 ч испытаний.

Результаты экспериментов можно прокомментировать следующим образом. С увеличением времени испытаний и нагрузочных токов проявляются ионные механизмы деградации СИД (электромиграция заряженных дефектов), что приводит к разрастанию пятен туннельной ЭЛ и токов утечки от испытания к испытанию.

Как видно из рис. 4, туннельная ЭЛ имеет сплошную и точечную структуру. Точечная составляющая туннельной ЭЛ отражает планарное распределение квантовых ям, которые обусловлены флуктуациями стехиометрического состава пленки, а цвет излучения связан с рекомбинационными процессами в квантовых ямах с различной глубиной, а значит, с флуктуациями концентрации In.





Рис. 3. Обратные вольт-амперные характеристики в зависимости от времени испытаний

Изменение площади светящихся точек отражает динамику процессов дефектообразования.



Рис. 4. Картины туннельной электролюминесценции СИД в зависимости от времени испытания образца: *a* – свежий образец; *б* – после испытаний 700 ч

Разработанная методика позволяет исследовать динамику дефектообразования, наблюдая картины туннельной электролюминесценции и ВАХ в области микротоков светодиода при изменении времени испытаний. Проведенные исследования позволяют выяснить физику процесса деградации СИД. В дальнейшем потребуется провести более длительные испытания при больших нагрузочных токах. Для ускорения процессов деградации будут исследованы несколько образцов без дополнительного радиатора.

Используя предлагаемый метод контроля за динамикой накопления дефектов в СИД в процессе испытаний при разных режимах электрической нагрузки, можно выделить режим, при котором интенсивность деградационных явлений (изменение роста обратной ВАХ в области микротоков) будет соответствовать заявленному производителем сроку службы в различных условиях эксплуатации СИД.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ковалев А.Н., Маняхин Ф.И., Кудряшов В.Е. и др. Изменения люминесцентных электрических свойств светодиодов из гетероструктур InGaN / AlGaN / GaN при длительной работе // Физика и техника полупроводников. – 1999. – Т. 33, вып. 2.

2. Бочкарева Н.И., Ефремов А.А., Ребане Ю.Т. и др. Неоднородность инжекции носителей заряда и деградация синих светодиодов // Физика и техника полупроводников. – 2006. – Т. 40, вып. 1.

БЛОК УПРАВЛЕНИЯ ИНДУКЦИОННОГО ГЕНЕРАТОРА А.В. Анищенко, Е.А. Сидоров, студенты

Научный руководитель Н.М. Федотов, к.т.н., зав. лаб. безопасных биомедицинских технологий, каф. КИБЭВС г. Томск, ТУСУР, каф. РЗИ, n.m.fedotov@gmail.com

Индукционное устройство предназначено для проведения процедуры локальной гипертермии при лечении онкологических заболеваний [1].

Для эффективного использования мощности индукционного устройства необходимо обеспечить его работу на частоте резонанса, так как на частоте резонанса реактивные составляющие нагрузки полностью скомпенсированы. К сожалению, резонансная частота нагрузки может изменяться в довольно широких пределах из-за изменения физических характеристик индуктора в процессе его работы, при смене образца нагрева и с ростом температуры [2, 3]. Следовательно, необходимо обеспечить точную подстройку частоты индукционного генератора.

Целью работы является создание блока управления индукционного генератора для автоматического поиска и стабилизации резонансной частоты.

Для реализации цели необходимо сформулировать требования для управления генератором индукционного устройства, разработать структурную схему блока управления и техническое решение для его реализации.

Задачу автоматического поиска и стабилизации резонансной частоты представляется возможным решить посредством микроконтроллера (МК), поскольку он способен генерировать сигналы управления на основе заданного алгоритма программы.

Алгоритм поиска частоты резонанса заключается в пошаговом анализе значений напряженности магнитного поля в заданном частотном диапазоне. При нахождении частоты, на которой индуктор имеет максимальное значение напряженности поля, необходимо осуществить ее удержание.

Алгоритм удержания частоты резонанса строится на основе пропорционально-интегрально-дифференциального (ПИД) регулятора. По определению, ПИД-регулятор – устройство в цепи обратной связи, используемое в системах автоматического управления для поддержания заданного значения измеряемого параметра [4].

Для осуществления данных алгоритмов необходимо обеспечить обратную связь. Такую связь возможно осуществить посредством датчика тока, который представляет собой трансформатор тока.

Поскольку индукционное устройство предназначено для проведения процедуры гипертермии, которая предусматривает нагревание до 42–43 °C [5], то при достижении температуры, превышающей гипертермическую, необходимо уменьшить мощность устройства и стабилизировать его работу на заданном уровне. Для этого требуется осуществить контроль температуры с помощью термодатчика.

Блок-схема системы управления представлена на рис. 1.



МК – микроконтроллер, ПК – персональный компьютер

Разрабатываемая система проектируется на базе микроконтроллера (МК) Arduino Nano. Данный МК имеет 14 цифровых выходов (6 из которых могут быть использованы как ШИМ) и 8 аналоговых входов. МК построен на плате ATmega328P. Имеет mini USB вход, через который подключается к ПК, посредством которого осуществляется задание начальных данных и запись программы на МК.

Для данной системы необходимо задать следующие начальные значения: исследуемый частотный диапазон, начальное значение частоты.

Начальное значение частоты задается на основе предполагаемого значения частоты резонанса, которое рассчитывается по известным параметрам резонансного контура (1) [6]:

$$f_{\rm p} = 1/(2\pi\sqrt{LC} \ . \tag{1}$$

В качестве исследуемого частотного диапазона достаточно использовать ± 20 кГц от посчитанного по формуле (1) значения резонансной частоты, поскольку отклонение резонансной частоты устройства, вследствие изменения его физических параметров, не должно превысить этого значения.

Заключение. Разработан блок управления для индукционного устройства на базе МК Arduino Nano, позволяющий осуществить автоматический поиск и стабилизацию резонансной частоты, а также работу устройства на заданном уровне мощности индуктора.

ЛИТЕРАТУРА

1. Анищенко А.В. Устройство для индукционного нагрева ферромагнитных имплантатов / А.В. Анищенко, Е.А. Сидоров, Н.М. Федотов // Электронные средства и системы управления. – Томск, 2016. – № 1. – С. 171–173.

2. Дзлиев С.В. и др. Автоподстройка частоты в транзисторных инверторах напряжения для индукционного нагрева. – Санкт-Петербургский гос. электротехн. ун-т.

3. Кухтецкий С.В. Способы подстройки частоты лабораторного инвертора. – Красноярск: Институт химии и химической технологии СО РАН.

4. Денисенко В. ПИД-регуляторы: принципы построения и модификации. – Ч. 1. // Современные технологии автоматизации. – 2006.

5. Осинцев А.М. и др. Использование локального индукционного нагрева в биотехнологиях и медицине // Техника и технология пищевых производств (Кемерово). – 2012. – №2. – С. 159–164.

6. Сивухин Д.В. Общий курс физики: учеб. пособие. – Т. III. – М.: Нау-ка, 1977. – С. 551–688.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА РАДИОАКТИВНЫЙ РАСПАД ИЗОТОПОВ К₄₀ В КРИСТАЛЛАХ КСІ

Д.Ю. Медведев, Ю.Э. Орлова, Д.Ю. Попов, студенты

Научный руководитель С.Г. Еханин, проф. каф КУДР, д.ф-м. н. г. Томск, ТУСУР, каф. КУДР, gemma@main.tusur.ru

Ранее пытались исследовать влияние внешних воздействий на внутриядерные процессы (альфа-, бета-, гамма-распады), но положительных результатов добиться не получилось, и это считалось невозможным [1].

С развитием квантовой электроники открылись невиданные возможности концентрации энергии в пространстве.

Напряженность электрического поля световой волны в современных лазерах достигает напряженности внутриатомных полей, что открывает новую возможность в исследовании взаимодействия ядер атомов с электромагнитными полями.

Как оказалось, для возбуждений ядер атомов вещества электромагнитное поле может вовсе не являться сильным (в характерном масштабе сил, ответственных за данное возбуждение) [2].

Простейшая модель α -распада была предложена в 1928 г. Г. Гамовым. В этой модели предполагалось, что α -частица постоянно существует в ядре. Пока α -частица находится в ядре, на нее действуют ядерные силы притяжения. Радиус их действия – *R*. Ядерный потенциал – V_0 . За пределами ядерной поверхности при r > R потенциал является кулоновским.

Для того чтобы выйти за пределы ядра, α -частица должна пройти сквозь потенциальный барьер. Вероятность альфа-распада (вероятность прохождения частицы массы *m* через барьер) в основном определяется вероятностью *D* прохождения α -частиц через кулоновский потенциальный барьер. То есть частица (протон, α -частица) с заметной вероятностью может пройти сквозь потенциальный барьер, превышающий её энергию на 5–10 МэВ.

Кроме того, если представить систему ядра в виде частицы с массой *m* и зарядом *q*, обращающейся с частотой Ω по определенной орбите (для простоты круговой с радиусом r_0), то за полпериода лазерного излучения она приобретет дополнительный угловой момент $\Delta M = mr_0 \omega / 2$ (ω – круговая частота лазерного излучения) [3]. Если излучение поляризовано линейно, то эффект изменения дополнительного углового момента в этом случае не может накапливаться со временем. Если же излучение поляризовано эллиптически, то такое накопление возможно. И в результате такого воздействия может возникать возбуждение параметрического резонанса в системе ядра [3].

Это значит, что сильное поле может действовать как возмущение, которое будет регистрироваться на фоне значительно более мощных взаимодействий (неэлектромагнитной природы).

В данной статье приводятся результаты воздействия эллиптически поляризованного лазерного излучения на радиоактивный распад изотопов кристалла KCl.

Экспериментальная установка включает в себя датчик радиоактивного излучения (счетчик Гейгера-Мюллера), соединенный с ПК с помощью USB-интерфейса. Сверху на датчике располагается искусственно выращенный кристалл КСl размерами 40×30×10 мм. Воздействие лазерного излучения на кристалл осуществляется с помощью лазерной указки красного цвета с длиной волны 550 нм длительностью 2 мин. Поскольку излучение лазерной указки изначально линейно поляризовано, для того чтобы создать эллиптически поляризованное излучение, достаточно пропустить луч лазерной указки через четвертьволновую пластинку.

Эксперименты проводятся с помощью программы, разработанной в СКБ «Сталкер» кафедры КУДР ТУСУРа. Данная программа позволяет подсчитывать количество распадов за единицу времени и заносить эти данные в массив произвольной длины. Результаты эксперимента заносятся в текстовый файл ПК. Далее экспериментальные результаты обрабатываются в MS Excel: строятся гистограммы распределения и определяются другие статистические параметры. На рис. 1 показаны результаты экспериментальных измерений радиоактивного излучения КСІ до и после воздействия на кристалл лазерным излучением с эллиптической поляризацией. Измерения проводились в течение 3 ч: 1 ч – измерялось излучение кристалла без воздействия лазера (фон); 2 ч – проводилось 2-минутное воздействие лазером с последующим последействием через каждые 15 мин; 3 ч – продолжение измерения последействия (релаксация) уже без воздействий лазером.

Как видно из рис. 2, после воздействия лазерного излучения интенсивность распада изотопов (квантов/мин) увеличивается и сохраняется в течение нескольких часов. Со временем возбужденный лазерным излучением кристалл стремится к исходному состоянию.

В процессе выполнения работы были исследованы возможности влияния эллиптически поляризованного лазерного излучения на радиоактивный распад изотопов *K*₄₀ в кристаллах хлорида калия.



Рис. 1. Изменения распределений результатов измерения до и после воздействия лазерного излучения на кристалл

Разработаны план и методика экспериментальных исследований (поэтапно расписаны действия в ходе проведения эксперимента).

Показано, что излучение лазера влияет на скорость распада радиоактивных изотопов (вначале замедляет, потом ускоряет распад – сложный переходной процесс [4]). Длительность релаксации может составлять несколько часов в зависимости от времени воздействия лазерного излучения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Тернов И.М. Влияние сильного электромагнитного поля на бетараспад // Физика элементарных частиц и атомного ядра. – 1989. – Т. 20, №1. – С. 51–96.

2. Андреев С.Н., Бармина Е.В., Калинников В.Г. Обнаружение эффекта влияния импульсного лазерного излучения на радиоактивный распад Cs-137 в коллоидном растворе золота // Письма в ЭЧЕА. – 2017. – Т. 14, № 6(211). – С. 630–636.

3. Коробкин В.В., Романовский М.Ю. Возбуждение ядер под действием сильного лазерного поля // Труды Института общей физики РАН. – 2000. – Т. 57. – С. 3–27.

4. Алейников О.А., Баушев В.С., Кобзев А.В., Михальченко Г.Я. Исследование локальной устойчивости периодических режимов в нелинейных импульсных системах // Электричество. – 1991. – № 4. – С. 16–21.

ИССЛЕДОВАНИЕ КОРОТКОПЕРИОДИЧЕСКИХ ВАРИАЦИЙ СОЛНЕЧНОЙ АКТИВНОСТИ

Д.Ю. Медведев, Ю.Э. Орлова, Д.Ю. Попов, студенты

Научный руководитель С.Г. Еханин, проф. каф. КУДР, д.ф-м.н. г. Томск, ТУСУР, каф. КУДР, gemma@main.tusur.ru

Известно влияние циклов активности Солнца на явления в биосфере, в том числе на здоровье человека и даже на социальноисторические процессы. А.Л. Чижевский сформулировал зависимость между циклами солнечной активности и различными явлениями биосферы, выделил взаимосвязи живого организма с окружающей его внешней средой обитания [1]. Ранее были известны различные циклы солнечной активности, которые описываются числом Вольфа [2]: 80-летние, 11-летние, годовые, 27-дневные, недельные, суточные. В настоящие время выявлены короткопериодические циклы длительностью менее часа: 30-, 20-, 12,5-, 7,5-, 5-минутные и др. [3].

Короткопериодические вариации солнечной активности сопровождаются так называемыми волнами плавучести в атмосфере Земли и могут быть выявлены путем наблюдения за зависимостью интенсивности атмосферных гамма-квантов от времени [3].

Поскольку вариации интенсивности атмосферных гамма-квантов и волны плавучести обусловлены термобарическими процессами в атмосфере [3], вызывает интерес исследование вышеупомянутых процессов в ночное время, когда термобарические процессы должны отсутствовать. Экспериментальная установка включает в себя прибор MyGeiger (версия 2) на основе газоразрядного датчика радиоактивного излучения с ЖК-экраном и USB-выходом для передачи данных на компьютер, имп/с или имп/мин. Кроме того, прибор имеет гнездо для микро-SD-карты и программную поддержку карты microSD 2Gb-8Gb (см. веб-сайт производителя: http://rhelectronics.net/store/). Устройство реализует скользящий средний счет интенсивности излучения и каждые 5 с обновляет данные.

Эксперимент проводился 15–16 февраля 2018 г. накануне во время и после солнечного затмения. Начало эксперимента в 18:35 15 февраля, окончание – 11:45 16 февраля по местному времени.

Солнечное затмение началось в 01:55 (21:55 по московскому времени), т.е. затмение наблюдалось на другой стороне Земли. Максимальная фаза затмения происходила в 03:51 (23:51 Мск), окончание – 16 февраля в 05:47 (01:47 МСК).

Как и ожидалось, с заходом солнца (в темное время суток) колебания интенсивности гамма-излучения уменьшились, по сравнению с дневными показаниями. На рис. 1 приведен временной ряд данных изменения интенсивности гамма-излучения начиная с 0:35 до 01:35 (примерно за час до начала затмения). Как видно из рис. 1, полиномиальный тренд 6-й степени практически вырожден в прямую, параллельную горизонтальной оси. Искажения тренда в начале и конце временного ряда вызваны искусственным прерыванием ряда данных.



Номер измерения Рис. 1. Временной ряд показаний интенсивности гамма-излучения за час до начала солнечного затмения



Рис. 2. Временной ряд показаний интенсивности гамма-излучения во время солнечного затмения



Рис. 3. Временной ряд показаний интенсивности гамма-излучения через час после солнечного затмения

Появление в темное время суток колебаний атмосферного гаммаизлучения (см. рис. 2) можно связать, так же, как и в [3], с возникновением волн плавучести вследствие прохождения тени Луны по Земле и связанным с этим явлением появлением отрицательного скачка температуры в атмосфере и переходного процесса [4]. После окончания солнечного затмения колебания тренда временного ряда практически прекращаются (см. рис. 3).

Колебания интенсивности атмосферных гамма-квантов в светлое время суток могут быть связаны с пульсациями протонно-ядерной и электронной компонент солнечного ветра [5], а значит, такие исследования представляют интерес для выявления солнечно-земных связей. Все это нужно человеку, чтобы знать, какие ритмы солнечной активности будут актуальны в ближайшие время. Эти знания могут найти применение в спорте, при различной деятельности, требующей повышенного внимания и ответственности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Чижевский А.Л. [Электронный ресурс]. – Режим достуna:https://ru.wikipedia.org/wiki/Чижевский,_Александр_Леонидович

2. Число Вольфа [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://ru.wikipedia.org/wiki/Число_Вольфа

3. Гальпер А.М., Ленков Н.Г., Лучков Б.И. Гамма-излучение и волны плавучести в атмосфере // Природа. – 1981. – №6. – С. 14–21.

4. Алейников О.А., Баушев В.С., Кобзев А.В., Михальченко Г.Я. Исследование локальной устойчивости периодических режимов в нелинейных импульсных системах // Электричество. – 1991. – № 4. – С. 16–21.

5. Гальпер А.М., Кириллов-Угрюмов В.Г., Курочкин А.В., Лейков Н.Г., Лучков Б.И. // Письма в ЖЭТФ. – 1976. – Т. 24, вып. 7. – С. 426–430.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПРОЯВЛЕНИЯ КВАНТОВОГО ЗАПУТЫВАНИЯ В КРИСТАЛЛЕ КСІ Д.Ю. Медведев, Ю.Э. Орлова, Д.Ю. Попов, студенты

Научный руководитель С.Г. Еханин, проф. каф. КУДР, д. ф-м.н. г. Томск, ТУСУР, каф. КУДР, gemma@main.tusur.ru

В настоящее время ученым удалось осуществить канал связи с квантовой запутанностью для фотонов, фермионов (электронов), квазичастиц (отдельных атомов) [1]. Год назад Китай снарядил на орбиту первый в мире спутник квантовой связи [2]. Физики из Поднебесной отправили запутанные фотоны на две наземные станции, расположенные на расстоянии 1203 км друг от друга, и тем самым побили рекорд дальности и создали предпосылки для квантового Интернета [2].

Проявить эффект квантовой запутанности в твердотельных системах – довольно сложный процесс. Однако появились идеи, как получить когерентные состояния в кристаллических структурах. В частности, использовать в качестве кристалла алмаз с определенными дефектами структуры [3]. В алмазе время жизни состояний с квантовой запутанностью не превышает 1 с при комнатной температуре, вследствие взаимодействия дефектов с фононами. Чтобы создать квантовый компьютер, нужно время существования квантовой запутанности увеличить на несколько порядков. Для этого необходимо использовать такие дефекты кристаллической структуры, которые собой представляли бы квазисвободные атомы.

В данной работе проведены исследования возможности осуществления квантовой запутанности в щелочно-галоидных кристаллах (ЩГК), а именно в кристаллах КСl, имеющих в качестве примесей естественный радиоактивный изотоп калия (К₄₀). От обычного атома атомы изотопов калия отличаются только нестабильными ядрами, состояние когеренции которых можно контролировать с помощью датчиков радиации. В радиоактивных изотопах кристалла хлорида калия ожидается существенно большее время существования когеренции (квантовой запутанности), чем в алмазе, так как на внутриядерные процессы фононы не влияют.

Экспериментальная установка включает в себя прибор на основе газоразрядного датчика радиоактивного излучения (счетчик Гейгера-Мюллера), соединенный с ПК с помощью USB-интерфейса. Сверху над датчиком располагается одна половина искусственно выращенного кристалла KCl размерами $40 \times 30 \times 10$ мм. Вторая половина кристалла примерно такого же размера унесена в другой конец аудитории на расстояние примерно 5 м и размещена на столе. Предполагается, что поскольку кристалл KCl выращен в едином технологическом цикле, то между его частями может существовать связь, обусловленная квантовой запутанностью.

Эксперимент длился в течение шести часов. В течение первых четырех часов измерялись показания датчика без каких-либо воздействий (измерение фона). В начале пятого часа произведено воздействие (освещение) в течение 2 мин циркулярно-поляризованным лазерным излучением [4] на кристалл-близнец, расположенный на удалении от установки. Такое воздействие повторилось через 30 мин. В течение 6-го часа измерялось последействие. В данном эксперименте установка на основе счетчика Гейгера фиксировала значения времени (в миллисекундах) между попадающими в датчик частицами. Далее анализировался массив данных и строились их функции распределения.

На рис. 1 представлены результаты экспериментальных измерений последних трех часов: цифрой *1* обозначена кривая статистического распределения фонового излучения, цифрой *2* – распределение данных эксперимента при воздействии на кристалл-близнец циркулярно-поляризованного лазерного излучения, цифрой *3* – результаты, полученные во время релаксации.

Как видно из рис. 1, после воздействия на удаленный от экспериментальной установки кристалл-близнец циркулярно-поляризованного лазерного излучения кривые распределения существенно меняются. Их изменение показывает, что циркулярно-поляризованное лазерное излучение дистанционно влияет на интенсивность радиоактивного распада изотопов К-40 кристалла KCl.



Рис. 1. Кривые статистического распределения экспериментальных результатов

На рис. 2 показано изменение суммы показаний трех полос распределения данных в диапазоне 62,5–72,5 квант/мин (на рис. 1 этот диапазон распределения выделен прямоугольником).



в диапазоне 62,5-72,5 квант/мин

Как видно из рис. 1 и 2, воздействие циркулярно-поляризованного лазерного излучения на удаленную от установки часть кристалла вызывает дистанционно в первой части отклик, представляющий собой сложный переходной процесс [5], приводящий вначале к уменьшению, а потом – к увеличению интенсивности радиоактивного излучения.

Таким образом, данный эксперимент подтверждает наличие между кристаллами-близнецами связи, обусловленной квантовой запутанностью, и что состояние когерентности в примесных центрах, представляющих собой радиоактивные изотопы K_{40} , сохраняется существенно дольше, чем в NV-центрах алмазов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Квантовая запутанность [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.dailytechinfo.org/news/7500-uchenye-nashli-neosporimye-dokazatel-stva-suschestvovaniya-yavleniya-kvantovoy-zaputannosti.html (дата обращения: 20.12.2017).

2. Квантовая запутанность [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.vesti.ru/doc.html?id=2899896 (дата обращения: 02.03.2018).

3. Квантовая запутанность [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://naukarus.com/nv-tsentry-v-almaze-chast-i-obschie-svedeniya-tehnologiyaizgotovleniya-struktura-spektra.html (дата обращения: 20.12.2017).

4. Коробкин В.В., Романовский М.Ю. Возбуждение ядер под действием сильного лазерного поля // Труды Института общей физики РАН. – 2000. – Т. 57. – С. 3–27.

5. Алейников О.А., Баушев В.С., Кобзев А.В., Михальченко Г.Я. Исследование локальной устойчивости периодических режимов в нелинейных импульсных системах // Электричество. – 1991. – № 4. – С. 16–21.

О ВЛИЯНИИ ЦВЕТА ПРИ РИТМИЧЕСКОЙ ВИЗУАЛЬНОЙ СТИМУЛЯЦИИ НА ПРОПУСКНУЮ СПОСОБНОСТЬ ЧЕЛОВЕКА-ОПЕРАТОРА

К.С. Суханова, студентка

Научный руководитель М.Н. Романовский, доцент каф. КУДР, к.т.н. г. Томск, ТУСУР, suhanova252525@gmail.com

Восприятие цвета человеком зависит от физиологических особенностей его глаз, состояния нервной системы, жизненного опыта, окружающей обстановки [1]. Ритмическая визуальная стимуляция (ВС) головного мозга повышает пропускную способность и надежность человека-оператора [2, 3]. Цель настоящей работы – исследование влияния цвета на скорость переработки информации (СПИ) операторами до, после и под воздействием ВС.

В экспериментах участвовали 9 мужчин и 9 женщин в возрасте от 19 до 22 лет с нормальным зрением. СПИ вычисляли по результатам выполнения экспресс-теста [2] при зеленом, красном и синем фоне. ФП проводили в последовательности [3]: 1) до ВС; 2) ВС с частотой 8 Гц; 3) ВС 12 Гц; 4) ВС 16 Гц; 5) после ВС.

Группы испытуемых сформированы случайным образом. Влияние цвета в пределах ФП (табл. 1) статистически не очень значимо (p > 0,05 по Вилкоксону). Для операторов-мужчин наибольшие значения СПИ чаще проявляются при синем, для женщин – при зеленом цвете фона (табл. 2).

Таблица 1

в последовательности ФП								
Пол оператора	ΦΠ							
	До ВС	8 Гц	12 Гц	16 Гц	После ВС			
Мужской	0,80 (c)	0,88 (c)	0,97 (c)	0,97 (к)	0,88(c)			
	0,77 (к)	0,86 (к)	0,92 (3)	0,95 (3)	0,88 (3)			
	0,73 (3)	0,85 (3)	0,90 (к)	0,92 (c)	0,86 (к)			
Женский	0,69 (к)	0,70 (3)	0,74 (3)	0,77 (к)	0,79 (3)			
	0,63 (c)	0,66 (к)	0,68 (к)	0,77 (c)	0,72 (c)			
	0,57 (3)	0,65 (c)	0,71 (c)	0,73 (3)	0,70 (к)			

Упорядоченные по убыванию медианные значения СПИ операторами при зеленом (з), красном (к) и синем (с) цвете фона в последовательности ФП

Таблица 2

Процент цветов фона с наибольшей СПИ в пределах ФП

Под опоратора	Цвет фона					
rion onepatopa	Зеленый	Красный	Синий			
Мужской	10	20	70			
Женский	60	30	10			

Медианы СПИ операторами до ВС минимальны при зеленом фоне, после ВС – при красном (см. табл. 1). Для пар цветов фона в пределах ФП стохастическая связь СПИ (табл. 3, 4) теснее при соседствующих в упорядоченном списке медианных значениях СПИ.

Таблица З

Коэффициенты детерминации и параметры сопряженной парной регрессии СПИ при зеленом (3), красном (к) и синем (с) фоне для операторов-женщин в последовательности ФП

ΦП	<i>y</i> , <i>x</i>	R^2	<i>y</i> (<i>x</i>)	x(y)		
ΨΠ			а	b	A	b	
	З, К	0,623	0,033	0,863	0,235	0,722	
До ВС	3, C	0,867	- 0,228	1,244	0,250	0,697	
	к, с	0,725	- 0,027	1,040	0,207	0,697	
	З, К	0,612	0,117	0,784	0,199	0,781	
8 Гц	3, C	0,355	0,228	0,677	0,334	0,524	
	к, с	0,499	0,186	0,801	0,236	0,623	
	З, К	0,919	0,194	0,738	- 0,179	1,245	
12 Гц	3, C	0,675	0,153	0,797	0,121	0,846	
	к, с	0,767	- 0,074	1,105	0,231	0,694	
	З, К	0,885	0,030	0,892	0,063	0,992	
16 Гц	3, C	0,885	0,029	0,902	0,064	0,981	
	к, с	0,898	0,041	0,958	0,044	0,937	
После ВС	З, К	0,562	- 0,488	1,789	0,455	0,314	
	3, C	0,703	0,146	0,804	0,093	0,874	
	к, с	0,319	0,520	0,227	- 0,224	1,405	

Таблица 4

для операторов-мужчин в последовательности ФП									
ΦП	1) Y	P ²	y(x)	;)	x(y)				
	у, х	Λ	а	b	A	b			
	З, К	0,746	-0,148	1,081	0,292	0,690			
До ВС	3, C	0,804	- 0,014	0,887	0,161	0,907			
	к, с	0,913	0,174	0,755	- 0,144	1,210			
	З, К	0,249	0,337	0,546	0,483	0,456			
8 Гц	3, C	0,292	0,181	0,734	0,525	0,398			
	к, с	0,790	- 0,082	1,102	0,236	0,717			
	З, К	0,642	0,130	0,874	0,223	0,735			
12 Гц	3, C	0,765	0,129	0,843	0,100	0,907			
	к, с	0,535	0,292	0,646	0,187	0,827			
	З, К	0,371	0,517	0,445	0,153	0,835			
16 Гц	3, C	0,733	0,257	0,719	- 0,012	1,019			
	к, с	0,543	0,136	0,848	0,341	0,640			
После ВС	З, К	0,574	0,127	0,868	0,277	0,661			
	3, C	0,701	-0,248	1,310	0,386	0,535			
	к, с	0,799	-0,187	1,221	0,293	0,654			

Коэффициенты детерминации и параметры сопряженной парной регрессии СПИ при зеленом (3), красном (к) и синем (с) фоне

Для цветов фона с теснотой связи СПИ, наиболее высокой в пределах $\Phi\Pi$, характерен больший наклон хотя бы одной из сопряженных регрессионных прямых (большие значение параметра *b*); исключение – $\Phi\Pi$ после ВС и для операторов-женщин, и для операторов мужчин (рис. 1).



Рис. 1. Сопряженные регрессионные прямые СПИ операторами-женщинами (*a*, *б*, *в*) и мужчинами (*c*, *d*, *e*) до (*1*, *2*) и после (*3*, *4*); ВС для пар цветов зеленый – красный (*a*, *c*); зеленый – синий (*б*, *d*); красный – синий (*в*, *e*)

Можно заключить, что ВС с частотами 8, 12, 16 Гц приводит к изменениям восприятия цвета человеком-оператором. Для операторов-мужчин пропускная способность преимущественно выше при синем, для женщин – при зеленом цвете фона.

Для дальнейшего изучения влияния BC на восприятие цвета представляет интерес формирование групп с определенными цветовыми предпочтениями.

ЛИТЕРАТУРА

1. Базыма Б.А. Цвет и психика [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.klex.ru/22q, свободный (дата обращения: 19.06.2015).

2. Ахраров Н.М., Баранова Ю.А., Васильева М.В., Романовский М.Н. Ритмическая стимуляция пропускной способности человека-оператора // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. – 2015. – Т. 15. – №5. – С. 60–63.

3. Суханова К.С., Канина М.А. К влиянию частоты ритмической визуальной стимуляции на пропускную способность человека-оператора // Настоящий сборник.

К ВЛИЯНИЮ ЧАСТОТЫ РИТМИЧЕСКОЙ ВИЗУАЛЬНОЙ СТИМУЛЯЦИИ НА ПРОПУСКНУЮ СПОСОБНОСТЬ ЧЕЛОВЕКА-ОПЕРАТОРА

К.С. Суханова, М.А. Канина, студентки

Научный руководитель М.Н. Романовский, доцент каф. КУДР, к.т.н. г. Томск, ТУСУР, suhanova252525@gmail.com

Электроэнцефалограмма (ЭЭГ) – результат электрической суммации и фильтрации элементарных процессов в нейронах [1]. В зависимости от частоты, амплитуды, физиологических характеристик различают ритмы (волны) ЭЭГ, связанные с определенными церебральными механизмами [2]. В [3] сообщалось, что ритмическая визуальная стимуляция (ВС) с частотой 10 Гц приводит к повышению пропускной способности оператора и уменьшению ошибок. Согласно [4], максимальная работоспособность человека-оператора достигается при чередовании альфа-ритма (8÷13 Гц) с бета- (13÷39 Гц) и небольшим числом тета-волн (4÷8 Гц). Цель настоящей работы – экспериментальное исследование влияния частоты ВС на скорость переработки информации (СПИ) человеком-оператором.

В экспериментах участвовали 9 мужчин и 9 женщин в возрасте от 19 до 22 лет с нормальным зрением. Использована компьютерная программа [3], последовательно выводящая на экран в случайном порядке символы, представленные на клавиатуре. Цвет символов – черный. Функциональные пробы (ФП) проведены по схеме: 1) до ВС; 2) ВС с частотой 8 Гц; 3) ВС 12 Гц; 4) ВС 16 Гц; 5) после ВС. ВС достигалась за счет модуляции фона символов, коэффициент заполнения импульсов света составлял 50 %. Цвет фона для каждой ФП устанавливали в последовательности зеленый-красный-синий. СПИ оценивали по формуле C = (Q - N)/T, где T – время, потраченное на перебор оператором всех Q элементов множества символов; N – количество ошибок.

СПИ статистически достоверно (p < 0,01 по Вилкоксону) увеличивается под воздействием ВС (табл. 1; рис. 1, 2). Для операторовмужчин эффект более выражен, чем для женщин. Влияние цвета фона в пределах ФП статистически незначимо (p > 0,05). После ВС СПИ заметно больше, чем до ВС. Максимумы эмпирических вероятностей попадания СПИ в *i*-й интервал с ростом частоты ВС сдвигаются в область больших значений (см. рис. 2, *a*, *b*). Накопленные частоты с ростом СПИ увеличиваются сверхлинейно для мужчин (см. рис. 2, *c*).

Таблица 1

Выборочные средние \overline{C} , несмещенные оценки дисперсии S, моментные коэффициенты асимметрии As, коэффициенты вариации V СПИ операторами-мужчинами и женшинами

ФП		Мужч	чины	Женщины				
ΨΠ	\overline{C}	S	As	V, %	\overline{C}	S	As	V, %
До ВС	0,721	0,0144	-0,738	16,3	0,666	0,0175	0,321	19,5
8 Гц	0,831	0,0148	-0,588	14,4	0,719	0,0202	0,221	19,4
12 Гц	0,905	0,0103	-0,406	11,0	0,770	0,0246	0,220	20,0
16 Гц	0,933	0,0094	-0,347	10,2	0,792	0,0199	0	17,5
После ВС	0,851	0,0078	-0,921	10,2	0,724	0,0145	0,122	16,3



Рис. 1. Медианы скорости переработки информации (C) в последовательности ФП для операторов-мужчин (a) и женщин (δ)



Рис. 2. Эмпирические вероятности попадания в *i*-й интервал (*a*, *b*) и накопленные частоты (*б*, *c*) СПИ операторами-мужчинами (*a*, *б*) женщинами (*b*, *c*): 1 - до BC; $2 - 8 \Gamma$ ц; $3 - 12 \Gamma$ ц; $4 - 16 \Gamma$ ц; 5 - после BC

Группы испытуемых сформированы случайным образом. Для операторов-мужчин наибольшие значения СПИ чаще, чем при других ФП, наблюдаются при ВС с частотой 16 Гц; для женщин – при ВС с частотами 12 и 16 Гц (табл. 2). Различия СПИ при частотах 12 и 16 Гц статистически неопределенны для мужчин (0,01 0,05) для женщин.

Таблица 2

процент ФП с наиоольшей СПИ								
Пол оператора	До ВС	8 Гц	12 Гц	16 Гц	После ВС			
Мужской	0	0	29	67	4			
Женский	4	12	36	36	12			

Процент ФП с наибольшей СПИ

По данным ряда авторов, сенсомоторные процессы у мужчин протекают быстрее, чем у женщин [5]. В [3] половые различия СПИ объяснены тем, что в проведенных экспериментах мужчины лучше женщин знакомы с клавиатурой. Однако половые различия проявляются и в ЭЭГ [2]. Сообщалось, в частности, что у женщин выше амплитуда, больше представлены бета-волны, а также меньше альфа- и тета-волны, чем у мужчин.

Таким образом, ВС с частотами 8, 12, 16 Гц приводит к статистически достоверному повышению СПИ человеком-оператором. Как и при 10 Гц, повышение СПИ под воздействием ВС связано с сокращением времени ответных реакций – времени выбора оператором нужных символов на клавиатуре [3]. Показательны различия для отдельных субъектов в эффективности ФП (см. табл. 2). Можно заключить, что эффект ВС зависит от функционального состояния, а значит, и от паттерна ЭЭГ человека-оператора.

ЛИТЕРАТУРА

1. Зенков Л.Р. Клиническая электроэнцефалография (с элементами эпилептологии): Руководство для врачей. – М.: МЕДпресс-информ, 2011. – 368 с.

2. Кирой В.Н., Ермаков П.Н.. Электроэнцефалограмма и функциональные состояния человека. – Ростов-н/Д: Изд-во Рост. ун-та, 1998. – 264 с.

3. Ахраров Н.М., Баранова Ю.А., Васильева М.В., Романовский М.Н. Ритмическая стимуляция пропускной способности человека-оператора // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. – 2015. – Т. 15, №5. – С. 60–63.

4. Баевский Р.М. Физиологические измерения в космосе и проблема их автоматизации. – М. : Наука, 1970. – 254 с.

5. Нехорошкова А.Н., Грибанов А.В., Депутат И.С. Сенсомоторные реакции в психофизиологических исследованиях (обзор) // Журнал медикобиологических исследований. – 2015. – № 1. – С. 38–48.

ПОСТРОЕНИЕ СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА АНТРАКОЗА *А.В. Лавренченко, аспирант каф. приборов*

Научный руководитель В.В. Мирошников, проф. каф. приборов, д.т.н. г. Луганск, Луганский национальный университет им. Вл. Даля, dahl.pribory@yandex.ru

Типовым заболеванием жителей промышленных городов является злегочный антракоз [1]. Его можно наблюдать практически у всех взрослых людей, особенно у курильщиков.

Скопление пыли в легких ведет к необратимым последствиям, а именно к появлению сопутствующих заболеваний (туберкулез, пневмония, доброкачественные и злокачественные опухоли).

Учитывая, что время выявления заболевания и динамика его развития являются одним из определяющих факторов здоровья человека, становятся актуальными проблемы диагностики и мониторинга.

Современные медицинские методы диагностики представлены рентгенологическими исследованиями, которые дают желательные результаты, но только если наблюдать за болезнью в динамике, при этом рентгенограмму следует делать чаще, чем это разрешено. В этом случае возникает риск на фоне одного заболевания получить другое – лучевую болезнь. Электромагнитный метод позволяет осуществлять мониторинг количества пыли, попавшей в легкие организма человека.

Для этого с одной стороны грудной клетки размещена катушка намагничивания, внутри которой расположены матрицы магниточувствительных элементов для измерения магнитного поля.

Система намагничивающих катушек представлена на рис. 1. Необходимо в области V_m создать однородное магнитное поле, вектор напряженности которого $\overline{H}_0 = \text{const}$ во всех точках $Q \in V_m$.



Рис. 1. Общий вид синтезируемой катушки

Катушка намагничивания содержит три секции с различным значением тока в каждой секции. Таким образом, в объеме $V_{\rm M}$, имеющем форму параллелепипеда с размерами вдоль осей *x*, *y*, *z* соответственно 2*a*, 2*b*, 2*c* (рис. 2), требуется создать некоторое магнитостатическое поле $\overline{B}(x, y, z)$ (в нашем случае однородное направленное вдоль оси *y*). Используя метод зеркальных изображений, имеем 6 секций катушек.



Рис. 2. Замена секций катушки бесконечно тонкими проводниками

Будем создавать это поле с помощью катушки, представляющей собой совокупность N бесконечно тонких катушек [2], витки которых
имеют прямоугольную форму и лежат в плоскостях, параллельных плоскости *x*0*z* (см. рис. 2).

Толщины секций катушек и зазоры между ними обозначены соответственно через $d_j(j=\overline{1,N})$ и $\Delta_j(j=\overline{1,N-1})$, причем $d_j > 0$; $\Delta_j \ge 0$. На рис. 2 изображен случай, когда d_j и Δ_j одинаковы. Все тонкие катушки изготовлены из провода одного и того же сечения. Искомым будет число витков тонких катушек $W_1, W_2, ..., W_N$.

Вначале определяются токи $i^{(1)}_1, i^{(1)}_2, ..., i^{(1)}_N$ бесконечно тонких прямоугольных витков, размеры которых вдоль осей *x* и *z* равны внутренним размерам проектирования тонких катушек.

Далее по найденным значениям токов определяется первое приближение совокупности тонких катушек, т.е. найденные токи распределяются по сечениям тонких катушек с учетом коэффициентов заполнения. В результате находятся размеры катушек в первом приближении, т.е. $h_1^{(1)}, h_2^{(1)} \dots h_N^{(1)}$.

Направления плотности тока в тонких катушках (для первого приближения) определяются знаками токов $i_j^{(1)}$. Если $i_j^{(1)} > 0$, то плотность тока в верхнем сечении *j*-й тонкой катушки направлена вдоль оси *x*, если же $i_j^{(1)} < 0$, то против оси *x*.

Найдя параметры первого приближения совокупности тонких катушек, необходимо найти поле в объеме V_c , создаваемое этими катушками $B^{(1)}(x, y, z)$ [3], и погрешность $\eta^{(1)} = \left\| \overline{B} - \overline{B}^{(1)} \right\| / \left\| \overline{B} \right\|$. Если эта погрешность превышает погрешность $\eta^{(1)}_N$, то необходимо выполнить второе приближение, располагая бесконечно тонкие прямоугольные витки сверху тонких катушек первого приближения и затем распределяя найденные в них токи по сечениям тонких катушек (размер $h_j^{(1)}$ увеличивается, если токи $i_j^{(1)}$ и $i_j^{(2)}$ одного знака, и уменьшаются в противном случае). Сечение тонких катушек выбирается из допустимой относительно нагрева плотности тока. Итерационный процесс прекращается после *n*-го шага, когда наступает приближенное равенство $\eta^{(n)} = \eta^{(n)}_N$.

По предложенной методике был приведен расчет систем катушек намагничивания со следующими параметрами: h = 0,025 м; a = b = 0,1 м; c = 0,09 м. В объеме $0,03 \times 0,07 \times 0,065$ м³ синтезировалось однородное магнитное поле с вектором индукции B = 0,1 Тл. Получены следую-36

щие значения токов: $i_1 = 3, 2 \cdot 10^3$ A; $i_2 = 4, 2 \cdot 10^3$ A; $i_3 = 5, 4 \cdot 10^3$ A. Погрешность расчета не превышала $\eta = 6\%$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Измеров Н.Ф., Монаенкова А.М., Артамонова В.Г. и др. Профессиональные болезни: Руководство для врачей: в 2 т. – М., 1996. – 115 с.

2. Пономарев Ю.Ф. Исследование электромагнитных явлений в магнитных модуляторах: дис. ... канд. физ.-мат. наук. – Свердловск, 1966. – 180 с.

3. Бамс К. Анализ и расчет электрических и магнитных полей / К. Бамс, П. Лауренс. – М.: Энергия, 1970. – 83 с.

КОМПЛЕКС ПРОГРАММ ДЛЯ УСТРОЙСТВА ВИЗУАЛЬНОЙ СТИМУЛЯЦИИ ГОЛОВНОГО МОЗГА

В.С. Кунегин, магистр каф. АСУ

Научный руководитель М.Н. Романовский, доцент каф. КУДР г. Томск, ТУСУР, knockoutVladislav@gmail.com

Успешность профессиональной деятельности человека зависит от его психофункционального состояния (ПФС) [1]. Для коррекции ПФС наряду с другими психотерапевтическими средствами – используется визуальная стимуляции (ВС) головного мозга [2]. Устройство ВС представляет собой излучатель, выполненный в виде светодиодной лампы, воздействующий дистанционно на человека. Излучатель формирует импульсы света различного спектрального состава, модулированные по амплитуде с одной перестраиваемой частотой синхронизации. Для дистанционного воздействия необходим набор программных средств, обеспечивающий управление устройством.

Цель настоящей работы – разработка комплекса программ для устройства визуальной стимуляции головного мозга. Состав комплекса: программа для микроконтроллера (МК) устройства; программа на телефон для дистанционного управления устройством по Bluetoothканалу.

Разработка программы для МК-устройства. Разработка программы осуществлялась на языке С в среде Atmel Studio. Полученный программный код в виде hex-файла был записан в память МК с помощью программатора USB ISP. Схема подключения МК к программатору показана на рис. 1 [3].

Разрабатываемое устройство визуальной стимуляции состоит из управляющей части (осуществляет формирование модулированных сигналов посредством принимаемых команд по каналу связи с мобильного телефона); преобразователя напряжения (обеспечивает питание управляющей части и излучателей).



Рис. 1. Подключение МК к программатору

Управляющая часть состоит из МК Atmega328 P, Bluetoothмодуля HC-06, набора транзисторных ключей ULN2004 и сверхъяркого RGB-светодиода MC-E Cree. Электрическая принципиальная схема управляющей части устройства показана на рис. 2.



Рис. 2. Схема управляющей части устройства

Программа для МК принимает команды по Bluetooth-каналу и формирует модулированные импульсы. Далее сформированные импульсы поступают на вход микросхемы ULN2004 и потом на светодиодные излучатели, включая определенный цвет режима световой стимуляции.

Разработка программы для дистанционного управления. Программа для дистанционного управления устройством была реализована для мобильных телефонов и планшетных компьютеров, поддерживающих операционную систему (OC) Android. Разработка велась в распространенной среде Android studio [4] на языке программирования Java [5]. Рабочие окна программы показаны на рис. 3.



Рис. 3. Рабочие окна программы для дистанционного управления: *а* – выбор устройств; *б* – сообщение об ошибке; *в* – управление освещением

В программе были реализованы прием и передача данных по Bluetooth-каналу и режимы управления освещением. При запуске программа выводит список активных устройств (см. рис. 3, *a*), работающих по Bluetooth-каналу. Если устройство не работает, программа выводит сообщение о том, что соединение невозможно (см. рис. 3, δ). После выбора устройства открывается окно управления освещением (см. рис. 3, *в*). На рабочем окне размещены кнопки, которые отвечают за включение определенного цвета освещения. На один цвет приходится две кнопки («Вкл.» и «Выкл.») и одно текстовое поле, которое отображает состояние включаемого цвета.

Заключение. Разрабатываемое устройство позволяет сочетать ВС с когнитивной деятельностью. С помощью программной реализации дистанционного управления устройство можно переключать между режимами стимуляции и обычным освещением, используя мобильный телефон.

ЛИТЕРАТУРА

1. Данилова Н.Н. Психофизиологическая диагностика функциональных состояний. – М.: Изд-во МГУ, 1992. – 192 с.

2. Безносюк Е.В. Современные технические аппаратные и компьютерные средства, используемые в психотерапии. – М.: Класс, 2001. – С. 437–462.

3. Белов А.В. Создаем устройства на микроконтроллерах. – СПб.: Наука и техника, 2007. – 307 с.

4. Дейтел П. Android для разработчиков. – СПб.: Питер, 2016. – 512 с.

5. Шилд Г. Java 8: Полное руководство. – М.: Вильямс, 2017 – 1376 с.

ПОДСЕКЦИЯ 2.2

РАЗРАБОТКА КОНТРОЛЬНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЫ

Председатель – **Лощилов А.Г.**, зав. каф. КУДР, начальник СКБ «Смена», к.т.н.; зам. председателя – **Убайчин А.В.**, с.н.с. СКБ «Смена», к.т.н.

СПЕКТРОФОТОМЕТРИЧЕСКИЙ ДАТЧИК КОНЦЕНТРАЦИИ И.С. Надеждин, аспирант;

М.А. Архипов, студент отделения ядерно-топливного цикла Научный руководитель А.Г. Горюнов, проф., д.т.н., рук. отд. ядерно-топливного цикла НИТПУ г. Томск, НИТПУ, maa20.97@mail.ru

Функционирование современных промышленных установок немыслимо без автоматизированных систем управления. Современные промышленные установки требуют постоянного контроля различных технологических параметров протекающих процессов. Для осуществления контроля необходимы датчики и системы контроля различных физических величин, таких как температура, давление, концентрация и т.д.

В настоящее время на рынке датчиков доминирующее положение продолжают занимать электронные измерительные технологии, которые предполагают преобразование измеряемого технологического параметра в электрический сигнал и последующую его обработку. Альтернативой подобному подходу является использование волоконно-оптических систем измерения, где измеряемый параметр преобразуется в оптический сигнал, передающийся по оптоволокну [1]. Стоит отметить две тенденции в настоящее время. Во-первых, бурное развитие смежных технологий: волоконно-оптической передачи информации, приема и обработки изображений с помощью цифровой фото- и видеоаппаратуры, микропроцессорной техники, что способствует развитию оптоволоконной измерительной техники и удешевлению технологии изготовления. Во-вторых, промышленность и регулирующие органы предъявляют все более жесткие требования к условиям эксплуатации, а именно, требования на помехозащищенность, безопасность измерений, точность и т.д. Именно этим критериям удовлетворяют оптоволоконные датчики [2].

С учетом выше сказанного, разработка прибора, обеспечивающего измерения концентраций агрессивных и радиоактивных растворов в сложных эксплуатационных условиях является актуальной задачей. Одним из решений данной задачи является разработка прибора, основанного на оптоволоконных измерительных системах. Схема предлагаемого спектрофотометрического датчика концентрации (СФМ ДК) представлена на рис. 1.



Рис. 1. Схема спектрофотометрического датчика концентрации

Принцип действия СФМ ДК заключается в следующем. С помощью перистальтического насоса (1), из технологического объекта управления (ТОУ), раствор прокачивается через измерительную кювету (2). От источника (3) через измерительную кювету (2) пропускается световой сигнал с определенной длиной волны. Проходя через измерительную кювету (2) часть светового потока поглощается компонентами раствора, находящегося в кювете (2). Соответственно подает интенсивность светового потока. Пройденный через раствор световой сигнал регистрируется с помощью фотоприемника (5), а с помощью фотоприемника (6) регистрируется световой сигнал на входе в измерительную кювету (2). Сигналы с фотоприемников (5) и (6) усиливаются с помощью усилителя (7), выполненного на базе операционных усилителей. Полученные сигналы преобразуются с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП), выполненного на базе PSoC CY8CKIT-059. Оцифрованные сигналы поступают в вычислительный модуль (BM), также реализованный на базе PSoC CY8CKIT-059. В вычислительном модуле происходит обработка цифрового сигнала и пересчет интенсивности поглощения в значения концентрации компонентов раствора по закону Бугера-Ламберта-Бера:

$$C = \frac{A}{\varepsilon \cdot l_{\text{KOB}}} = \frac{\log_{10}(I_0/I)}{\varepsilon \cdot l_{\text{KOB}}},$$
(1)

где A – количество света определенной длины волны, который был поглощен образцом; ε – молярный коэффициент поглощения (экстинкции) (л·моль⁻¹·см⁻¹); $l_{кюв}$ – расстояние, пройденное светом в растворе (см); I_0 – интенсивность света на входе в раствор (Вт/м²); I – интенсивность света, прошедшего раствор (Вт/м²) [3].

Использование оптоволоконных измерительных систем в разработанном устройстве позволяет реализовать принцип удаленного измерения. Это позволяет повысить надежность прибора, существенно снижает эксплуатационные расходы. Преимущество данного измерительного прибора заключается в том, что сенсор является необслуживаемым, не требует подведения питания, разделительных сред и т.д., работает в жестких условиях, а интеллектуальная часть прибора находится в комфортных условиях с удалением вплоть до десятков километров от точки установки сенсора.

Эта работа была профинансирована в рамках проекта 8.3079.2017/4.6 федеральной государственной программы «Наука».

ЛИТЕРАТУРА

1. Буймистрюк Г.Я. Информационно-измерительная техника и технология на основе волоконно-оптических датчиков и систем. – СПб.: ИВА, ГРОЦ Минатома, 2005. – 191 с.

2. Гармаш В.Б., Егоров Ф.А., Коломиец Л.Н., Неугодников А.П., Поспелов В.И. Возможности, задачи и перспективы волоконно-оптических измерительных систем в современном приборостроении // Спецвыпуск «ФОТОН-ЭКСПРЕСС». НАУКА. – 2005. – №6. – С. 128–140.

3. Hardesty J.H., Attili B. Spectrophotometry and the Beer-Lambert Law: An Important Analytical Technique in Chemistry // Colling College Department of Chemistry. -2012. -P. 1-6.

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИЗМЕРИТЕЛЯ ИНТЕГРАЛЬНОГО ЗНАЧЕНИЯ МОДУЛЯ КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ РАЗЛИЧНЫХ МАТЕРИАЛОВ В ШИРОКОЙ ПОЛОСЕ ЧАСТОТ *Н.Ю. Белов, магистрант*

Научный руководитель А.В. Филатов, д.т.н., проф., каф. ТОР г. Томск, ТУСУР, каф. ТОР, nikitabelov1988@mail.ru

Развитие современных радиосистем характеризуется внедрением широкополосных технологий. Растет потребность в различных радиоматериалах, что в свою очередь приводит к необходимости точных измерений их электрофизических свойств [1]. Существующие радиоволновые методы оценки электромагнитных свойств материалов в СВЧ-диапазоне не дают полной информации об их барьерных свойствах, так как используют монохроматические излучения высокой интенсивности. Поэтому актуальной задачей является разработка средств и методики измерения электрофизических параметров материалов в шумовых низкоинтенсивных полях [2].

На рис. 1 приведена описанная в [3] структурная схема измерителя интегрального значения модуля коэффициента отражения различных сред в широкой полосе частот с использованием шумового сигнала низкой интенсивности, принцип работы которого основан на нулевом методе измерений. В измерителе синхронно выполняются

два вида импульсной модуляции: широтная по сигналу длительностью $t_{\text{шим}}$ и амплитудная по сигналу длительностью $t_{\text{аим}}$.

Рис. 1. Упрощенная структурная схема входного блока радиометрического измерителя модуля коэффициента отражения



Целью данной работы является анализ влияния неидеальности узлов во входном тракте измерителя на точность измерения модуля коэффициента отражения, получение расчетных соотношений для выбора параметров этих узлов с учетом заданной погрешности измерений. На рис. 2 приведен фрагмент структурной схемы входного узла измерителя, в которой учтены конечная направленность ответвителя, потери в антенне аппликаторного типа, расположенной непосредственно на объекте исследования и в фидере, соединяющем антенну с направленным ответвителем.



Рис. 2. Фрагмент структурной схемы входного узла измерителя

Математическая модель (балансное соотношение, устанавливаемое и поддерживаемое в радиометрическом измерителе петлей обратной связи) имеет вид

$$[k\Delta f T_{\Gamma III}\beta_{1}\alpha^{2}\eta^{2}(1-\beta-\beta_{1})R + k\Delta f T_{\Gamma III}\beta_{1}t_{IIIM} = =[k\Delta f T_{\Gamma III}\beta\alpha^{2}\eta^{2}(1-\beta-\beta_{1})R + k\Delta f T_{\Gamma III}\beta_{1}]t_{a_{IM}}, \qquad (1)$$

где β и β_1 – коэффициенты переходного ослабления противонаправленного ответвителя при поступлении сигнала генератора шума $T_{\text{гш}}$ из основного канала во вспомогательный в прямом и обратном направлениях, $\beta > \beta_1$ (для идеального направленного ответвителя $\beta_1 = 0$); α – коэффициент затухания сигнала в фидере; η – коэффициент полезного действия антенны; R – коэффициент отражения в месте приложения антенны к объекту; Δf – полоса частот; k – постоянная Больцмана.

После простых преобразований относительно коэффициента отражения получим

$$R = \frac{\beta t_{\text{IIIM}} - \beta_1 t_{\text{aum}}}{\beta t_{\text{aum}} - \beta_1 t_{\text{IIIM}}} \times \frac{1}{\alpha^2 \eta^2 (1 - \beta - \beta_1)}.$$
 (2)

В результате моделирования было установлено, что максимальные погрешности определения *R* возникают на краях диапазона измерения, когда длительность $t_{\text{шим}}$ принимает значения нуля и $t_{\text{аим}}$, причем при $t_{\text{шим}} = 0$ погрешность имеет отрицательный знак, а при $t_{\text{шим}} = t_{\text{аим}}$ положительный. Для этих двух значений длительности $t_{\text{шим}}$ коэффициент отражения равен

$$R_{(0)} = \frac{\beta_1}{\beta} \times \frac{1}{\alpha^2 \eta^2 (1 - \beta - \beta_1)}$$
(3)

для $t_{\text{шим}} = 0;$

$$R_{(1)} = \frac{1}{\alpha^2 \eta^2 (1 - \beta - \beta_1)}$$
(4)

для $t_{\text{шим}} = t_{\text{аим}}$.

Так как выполняется условие $\beta_1 < \beta$, наибольшая погрешность имеет место для R(1):

$$\Delta_{(1)} = R_{(1)} - 1. \tag{5}$$

После подстановки (5) в (4) для произведения $\alpha^2 \eta^2$ получим

$$\alpha^2 \eta^2 = \frac{1}{(1 - \beta - \beta_1)(\Delta_{(1)} + 1)}.$$
(6)

Для (6) выполняется условие $\alpha^2 \eta^2 < 1$, так как ($\Delta_{(1)} + 1$) > 1, а $(1 - \beta - \beta_1) < 1$, тогда значение $(1 - \beta - \beta_1)$ должно находиться в интервале

$$\frac{1}{\Delta_{(1)}+1} < (1-\beta-\beta_1) < 1.$$
(7)

Чем ближе значение (1 – β – β₁) к единице, тем большие потери могут иметь фидер и антенна, при которых выполняются требования к заданной погрешности измерений.

Получены значения для развязки в направленном ответвителе, потерь в фидере, коэффициента полезного действия широкополосной антенны. Для прецизионных измерений требования к названным узлам возрастают. Таким образом, к достоинству данной схемы можно отнести то, что после изготовления измерителя не требуются калибровки активных СВЧ-элементов, а недостатком – использование во входном узле качественных элементов (ответвителя с высокой степенью направленности, соединения антенны с направленным ответвителем с низкими потерями, широкополосной антенны с высоким коэффициентом полезного действия). Снижение требований к узлам приведет к росту погрешности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Мироньчев А.С. Широкополосные измерения отражательных свойств искусственных и естественных радиоматериалов / А.С. Мироньчев, А.В. Клоков, А.В. Горст // 24-я Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо-2014). – Севастополь, 7–13 сентября 2014 г.: матер. конф. – Севастополь: Вебер, 2014. – Т. 2. – С. 702–703.

2. Викторов В.А., Лункин Б.В., Совлуков А.С. Радиоволновые измерения параметров технологических процессов. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 208 с.

3. Filatov A.V. A Radiometer of the Reflection Coefficient Magnitude // Instruments and Experimental Techniques. – 2016. – Vol. 59, No. 1. – P. 100–103.

ПРОГРАММНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОННЫМИ НАГРУЗКАМИ КОМПАНИИ В&К PRECISION В СОСТАВЕ ИСПЫТАТЕЛЬНОГО АППАРАТНО-ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА

С.В. Чубов, аспирант

Научный руководитель А.И. Солдатов, проф. каф. ПМЭ, д.т.н. г. Томск, НИ ТПУ, chubov@tpu.ru

Электронные нагрузки являются необходимым оборудованием в составе испытательного аппаратно-программного комплекса (АПК) системы питания и управления (СПУ) электроракетными плазменными двигателями. Электронные нагрузки выполняют функцию имитаторов цепей электропитания электроракетных плазменных двигателей (рис. 1) при проведении большого объема испытаний СПУ. Параметры электронных нагрузок устанавливаются эквивалентно сопротивлению цепей электропитания электроракетных плазменных двигателей с учетом свойственного им изменения электрических параметров в процессе работы в известных пределах [1–3].





Электронные нагрузки фирмы B&K Precision, применяемые в составе АПК, программно управляются персональным компьютером по стандартному последовательному интерфейсу USB [4]. Для среды разработки программного обеспечения LabView фирма B&K Precision предлагает вспомогательные библиотеки из пяти групп (инициализация, конфигурация, действия/статус, данные, утилиты), наличие которых позволяет быстро и качественно создать программу, управляющую электронными нагрузками (рис. 2). В программе реализованы следующие функции: поддержание необходимых значений напряжения, тока, мощности; их регулирование и контроль в реальном режиме времени; задание переходных состояний по времени в соответствии с циклограммой работы двигателя; сохранение результатов испытаний в файл.

В начале работы с нагрузками в составе АПК во вкладке «Конфигурирование» необходимо выполнить конфигурирование электронных нагрузок, а именно установить параметры связи с персональным компьютером (адрес, номер порта), предельные значения напряжения, тока, мощности, параметры нагрузки, изменяющиеся во времени и в соответствии с режимом. После чего настройки конфигурации пересылаются в память нагрузки перед тем, как перейти к непрерывной работе. При превышении одного из предельных значений в процессе работы программа выдает предупредительное сообщение, и нагрузка ограничивает увеличение значений параметров.

Во вкладке управляющей программы «Отображение данных» (см. рис. 2) можно в реальном времени контролировать параметры по стрелочным приборам с цветовой градацией деления по зонам для быстрого восприятия режима работы и дублирующим цифровым индикаторам, отображающим более точные численные показания, а также по графическим окнам осциллограмм, где можно наблюдать текущие и предыдущие значения. В этой вкладке также содержится управляющий элемент, отвечающий за включение/отключение электронной нагрузки.



Рис. 2. Интерфейс программы, управляющей электронными нагрузками: вкладка «Отображение данных»

При необходимости замены нагрузок в составе АПК на более мощные код программы меняется незначительно и не требует много времени на переработку. Созданная программа, управляющая электронными нагрузками, является одной из составных частей общей программы испытательного АПК СПУ [1].

ЛИТЕРАТУРА

1. Чубов С.В., Михайлов М.В., Солдатов А.И. Аппаратно-программный комплекс для испытании системы питания и управления электроракетными плазменными двигателями // Вестник Южно-Урал. гос. ун-та (ЮУрГУ). – 2017. – Т. 17, № 4. – С. 134–141.

2. Chubov S.V., Soldatov A.I. Electronic load as part of the test complex of the power processing unit of electric and plasma propulsion. // To cite this article: 2017 IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng. 177 012021.

3. Михайлов М.В., Мошняков А.А. Сравнительный анализ отечественных и зарубежных систем электропитания плазменных двигателей // Решетневские чтения: матер. XIX Междунар. науч. конф. (10–14 нояб. 2015 г., Красноярск). – Красноярск, 2015. – С. 165–167.

4. Электронные нагрузки B&KPrecision. – URL: html://www.bkprecision. com/dc-loads-category-page (дата обращения: 01.03.2018).

УСТРАНЕНИЕ ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ ТЕСТОВ НА СКОРРЕКТИРОВАННЫЙ РЕЗУЛЬТАТ ИЗМЕРЕНИЯ Минь Дай Хо, аспирант отд. автоматизации и робототехники

Научный руководитель С.В. Муравьев, проф. ОАР, д.т.н. г. Томск. НИТПУ. ОАР. muravvov@tpu.ru

К распространенным методам уменьшения систематических составляющих погрешностей результатов измерений относятся метод обратного преобразования (включая итерационный метод) [1, 2] и тестовый метод [3, 4]. При использовании тестового метода значение измеряемой величины определяется по результатам нескольких измерений, при которых в одном случае входным сигналом измерительного преобразователя (ИП) является измеряемая величина x, а в других – так называемые тесты, являющиеся функциями измеряемой величины [3].

Сущность тестовых методов заключается в том, что градуировочная характеристика (ГХ) ИП аппроксимируется кусочно-линейной функцией [1]. Выполняя преобразования тестов и используя специальный алгоритм для определения коэффициентов функции аппроксимации, можно из уравнения ГХ ИП определить значение измеряемой величины x. При этом результат измерения не зависит от изменяющихся параметров ГХ ИП, а погрешность результата измерения зависит только от параметров блока аддитивных тестов (БАТ) и блока мультипликативных тестов (БМТ).

Автор разработал алгоритм, который устраняет влияние параметров тестов на результаты измерений, позволяя синтезировать измерительные системы, обладающие более высокой точностью по сравнению с обычными тестовыми алгоритмами.

Структурная схема измерительной системы (ИС), реализующей тестовый метод повышения точности, приведена на рис. 1. ИС включает БМТ с коэффициентом преобразования K и БАТ, в состав которого входят два обратных преобразователя (ОП) с коэффициентами преобразования β_1 и β_2 . Уравнение ГХ ИП аппроксимируется линейной функцией y = a + bx.

Процесс измерения состоит из шести тактов. Уравнения преобразования тестов и соответствующие состояния ключей S1–S4 в каждом такте приведены в таблице. Из системы уравнений, описывающих преобразования входных величин ИП в каждом такте измерения, посредством алгебраических преобразований можно получить выражение для нахождения скорректированного значения y_{κ} измеряемой величины x.



Рис. 1. Структурная схема измерительной системы

Такт	Уравнение преобразования тестов	S1	S2	S3	S4
1	$y_1 = a + bx$	0	0	0	0
2	$y_2 = a + b(x + \beta_1 y_2) = \frac{a + bx}{1 - b\beta_1}$	0	0	1	0
3	$y_3 = a + b(x + \beta_1 \beta_2 y_3) = \frac{a + bx}{1 - b\beta_1 \beta_2}$	0	1	0	0
4	$y_4 = a + b(x + \beta_2 y_4) = \frac{a + bx}{1 - b\beta_2}$	1	1	0	0
5	$y_5 = a + b(K+1)(x + \beta_1 y_5) = \frac{a + b(K+1)x}{1 - b(K+1)\beta_1}$	0	0	1	1
6	$Y_6 = a + b(K+1)(x + \beta_2 y_6) = \frac{a + b(K+1)x}{1 - b(K+1)\beta_2}$	1	1	0	1

Уравнения преобразования тестов в каждом такте

Для этого уравнение для такта 1 вычтем из уравнений для тактов 2, 3 и 4 и получим следующее равенство:

$$b = \frac{y_2 - y_1}{\beta_1 y_2} = \frac{y_3 - y_1}{\beta_1 \beta_2 y_3} = \frac{y_4 - y_1}{\beta_2 y_4}.$$
 (1)

Из выражения (1) определяем параметры β_1 и β_2 :

$$\beta_1 = \frac{y_4(y_3 - y_1)}{y_3(y_4 - y_1)}; \qquad \beta_2 = \frac{y_2(y_3 - y_1)}{y_3(y_2 - y_1)}.$$
(2)

Из выражений (1) и (2) получаем выражения для *b*, *b*β₁ и *b*β₂:

$$b = \frac{(y_2 - y_1)(y_4 - y_1)y_3}{(y_3 - y_1)y_4y_2}; \quad b\beta_1 = \frac{y_2 - y_1}{y_2}; \quad b\beta_2 = \frac{y_4 - y_1}{y_4}.$$
 (3)

Вычитая уравнение для такта 2 из уравнения для такта 5 и уравнение для такта 4 из уравнения для такта 6, получаем формулу для вычисления коэффициента *K*:

$$K = \frac{y_5 - y_2 - b\beta_1(y_5 - y_2)}{b(x + \beta_1 y_5)} = \frac{y_6 - y_4 - b\beta_2(y_6 - y_4)}{b(x + \beta_2 y_6)}.$$
 (4)

Из формул (3) и (4) получаем выражение для расчета в вычислительном устройстве (ВУ) скорректированного результата измерения $y_{\kappa} = x$:

$$y_{\rm K} = \frac{(y_6 - y_4)(y_2 - y_1)y_5 - (y_5 - y_2)(y_4 - y_1)y_6}{(y_5 - y_2)y_4 - (y_6 - y_4)y_2} \times \frac{(y_3 - y_1)y_2y_4}{(y_4 - y_1)(y_2 - y_1)y_3}.$$
 (5)

Из выражения (5) видно, что исключается влияние на результат измерения коэффициентов преобразования K, β_1 , β_2 и параметров ГХ ИП a и b. Кроме этого, результат измерения не зависит от идентичности коэффициентов β_1 и β_2 , что позволяет достичь высокой точности измерения.

Недостатком этого алгоритма является появление динамической погрешности за счет изменения измеряемой величины во время измерения, которое длится 6 тактов. Эта ситуация типична для ИС, осуществляющей временное разделение каналов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Алиев Т.М., Тер-Хачатуров А.А. Измерительная техника. – М.: Высшая школа, 1991.

2. Muravyov S.V., Zlygosteva G.V., Borikov V.N. Multiplicative method for reduction of bias in indirect digital measurement result // Metrology and Measurement Systems. – 2011. – Vol. 18, No. 3. – P. 481–490.

3. Бромберг Э.М., Куликовский К.Л. Тестовые методы повышения точности измерений. – М/: Энергия, 1978.

4. Орехов М.С., Шумихин А.Г. Применение тестовых методов повышения точности измерений промышленных автоматических газоанализаторов сигнализаторов // Вестник Перм. гос. техн. ун-та. Химическая технология и биотехнология. – 2009. – Т. 10. – С. 109–116.

РАЗРАБОТКА КОНСТРУКЦИИ УСТРОЙСТВА КОНТРОЛЯ СОСТОЯНИЯ ПЧЕЛИНОГО УЛЬЯ

А.К. Пащенко, С.А. Холодных, студенты

Научный руководитель А.Г. Лощилов, к.т.н., нач. СКБ «Смена» г. Томск, ТУСУР, каф. КУДР, mid150@mail.ru, ramos-95@yandex.ru Проект ГПО КУДР-1703 «Разработка устройства контроля состояния пчелиного улья»

Как следует из литературы [1], если потревожить пчелиный улей, пчёлам потребуется некоторое количество времени для восстановления прежних условий. Таким образом, необходимо, чтобы устройство контроля находилось в улье и не нарушало привычную среду обитания пчёл, иначе характеристики, фиксируемые прибором, будут искажены.

Контроль состояния пчелиного улья необходимо производить до стадии начала медосбора, пока пчелосемья развивается, так как в этот промежуток времени она наиболее уязвима [2].

На начальном этапе пчелосемья занимает не весь объём улья, а лишь небольшую часть [3], которая обеспечивается разделением улья перегородкой, изготовленной по типу дадановской рамки [4]. Так как необходимо следить за состоянием улья на протяжении развития семьи с минимальным вмешательством в процесс, то решение разместить, всю аппаратуру в подобную рамку является довольно выгодным.

Первым делом необходимо, с учётом выбранных аппаратных решений [5], спроектировать корпусное решение для устройства анализа данных.

В процессе разработки было решено объединить устройство анализа с батарейным отсеком в одном, отдельном, корпусе (рис. 1, 2), который в дальнейшем будет монтироваться в раму. Его изготовление планируется из пластика методом 3D-печати, в то время как конструкция в целом предполагает использование как пластиковых, так и деревянных деталей.



Рис. 1. Вид корпуса сверху

В связи с тем, что пчёлы в большей степени сами обустраивают себе улей, все трещины они замазывают прополисом. Следовательно, микрофоны не могут быть для них открыты. С учётом этой особенностей были разработаны корпуса для микрофонов (рис. 3).



Рис. 2. Главный вид корпуса



Рис. 3. Корпус для платы с микрофоном

Корпуса микрофонов были не только спроектированы, но и изготовлены из пластика для проведения в них тестовых записей, чтобы учесть изменения при прохождении звука через тонкую стенку корпуса.

На рис. 4 представлен общий вид конструкции. Предполагается, что с учётом ширины улья и монтируемого корпуса для устройства анализа из дерева изготавливается каркасная рама. Учитывая размер

рамы и диаметр микрофонных корпусов, при помощи лазерной резки, из фанеры изготавливается передняя стенка.

Рис. 4. Общий вид конструкции, включающей: *1* – каркасную раму с вырезом для монтажа корпуса устройства анализа; *2* – переднюю стенку с прорезями

- под корпуса микрофонов; 3 – корпус устройства анализа;
 - 4 микрофонный корпус



Как итог разработаны корпуса для макетной платы и периферии и конструкция в целом, позволяющая проводить анализ шума жужжания пчёл с минимальными вмешательствами в их окружающую среду.

ЛИТЕРАТУРА

1. Еськов Е.К. Акустическая сигнализация общественных насекомых. – М.: Наука, 1979. – 209 с.

2. Рост и развитие пчелиной семьи в течение года // Калинка. – 2018. – URL: http://www.kupi-uley.ru/razvitie_pchel.php (дата обращения: 13.03.2018).

3. Наращивание пчел и рост семьи: учебник пчеловода. – 2018. – URL: http://bee-home.ru/uchebnik-pchelovoda-narashchivanie-pchel-i-rost-sem-i.html (дата обращения: 13.03.2018). 4. Дадановские ульи своими руками. Ваша пасека – ваше царство // Bolshemeda. – 2018. – URL: http://bolshemeda.ru/pchelovodstvo/ulej-dadan.html (дата обращения: 13.03.2018).

5. Пащенко А.К. Устройство контроля состояния пчелиного улья // Матер. Междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2018»: в наст. сб.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ РЕЖИМОВ 3D-ПЕЧАТИ АНТИСТАТИЧЕСКИХ ПЛАСТИКОВЫХ ИЗДЕЛИЙ

Е.А. Иванчикова, студентка; С.П. Караульных, инженер СКБ «Смена» Научный руководитель А.Г. Лощилов, к.т.н., СКБ «Смена» г. Томск, ТУСУР, каф. КУДР, 88k5a08@mail.ru «Проект ГПО КУДР-1702 «Разработка системы автоматизированного хранения материальных ценностей»

Пластик – уникальный и многофункциональный материал, применяемый во всех сферах деятельности и производства. Общими качествами пластиков являются их легкость, химическая инертность и относительная дешевизна. Остальные характеристики могут варьироваться в зависимости от того, какие полимеры были использованы для их изготовления [1].

Хорошо известно, какой вред приносит изделиям электронной техники – полупроводниковым приборам (ПП) и интегральным схемам (ИС) – электростатический заряд (ЭСЗ). Аккумуляция заряда на пластинах и фотошаблонах приводит к потерям в выходе годных ПП и ИС, так как заряженная пластина и фотошаблон подобно «пылемагниту» способны собирать частицы пыли даже в самой чистой среде. Анализ показывает, что до 65% отказов вызвано воздействием ЭСЗ. Восприимчивые к электростатическим зарядам ПП и ИС подвергаются опасности как в процессе производства, так и в процессе применения [2].

Целью данной работы является исследование технологии аддитивного изготовления антистатических (проводящих) пластиковых изделий методом FDM-печати.

Одним из решений поставленной цели является аддитивное изготовление изделий токопроводящим пластиком. Исследование и отработка технологии печати выполнялись с использованием материала «Spool Copper Filled Metal Filament» производства YASIN 3D в прутках на бухтах. Для отработки режимов печати были разработаны тестовые структуры (модели), переставляющие собой кубы со стороной 10 мм. В табл. 1 приведены параметры режимов печати.

Таблица 1

Гежимы печати								
Номер	Покрытие	Скорость	Кол-во изде-	Заполненность,				
режима	платформы	печати, мм/с	лий, шт.	%				
1	-	60	1	100				
2	+	50	1	100				
3	+	45	3	100				
4	+	45	3	90				
5	+	45	3	75				
6	+	45	3	50				
7	+	45	3	10				

Для изготовленных тестовых образцов оценивались геометрические и электрические характеристики. Оценка геометрических искажений выполнялась путем измерения трех углов (α , β , γ) и длин трех ребер (a, b, c) (рис. 1, a).

При измерении геометрических параметров было рассчитано среднее значение отклонения линейных размеров ребер S(1) и среднее значение отклонения углов G(2). Расчетные данные приведены в табл. 2.

$$S_n = \frac{|\Delta a| + |\Delta b| + |\Delta c|}{n},\tag{1}$$

$$S_n = \frac{|\Delta \alpha| + |\Delta b|\beta + |\Delta \gamma|}{n} \,. \tag{2}$$

Оценка электрических параметров образцов выполнялась путем измерения сопротивления (R1) между противоположными гранями и (R2) между противоположными вершинами, как показано на рис. 1, δ .



Рис. 1. Измерение параметров

При измерении электрических параметров было рассчитано среднее значение сопротивления двумя способами. Результаты представлены на диаграмме (рис. 2). А также было рассчитано среднее значение отклонения, выраженное в процентах. Значения представлены в табл. 2.



Рис. 2. Среднее значение измерения электрических параметров

Т	а	б	Π	и	п	а	2
1	а	υ	11	И	ц	a	

opediter sing territe of interesting indexes bog								
Пологости	Номер режима							
Параметр	1	2	3	4	5	6	7	
<i>S</i> , мм	1	0,	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	
<i>G</i> , °	3	1,33	0,66	0	0	0	0	
$\Delta R1, \%$	-	-	12,06	2,67	11,89	4,08	13,87	
$\Delta R2, \%$	_	-	13,56	9,39	15,52	4,75	16,91	

Среднее значение отклонения параметров

При режиме печати 4–7 отклонение линейных размеров минимальное и равное 0,1 мм, а также нет отклонения угла. Значение отклонения электрических параметров оптимально при 4-м и 6-м режимах. Но значение сопротивления меньше в 4-м.

Заключение. Были проведены экспериментальные исследования влияния режимов печати на качество изделия и ее электрических и геометрических характеристик. Был подобран оптимальный режим печати, который достигается при дополнительном влиянии на адгезию материала к платформе, скорости печати 45 мм/с, печати одновременно трех изделий и 90% заполненности. При этом отклонение линейных размеров равно 0,1 мм, а углы не изменяются. Значения электрических параметров стабильно (отклонение не более 10%).

Такое изделие подходит под определение антистатического, так как сопротивление до 1 МОм.

ЛИТЕРАТУРА

1. Плюсы пластика как материала [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.kris-group.ru/articles/2013-11-01/405 (дата обращения: 28.02.2018).

2. Надежность САУ. Федосов В В 4261.pdf [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://studfiles.net/preview/2153057/page:27/ (дата обращения: 28.02.2018).

РЕАЛИЗАЦИЯ ГЕТЕРОДИННОГО МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ ПЕРВОЙ И ВТОРОЙ ПРОИЗВОДНЫХ ВОЛЬТ-АМПЕРНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ С ПОМОЩЬЮ LABVIEW RIO EVALUATION KIT *Н.И. Лысенко, магистрант, каф. ППиМЭ; А.Е. Настовьяк, ст. инж. лаб. № 14*

Научный руководитель В.Г. Половинкин, доцент каф. ППиМЭ, с.н.с. лаб. №14, к.ф.-м.н. г. Новосибирск, НГТУ, ИФП СО РАН, arhnik94@mail.ru

Измерение второй производной вольт-амперной характеристики (ВАХ) широко используется в неупругой электронной туннельной спектроскопии [1]. Главным методом её измерения является метод второй гармоники [2]. Этот метод обладает недостатком: из-за сложности подавления первой гармоники входного сигнала снижается точность измерения. Поэтому было предложено для измерения первой и второй производной ВАХ использовать гетеродинный метод.

Аппаратная реализация гетеродинного метода измерения первой и второй производной ВАХ выполнена с помощью устройства LabVIEW RIO Evaluation Kit на платформе National Instruments single board rapid input output sb9637 (SB RIO) [3].

С помощью пакета программ NI LabVIEW 2015 была составлена программа для решения задачи исследования вольт-амперных характеристик. Составленная программа позволяет задавать параметры управляющих сигналов исследуемого объекта (ИО), а также получать и обрабатывать измеренные данные. Коммутационная схема измерительной установки представлена на рис. 1.



Рис. 1. Схема измерения ВАХ, её первой и второй производной

Схема состоит из активного фильтра высоких частот 3,4 МГц, исследуемого объекта и схемы для извлечения высокочастотной составляющей, включающей блок для фиксации уровня выходного высокочастотного сигнала.

С выхода цифроаналогового преобразователя напряжения (ЦАП) SB RIO на схему поступает сигнал, имеющий форму, изображённую на рис. 2, *а*.

Аналого-цифровой преобразователь напряжения (АЦП) измеряет напряжение в узлах 1–3, обозначенных на рис. 1. В узле 1 измеряется величина падения напряжения на ИО, в узле 2 – величина низкочастотной составляющей тока через ИО, а в узле 3 – величина высокочастотной составляющей тока. На рис. 2, *в* изображен пример осциллограммы выходного сигнала в узле 3.



Измеренные сигналы передаются на ПК, где происходит вычисление ВАХ, первой и второй производной ВАХ. Для извлечения величины первой производной ВАХ при определённом напряжении в узле *1* из сигнала в узле *3* необходимо найти разность между средним значением максимумов и средним значением минимумов сигнала, изображённого на рис. 2, *6*. Для извлечения величины второй производной ВАХ из того же сигнала, необходимо найти разность средних сигналов в областях *1* и *2* (области с модуляцией и области без модуляции). Измеренные и рассчитанные зависимости выводятся на график интерфейса пользователя в реальном масштабе времени.

Проведены измерения ВАХ и её первой и второй производных четырёх приборов: *p*–*n*-переходов эмиттер–база германиевого и кремниевого биполярных транзисторов ГТ321Б и КТ315А, AlGaAs/GaAs инфракрасного светодиода TSAL5100 и резистора сопротивлением 63,5 Ом.

Результаты измерений представлены на рис. 3, а-в.



Рис. 4. ВАХ – a; первые производные ВАХ, измеренные гетеродинным методом, – b; вторые производные ВАХ, измеренные гетеродинным методом, – e

На рис. 3. видно, что ВАХ и её первая и вторая производные диодных приборов имеют вид экспоненты; ВАХ резистора имеет линейный вид, её первая производная постоянна, а вторая производная равна нулю. Полученные результаты качественно говорят о их верности и о состоятельности гетеродинного метода для измерения первой и второй производных ВАХ. Для германиевого *p*-*n*-перехода на второй производной ВАХ заметны некоторые особенности, которые не видны на ВАХ и её первой производной. Данный факт иллюстрирует возможность более глубокого исследования особенностей приборов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Hahn J., Lee H., Ho W. Electronic Resonance and Symmetry in Single-Molecule Inelastic Electron Tunneling // Physical Review Letters. -2000. - Vol. 85, Is. 9. - P. 1914–1917.

2. Altvvein M., Finkenrath H. The measurement of calibrated current-voltage characteristics up to the second derivative // Darmstadt Germany. I Physikalisches Institut der Technischen Hochschule. J. Phys. E. – 1973.

3. National Instruments[™] [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/ru/nid/205721 (дата обращения: 26.02.2018).

МОНИТОРИНГ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СЕТИ С ПОМОЩЬЮ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ И.И. Обач, acnupahm; А.А. Солдатов, к.т.н.

Научный руководитель А.И. Солдатов, проф. каф. УИ ТУСУРа, д.т.н. г. Томск, ТУСУР, каф. УИ, obachigor@gmail.com

Статистика пожаров. Эксплуатация жилых, бытовых, производственных и других объектов нередко сопровождается пожарами, возникающими из-за неисправностей в электропроводке или других элементов электрической сети и электроустановок (23,9%). В результате наносится большой материальный и моральный ущерб, нередко сопровождающийся гибелью или увечьем людей [1].

По статистическим данным МЧС за 2017 г., большой процент занимают пожары из-за неисправности электросетей, которые вызваны, например, некачественным монтажом элементов электрических сетей и электроустановок, нарушениями требований их эксплуатации и рядом других причин

Целью данной работы является рассмотрение существующих приборов для мониторинга электрических сетей и предложение нового метода.

Переходное контактное сопротивление. Образование источников возгорания при возникновении больших переходных сопротивлений возможно в местах появления переходных сопротивлений. Непосредственным источником возгорания в этом случае могут быть элементы электроустановок, нагретые до высокой температуры, когда тепло выделяется электрическим током в месте большого переходного сопротивления; электрические искры или частицы расплавленного и накаленного металла, возникающие в месте «плохого» электрического контакта [2, 3].

Из этого следует, что необходимо периодически производить мониторинг сетей на выявление проблем. На сегодняшний день существуют разные типы приборов, например: температурные [4], токоограничивающие [5], суммирующие ток [6], измерительные [7], работающие на разных принципах для мониторинга и предупреждения об опасном режиме работы электропроводки.

Благодаря исследованию можно судить как о достоинствах, так и о недостатках современных приборов и методов для мониторинга и контроля сетей. Это вынуждает искать новые пути решения насущных задач.

Впервые предлагается использовать термоэлектрическое явления для мониторинга сетей, базирующихся на явлении Зеебека. Прибор,

работающий на эффекте Зеебека, способен производить проверку сетей, не останавливая производство, что даёт огромное преимущество перед другими устройствами.

Мониторинг сети термоэлектрическим способом. Прибор относится к области пожарной безопасности и электроэнергетики, а именно к способам и устройствам предупреждения пожаров, возникающих при неисправностях электрических сетей или электроустановок в помещениях, сооружениях, зданиях, самолетах, судах, железнодорожном транспорте и других объектах.

На рис. 1 представлен способ подключения прибора для мониторинга сети.



Рис. 1. Структурная схема подключения прибора для мониторинга

Работа этого прибора основана на протекании тока в цепи с контактным сопротивлением $R_{\text{конт}}$. Прибор подключается к вводным электрическим магистралям со стороны электрощитовой. Плохая скрутка или износ контактов в месте соединения образуют тепло в соответствии с законом Джоуля–Ленца $Q = I^2 \times R \times T$ [8, 9], и как следствие будет возникать ТЭДС, которое свидетельствует о наличии проблемы в электропроводке. Если известны материалы, используемые в сети, то для наглядности количественное значение ТЭДС можно будет преобразовать в градусы.

Техническим результатом является повышение пожарной безопасности. Таким образом, внедрение предлагаемого способа предупреждения пожара при неисправности в электрической сети или электроустановке повысит защиту людей, жилых, производственных и других объектов от поражающего действия пожаров, а также обеспечит существенную экономию материальных и финансовых средств каждого гражданина и государства в целом.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сайт МЧС России данные за 2017 год [Электронный ресурс]. – URL: http://www.mchs.gov.ru/activities/stats/Pozhari/2017_god (дата обращения: 18.12.2017).

2. Abouellail A., Obach I., Soldatov A. Surface inspection problems in thermoelectric testing / MATEC Web of Conferences 102, 01001. DOI: 10.1051/ matecconf/ 201710201001. 3. Soldatov A.A., Sorokin P.V., Soldatov A.I. et al. An experimental setup for studying electric characteristics of thermocouples / SIBCON 2017. – Proceedings. DOI: 10.1109/SIBCON.2017.7998534.

4. Ллойд Дж. Системы тепловидения / пер. с англ.; под ред. А.И. Горячева. – М.: Мир, 1978. – 416 с.

5. Патент России RU 0001581 U1, кл. Н 02 N 3/08.

6. Патент Росси RU 2159468, C1 7 G08B 17/ 06, G08B 25/10.

7. ГОСТ 8.366–79 «Государственная система обеспечения единства измерений. Омметры цифровые. Методы и средства поверки».

8. Зисман Г.А. Курс общей физики. – М.: Наука, 1972. – 366 с.

9. Сивухин Д.В. Общий курс физики. – М.: Наука, 1977. – Т. III: Электричество. – С. 197–198.

СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ЖИДКИХ ВЕЩЕСТВ

Е.И. Тренкаль, аспирант; Е.А. Смолькова, студентка

Научный руководитель А.Г. Лощилов, к.т.н., нач. СКБ «Смена» г. Томск, ТУСУР, trenkal@mail.ru Проект ГПО КУДР-1701 «Разработка устройства измерения уровней нефтепродуктов»

Диэлектрическая проницаемость – безразмерная физическая величина, показывающая степень поляризации материала под воздействием электрического поля в диэлектрике [1].

Определение диэлектрической проницаемости веществ является актуальной задачей для множества областей науки и техники. Данная операция может быть применена в различных отраслях промышленности с целью определения характеристик и параметров измеряемых систем.

Целью данной работы является разработка методики измерения диэлектрической проницаемости жидких веществ. В основе метода измерения лежит определение электроемкости вещества и её перерасчет в диэлектрическую проницаемость. Особенностью методики заключается в устранении паразитных составляющих емкости посредством нескольких измерений различной наполненности жидкостью, что повышает точность определения электроемкости.

Конструкция для измерения. Для определения электроемкости вещества была разработана разборная конструкция (рис. 1), представляющая собой цилиндрический конденсатор с выводами, предназначенными для подключения измерительного устройства, размещенный в корпусе, выполненном из PLA-пластика.



Рис. 1. Конструкция для измерения диэлектрической проницаемости

Цилиндрический конденсатор состоит из медной трубы с внутренним диаметром 26 мм длиной 95 мм и медного стержня диаметром 6 мм и длиной 120 мм. На трубе предусмотрен выступ для удобного извлечения из корпуса. Для фиксации внутреннего стержня предусмотрены отверстия в основании и крышке конструкции.

Электроемкость цилиндрического конденсатора рассчитывается по формуле [2]

$$C = \frac{2\varepsilon\varepsilon_{0\pi}L}{\ln(R_{\rm out}/R_{\rm in})},\tag{1}$$

где ε – диэлектрическая проницаемость среды; L – длина конденсатора; R_{out} – радиус трубы; R_{in} – радиус стержня.

Эквивалентная электроемкость C при частичной наполненности емкости состоит из трех составляющих (рис. 2): $C_{\rm B}$ – электроемкость области с воздушным заполнением; $C_{\rm ж}$ – электроемкость области с жидким диэлектриком; C' – паразитная составляющая, обусловленная электроемкостью пластика.



Рис. 2. Схематичное изображение цилиндрического конденсатора при частичной наполненности жидкостью

Дозированное наполнение емкости жидкостью может быть выполнено по объему, например, при помощи шприца. Тогда длина области объемом V для заданной конструкции определяется по формуле

$$l = \frac{V}{\pi (R_{\rm out}^2 - R_{\rm in}^2)} \,. \tag{2}$$

Методика измерения. Методика определения диэлектрической проницаемости заключается в следующем: проводится несколько измерений электроемкости при различной наполненности жидкостью. После этого для каждой пары измерений определяется диэлектрическая проницаемость жидкости по формуле

$$\epsilon_{\rm scale} = \frac{C_{i+1} - C_i}{(l_{i+1} - l_i)k} + 1, \qquad (3)$$
$$= \frac{2\pi\epsilon_0}{(1-1)k} + 1 + 1, \qquad (3)$$

где *i* – номер измерения; $k = \frac{2\pi\varepsilon_0}{\ln(R_{\text{out}}/R_{\text{in}})}$

Данная формула исключает паразитную емкость С' и справедлива для воздушной среды с диэлектрической проницаемостью, равной единице.

Паразитная емкость может быть определена по формуле

$$C' = C_i + k(L - l_i(\varepsilon_{\mathfrak{K}} - 1)). \tag{4}$$

После этого определяется среднее значение диэлектрической проницаемости жидкости. Суммарная погрешность формулы определяется по формуле [3]

$$\Delta \varepsilon = \sqrt{\left(\frac{\delta \varepsilon}{\delta k} \Delta k\right)^2 + \left(\frac{\delta \varepsilon}{\delta C_{i+1}} \Delta C_{i+1}\right)^2 + \left(\frac{\delta \varepsilon}{\delta C_i} \Delta C_i\right)^2 + \left(\frac{\delta \varepsilon}{\delta l_{i+1}} \Delta l_{i+1}\right)^2 + \left(\frac{\delta \varepsilon}{\delta l_i} \Delta l_i\right)^2}, \quad (5)$$

где С_i – инструментальная погрешность определения емкости.

Экспериментальное исследование. Измерения емкости проводились на измерителе иммитанса Е7-21 на частоте 1 кГц. В качестве измеряемых жидкостей использовались нефть и трансформаторное масло.

В табл. 1 представлены результаты измерений и расчет диэлектрической проницаемости по одному измерению по формуле (1). В табл. 2 представлены результаты расчета по предложенной методике.

Таблица 1

т суультаты нэмерений									
		Емкост	гь, пФ	Диэлектрическая проницаемость (ε)					
Объём, мл	Высота, мм	Нефть	Масло	Нефть	Масло				
20	34	7,2	6,4	5,584	4,694				
30	51	8,311	7,2	4,297	3,723				
40	68	9,4	8	3,645	3,102				

Результаты измерений

Таблица 2

pue les nos pellinoern									
Разность	Диэлектрическая п	Погрешность, %							
объёмов, мл	Нефть	Масло	Нефть	Масло					
30-20	2,473	2,06	19,516	22,841					
40-30	2,458	2,06	20,19	22,228					
40-20	2,443	2,06	9,927	11,519					

Диэлектрическая проницаемость с вычетом добавочной емкости, расчет погрешности

Погрешность измерений разработанной методики является достаточно большой, это связано с тем, что рассчитывается разность двух близких величин. Уменьшение расстояния между внешним и внутренним проводником, а также увеличение высоты конструкции позволит увеличить разность электроемкости измеряемых величин, что обеспечит высокую точность измерения.

Заключение. В ходе данной работы были разработаны конструкция для измерения емкости и методика измерения диэлектрической проницаемости жидкости. Были проведены измерения диэлектрической проницаемости нескольких жидких веществ. Проведен анализ и даны рекомендации по повышению точности измерения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Диэлектрическая проницаемость [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://tehtab.ru/Guide/Guide/Physics/ElectricityAndMagnethism/DEPLiquids/ DielectricConstant/ (дата обращения: 10.12.2017).

2. Вывод формулы емкости коаксиального кабеля [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://rgr-toe.ru/Art_archiv/Vyivod-formulyi-emkosti-koaksialnogo-kabelya.pdf/ (дата обращения: 12.12.2017).

3. Обработка экспериментальных данных [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://window.edu.ru/resource/124/62124/files/Obrabotkadannih.pdf (дата обращения: 20.02.2017).

4. Измеритель иммитанса E7–21 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://npo-impuls.com/sites/default/files/%D0%957-21_%D0%A0%D0%AD.pdf (дата обращения: 15.02.2017).

5. http://window.edu.ru/resource/124/62124/files/Obrabotkadannih.pdf

РАЗРАБОТКА МАКЕТА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ Электрофизических характеристик пленок, нанесенных методом принтерной печати

Н.С. Труфанова, А.С. Труфанова, студентки Научный руководитель А.Е. Здрок, ассистент каф. КУДР г. Томск, ТУСУР, каф. КУДР, kundep@mail.ru

В рамках исследований технологии изготовления СВЧ-элементов методом принтерной печати рассматривается ряд вопросов: отработка режимов печати для обеспечения требуемых геометрических параметров и формы пленки; исследование режимов отжига для обеспечения оптимальной внутренней структуры, адгезии и электрических характеристик пленок; измерение и контроль всех вышеперечисленных параметров. Для эффективного проведения работ, а также минимизации погрешности измерений была поставлена задача о разработке макета платы, позволяющей производить оценку токопроводящих и диэлектрических пленок.

Макет платы должен представлять собой подложку с топологическими примитивами разного типа и назначения. В качестве материала подложки был выбран поликор (Al_2O_3) марки BK-96 [1]. К преимуществам данного материала следует отнести высокую смачиваемость, повышенную термо- и износостойкость, низкую теплопроводность, легкость и др. Топология макета будет изготовлена под заказ по традиционной субтрактивной технологии. Измерения электрических характеристик тестовых образцов предлагается производить при помощи зондовой станции – это позволит исключить влияние потерь паяных навесных разъемов на результаты тестирования [2].

В ходе анализа было выявлено, что для исследования электрических характеристик диэлектрических и проводящих пленок достаточно двух элементов: конденсатора и микрополосковой линии передач. В соответствии с этим и заявленными выше требованиями было произведено моделирование топологии макета. Моделирование элементов осуществлялось в программной среде AWR Microwave Office. На рис. 1 представлен общий вид топологии.

Условно макет содержит 3 основных блока:

1) блок для калибровки зонда;

2) блок с элементами для измерения значения емкости;

3) блок для измерения электрических характеристик микрополос-ковых линий передач.

Геометрия элементов выбиралась в соответствии с конфигурацией зонда, материалом подложки и параметрами (S11, S21 – для проводящих структур, J – для диэлектрических структур), полученными в результате моделирования.



Рис. 1. Общий вид топологии макета

Калибровка зонда осуществляется в трех режимах: измерения на проход, холостой ход и короткое замыкание (рис. 2).



Второй блок содержит элементы типа «конденсатор». Для сравнения результатов и их систематической оценки было смоделировано 4 типа конденсаторов по 16 штук.

Основные геометрические параметры, определяющие свойства конденсатора: зазор между проводником и землей (Z), длина проводника (L) (рис. 3):

- 1) первый тип конденсаторов (С1): *Z* 20 мкм, *L* 1 мм;
- 2) второй тип конденсаторов (C2): Z 40 мкм, L 1 мм;
- 3) третий тип конденсаторов (С3): Z 20 мкм, L 2 мм;
- 4) четвертый тип конденсаторов (С4): Z 40 мкм, L 2 мм.



Рис. 3. Модель топологии конденсатора

Для исследования электропроводящих свойств материалов были смоделированы контактные площадки микрополосковых линий длиной: 25, 30 и 55 мм. Контактные площадки реализуют переход от компланарной линии к микрополосковой (рис. 4).



Рис. 4. Модель топологии контактной площадки

Заключение. В результате выполнения работы был получен макет и передан на изготовление в НПФ «Микран». Далее планируется провести тестирование макета на соответствие образца программной модели.

ЛИТЕРАТУРА

1. Запалприбор [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://zapadpribor.com/vk-96/ (дата обращения: 22.10.2017).

2. Зондовая станция – решение для микроэллектронной промышленности [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://ostec-group.ru/groupostec/pressroom/news/zondovaya-stantsiya-reshenie-dlya-mikroelektronnoypromyshlennosti/ (дата обращения: 22.09.2017).

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ВИХРЕТОКОВОГО ДЕФЕКТОСКОПА ДЛЯ КОНТРОЛЯ ПРОТЯЖЕННЫХ ОБЪЕКТОВ

Н.С. Булыгин, аспирант каф. приборов

Научный руководитель В.В. Мирошников, зав. каф. приборов, д.т.н. г. Луганск, ЛНУ им. В. Даля, dahl.pribory@yandex.ru

В процессе поточного производства протяженных объектов, таких как трубы, имеет место возникновение различных дефектов (трещины, волосовины, раковины). Эксплуатация поврежденных труб (например, транспортировка газа или нефтепродуктов) может привести к техногенным авариям и катастрофам. Наилучшим образом для поточного контроля труб подходит вихретоковый метод.

При проектировании проходного вихретокового дефектоскопа основной задачей является определение таких параметров, как ток подмагничивания, частота возбуждения и геометрические размеры

измерительных катушек. Эти параметры зависят от диаметра трубы, толщины стенки, проводимости и магнитных свойств металла. В результате они должны обеспечивать высокую чувствительность к поверхностным и подповерхностным неоднородностям контролируемого объекта.

Современные методы расчета параметров вихретоковых преобразователей (далее – ВТП) построены на предположении постоянства магнитной проницаемости материала цилиндра. В этом случае задача сводится к нахождению решения уравнения параболического типа [1].

$$\frac{\partial H}{\partial t} = (\boldsymbol{\sigma} \cdot \boldsymbol{\mu}_d)^{-1} \cdot \Delta H , \qquad (1)$$

с граничным условием $H(r) = H_0 + H_{0m} \cdot \cos \omega t$. Здесь σ и μ_d – удельная проводимость и магнитная проницаемость материала цилиндра; H_0 и H_{0m} – постоянное поле подмагничивания и амплитуда переменного магнитного поля; ω – круговая частота возбуждения.

Уравнение (1) получается при решении уравнений Максвелла

$$\operatorname{rot}\vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}; \qquad \operatorname{rot}\vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$$
 (2)

и дополнительных соотношений:

$$\vec{J} = \boldsymbol{\sigma} \cdot \vec{E}; \quad \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = \mu_d \cdot \frac{\partial \vec{H}}{\partial t}; \quad \mu_d = \frac{\partial B}{\partial t}.$$
 (3)

Уравнения (2) и (3) преобразуются в (1) при условии независимости μ_d от напряженности магнитного поля и пренебрежения токами смещения по сравнению с токами проводимости.

Для решения задачи выбора параметров проходного ВТП предлагаются следующие положения:

1) ориентация на решение системы уравнений (2) без сведения ее к уравнению типа (1), что позволит избежать предположения $\mu_d = \text{const}$, которое может привести к ошибочным результатам;

 создание ряда программ для численного решения системы (2), которые позволят сделать наглядными зависимости чувствительности датчика от параметров контролируемого объекта;

3) разработка алгоритма создания самонастраивающегося проходного ВТП для определения области максимальной его чувствительности.

Для решения данной задачи была разработана программа решения классической цилиндрически симметричной задачи. Для этого система (2) была приведена к виду

$$\frac{1}{r} \cdot \frac{\partial (rE_{\varphi})}{\partial r} = -\mu_d \cdot \frac{\partial H_x}{\partial t}; -\frac{\partial H_x}{\partial r} = \sigma \cdot E\varphi.$$
(4)

69

Здесь, как и в традиционном случае, токами смещения пренебрегаем. Граничные условия задаются в виде

 $H(r) = H_0 + H_{0m} \cdot \cos \omega \cdot t; \qquad E(r) = E_{0m} \cdot \cos(\omega \cdot t + \varphi_0).$

 φ_0 – определяет разницу фаз колебаний напряженностей магнитного и электрического полей на внешней границе цилиндра. Для уравнения (4) считаем, что магнитное поле направлено только вдоль оси цилиндра – *x*, а электрическое только перпендикулярно радиусу (E_{φ}). Преобразуем (4) в конечно-разностную систему уравнений:

$$\frac{\Delta E}{\Delta \rho} = -\sqrt{\frac{\mu_d}{\omega \cdot \sigma}} \cdot \frac{\Delta H}{\Delta t} - \frac{E}{(R_{\delta} - \rho)}; \quad \frac{\Delta H}{\Delta t} = -\sqrt{\frac{\sigma}{\omega \cdot \mu_d}} \cdot E, \tag{5}$$

где $\Delta \rho$, ρ – безразмерные величины, выражающие изменение радиуса и сам радиус в единицах толщины скин-слоя [2, 3] $\delta = (\omega \cdot \mu_d \cdot \sigma)^{-0.5}$; $\Delta r = \Delta \rho \cdot \delta$; $r = R - \rho \cdot \delta$; $R_{\delta} = R/\delta$; R – внешний радиус полого цилиндра; r – текущий радиус.

Алгоритм расчета электромагнитного поля постороен следующим образом:

1) $\Delta \rho$ должен быть намного меньше 1 ($\Delta \rho \ll 1$), и рассчитываются H_i , E_i в слое $\Delta \rho$ исходя из предположения, что поля изменяются на этом расстоянии линейно;

2) первоначально с помощью первого уравнения системы (5) вычисляется E_1 исходя из начальных значений $H, E, \frac{\Delta H}{\Delta t}$. Затем с помощью второго уравнения системы (5) вычисляется H_1 ;

3) полученные на предыдущих этапах вычислений значения H_1 , E_1 используются как начальные данные при расчете поля в следующем слое $\Delta \rho_2$ и т.д.

Расчетные исследования показали, что одной итерации достаточно для нахождения значений H и E в слое $\Delta \rho$ с необходимой точностью. Решение очень чувствительно к заданию правильного соотношения между начальными значениями H и E, которые находятся при решении известной задачи проникновения электромагнитного поля в бесконечно протяженную плоскую поверхность [1]. Из решения следует, что

$$E_{0m} = H_{0m} \cdot \sqrt{\frac{\mu_d}{\sigma}}; \varphi_0 = \frac{\pi}{4}.$$

При условии $\delta << R$ решение, найденное для случая проникновения поля в плоскую поверхность, можно использовать и на цилиндрический случай.



Рис. 1. Блок-схема программы создания самонастраивающегося проходного ВТП

Предложенный алгоритм выражает физические процессы, происходящие в объекте контроля. Изменение во времени магнитного поля вызывает изменение электрического поля в полом цилиндре. В свою очередь, магнитное поле от вихревых токов направлено навстречу внешнему магнитному полю, что и описывает система уравнений (5).

Физически ясный принцип, положенный в основу алгоритма расчета, показывает совпадение аналитических и численно найденных решений как в случае проникновения поля вовнутрь цилиндра, так и в плоскую поверхность. На рис. 1 приведена блок-схема программы, реализующей описанный выше алгоритм.

В результате разработан алгоритм по определению оптимальных параметров ВТП, позволяющих обеспечивать высокую чувствительность к поверхностным и подповерхностным неоднородностям контролируемого объекта.
ЛИТЕРАТУРА

1. Уравнения математической физики / А.Н. Тихонов, А.А. Самарский. – М.: Главиздат, 1953. – 679 с.

2. Неразрушающий контроль. – Кн. 3: Электромагнитный контроль / Под ред. В.В. Сухорукова. – М.: Высшая школа, 1992. – 490 с.

3. Неразрушающий контроль и диагностика: Справочник; под ред. В.В. Клюева. – М.: Машиностроение, 1995. – 467 с.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПРЕДЕЛЬНЫХ ДИАПАЗОНОВ РЕГУЛИРОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК БАЗОВЫХ ЗВЕНЬЕВ КОРРЕКТОРОВ АЧХ И ФЧХ НА СВЯЗАННЫХ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЯХ *Р.М. Шарабудинов, А.В. Андреев, студенты*

Научный руководитель Н.Д. Малютин, проф. каф. КУДР, д.т.н. г. Томск, ТУСУР, каф. РТС и ПрЭ, ndm@main.tusur.ru

Постоянная тенденция к повышению функциональной сложности и степени интеграции высокочастотных устройств обусловливает необходимость использования новых принципов их построения. Одним из возможных путей в разработке СВЧ-устройств является создание управляемых устройств (аттенюаторов, фильтров различных типов, фазовращателей, корректоров АЧХ, ГВЗ). Исследования в этом направлении были начаты и проведены рядом авторов, в частности, Н.Д. Малютиным, А.Н Сычевым, Э.В. Семеновым и др.

Корректоры АЧХ и ФЧХ рассматривались в ряде работ [1–3]. Использование базовых звеньев корректоров на основе связанных линий обеспечивает полосу рабочих частот до 40% [4–8], поэтому достаточно часто их применяют на практике.

Цель настоящей работы – определение предельно достижимых диапазонов изменения характеристик звеньев корректоров по фазе и амплитуде.

Обобщенная схема устройств показана на рис. 1. Отрезок связанных линий выполнен с вертикальной подложкой [4, 8–9]. Сопротивление Z_r используется в качестве регулирующих элементов. Экспериментальные измерения проводились с помощью векторного анализатора цепей «Обзор 804».

Устройство (см. рис. 1) состоит из отрезка четвертьволновых электромагнитно связанных полосковых линий с волновыми сопротивлениями Z_{oe} , Z_{oo} , электрическими длинами синфазного и противофазного возбуждения θ_{oe} , θ_{oo} . Эти линии образуют противона-

правленный ответвитель (ПНО) с возможностью его трансформации в другой тип направленного ответвителя.



Рис. 1. Эквивалентная схема базового звена корректоров на связанных линиях

Диагональные плечи НО соединены с сопротивлениями Z_r . Порты I и 4 являются входом и выходом устройства. Измерения проводились с помощью векторного анализатора цепей «Обзор 804». В общем случае Z_r выполняют функцию регулирующих элементов. Изменение Z_r приводит к изменению АЧХ и ФЧХ.

На рис. 2 показаны экспериментальные частотные характеристики вносимого затухания $|S_{41}|$ в зависимости от величины Z_r . Диапазон частот малого затухания $|S_{41}|$ составляет от 0,3 до 0,7 ГГц.



Рис. 2. Частотная зависимость вносимого ослабления при разных значениях регулирующего сопротивления

Измерения проводились в трех режимах, обозначенных на рис. 2. Режим холостого хода $Z_r = \infty$ обозначен на рисунке точками, а режим короткого замыкания $Z_r = 0$ и нагрузки $Z_r = 50$ Ом обозначены пунктиром и сплошной линией соответственно. Также видно, что ре-

жим холостого хода и короткого замыкания дают примерно одинаковое ослабление сигнала в полосе пропускания. При нагрузке 50 Ом $|S_{41}|$ составляет –28 дБ в диапазоне частот от 0,2 до 0,7 ГГц. Данные, полученные с помощью анализатора векторных цепей «Обзор 804», обрабатывались в среде MathCad.



Рис. 3. Измеренные частотные зависимости возвратных потерь устройства при разных сопротивлениях в диагональных портах направленного ответвителя

На рис. 3 показаны экспериментальные частотные зависимости коэффициента $|S_{11}|$ матрицы рассеяния, которые измерялись также с помощью прибора «Обзор 804». Режим холостого хода обозначен пунктирной линией. Режимы короткого замыкания и нагрузки 50 Ом обозначены сплошной линией и точками. В диапазоне частот от 0,2 до 0,7 ГГц $|S_{11}|$ не хуже –16 дБ.



Рис. 4. Измеренные ФЧХ устройства при разных сопротивлениях в диагональных портах направленного ответвителя

74

На рис. 4 показаны измеренные ФЧХ, определенные через элемент матрицы рассеяния S_{41} . Режим холостого хода обозначен сплошной линией, режимы короткого замыкания и нагрузки 50 Ом – точками и пунктиром. Пределы изменения фазы составляют более 180 град в диапазоне частот от 0,2 до 0,7 ГГц.

Заключение. В ходе выполнения работы были проведены экспериментальные исследования характеристик базовых звеньев корректоров АЧХ и ФЧХ на связанных полосковых линиях. Определены предельно достижимые диапазоны изменения характеристик звеньев корректоров по фазе и амплитуде.

Благодарим за помощь в проделанной работе Н.Д. Малютина и С.А. Артищева. Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки РФ, соглашение № 14.577.21.0279, идентификатор RFMEFI57717X0279.

ЛИТЕРАТУРА

1. Семенов Э.В., Малютин Н.Д. Широкополосные корректоры группового времени запаздывания на основе спиралеобразных связанных линий // Радиотехника. – 1998. – №2. – С. 50–53.

2. Семенов Э.В. Фазовые фильтры на основе связанных линий и их применение для аналоговой обработки широкополосных сигналов: автореф. ... дис. канд. техн. наук. – Томск, 1998. – 22 с.

3. Малютин Н.Д., Семенов Э.В., Сычев А.Н., Маничкин А.Н., Мелехин А.Б. Синтез широкополосных фазовых фильтров ВЧ и СВЧ на связанных линиях // Радиотехника. №2. – С. 107–120.

4. Сычёв А.Н., Долгушин М.Е. Анализ линий с лицевой связью на вертикальной подложке с использованием численных конформных отображений // CriMiCo'2010 Organizing Committee; CrSTC. ISBN: 978-966-335-329-6. IEEE Catalog Number: CFP10788.

5. Стручков С.М., Сычёв А.Н. Программная система вычисления погонных параметров и частотных характеристик микрополосковых линий передач различных видов // CriMiCo'2013 Organizing Committee; CrSTC. ISBN: 978-966-335-395-1. IEEE Catalog Number: CFP13788.

6. Сычёв А.Н. Комбинированный метод частичных емкостей и конформных отображений для анализа многомодовых полосковых структур. – Томск: Томск. гос.ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. – 138 с.

7. Сычёв А.Н., Стручков С.М., Чекалин М.А., Шестаков В.А. // CriMiCo'2013 Organizing Committee; CrSTC. IEEE Catalog Number: CFP13788. – С. 701–702.

8. Konishi Y.K. et al. A directional coupler of a vertically installed planar circuit structure // IEEE Trans. – 1988. – Vol. MTT-36, No 6. – P. 1057–1063.

9. Zhao C., Awai I. Applications of the finite difference techniques to the compensated VIP 3 dB directional coupler // IEEE Trans. – 1996. – Vol. MTT-44, No. 11. - P. 2045-2052.

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕПЛОВОГО РЕЖИМА ПОМЕЩЕНИЯ С КОНДИЦИОНЕРОМ И.А. Куан, магистр

Научный руководитель А.В. Пуговкин, проф. каф. ТОР, д.т.н. г. Томск, ТУСУР, каф. ТОР, kuan.inabat@gmail.com

В настоящее время большое внимание уделяется вопросам обеспечения комфортных условий в жилых и производственных помещениях. К числу атрибутов комфортности относится тепловой режим помещения.

При сдаче помещений в эксплуатацию и при их эксплуатации важной задачей является удержание тепла или холода помещением (качество теплозащиты). На текущий момент для определения качества теплозащиты используется тепловизионный контроль, который дает лишь качественную информацию о наличии дефектов. Кроме того, этот контроль является разовым (одномоментным) и для непрерывного мониторинга непригоден, поэтому чаще всего не применяется [1].

Цель работы заключается в разработке методов и систем непрерывного инструментального контроля теплового режима помещения в условиях кондиционирования воздуха для оценки количественных параметров теплозащиты помещения.

Для этого разработана математическая модель (1) для определения тепловых параметров (коэффициента теплоотдачи кондиционера, коэффициента теплопередачи во внешнюю среду, теплоемкости помещения).

В основу математического моделирования положен метод дифференциальных балансных уравнений.

Прирост тепловой энергии происходит за счет температуры внешней среды через окно и внешнюю стену, а ее убыль – за счет охлаждающего прибора (кондиционера).

$$\begin{cases} \frac{dT1}{dT} = \frac{G_{\text{внеш}}(T_{\text{внеш}} - T1)}{C1} - \frac{G_{\text{конд}}(T2 - T1)}{C1};\\ \frac{dT2}{dT} = \frac{G_{\text{конд}}(T2 - T1)}{C1} - P_{\text{BX}}, \end{cases}$$
(1)

где $G_{\text{внеш}}$ – коэффициент теплопередачи во внешнюю среду, Вт/°С; $G_{\text{конд}}$ – коэффициент теплоотдачи охлаждающего, Вт/°С; $T_{\text{внеш}}$ – температура внешней среды, °С; T1 – температура воздуха в помещении, °С; T2 – температура кондиционера, °С; C1 – теплоемкость помещения, Дж/°С; C2 – теплоемкость кондиционера, Дж/°С. Следует учесть, что эти уравнения должны быть дополнены начальными условиями, например заданной температурой внешней среды и температурой воздуха в начальный момент времени. В данном случае температуры воздуха и охлаждающего прибора являются параметрами.

Для проверки адекватности математической модели (1) и исследования тепловых процессов в помещении было проведено моделирование с использованием заданных параметров [2].

Промоделируем ситуацию охлаждения нагретого воздуха помещения. Представим, что воздух и стены помещения нагрелись за счет притока теплого воздуха из внешней среды. Затем происходило охлаждение объема воздуха и стен за счет отведения тепла охлаждающим прибором (кондиционером). Значения параметров $\frac{G_{\text{внеш}}}{C_{1}}$ =1,274·10⁻⁴ c⁻¹:

 $\frac{G_{\text{конд}}}{C1} = 8,73 \cdot 10^{-4} \text{ c}^{-1}$ совместно с уравнением (1) позволили провести

моделирование.

Проведем исследование влияния начальных условий (температура ра воздуха, температура охлаждающего источника и температура внешней среды в начальный момент времени) на тепловой режим помещения.

В первом случае меняем значение начальных температур воздуха в помещении с 22 до 27 °C, во втором случае изменяем значение температуры охлаждающего прибора от 17 до 21 °C, при этом остальные параметры оставляя постоянными.

Как видно, температуры воздуха снижаются, достигая стационарного режима.



Рис. 1. Зависимости температуры воздуха от времени при изменении температуры: *а* – воздуха в помещении; *б* – кондиционера

На рис. 1 можно наблюдать поведение кривых для воздуха помещения, эти зависимости носят экспоненциальный характер.

При этом характер температурных зависимостей от начальных условий не меняется, а изменяется только их масштаб.

Проведены эксперименты, результаты которых удовлетворительно согласуются с моделированием.

Кроме этого, математическую модель (1) можно использовать для нахождения параметров теплового режима помещения (коэффициента теплоотдачи кондиционера, коэффициента теплопередачи во внешнюю среду, теплоемкости помещения). Для этого нужно решить задачу, обратную моделированию, а именно по измеренным температурным зависимостям с помощью системы уравнений вычислить тепловые параметры. Можно использовать как стационарный, так и нестационарный режим [2].

ЛИТЕРАТУРА

1. Васильев Г.П. Повышение энергоэффективности инженерного оборудования зданий. Стимулы и барьеры // Энергосбережение. – 2012. – №2.

2. Пуговкин А.В., Муслимова Н.И., Купреков С.В. Автоматизация мониторинга и управления теплоснабжением зданий и помещений. – Томск: Том. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2013. – 291 с.

ПОДСЕКЦИЯ 2.3

ФИЗИЧЕСКАЯ И ПЛАЗМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель – **Троян П.Е.**, зав. каф. ФЭ, проректор по УР, д.т.н., проф.; зам. председателя – **Смирнов С.В.**, проф. каф. ФЭ, д.т.н.

ВЛИЯНИЕ ФОРМЫ КАТОДНОЙ ПОЛОСТИ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ИЗВЛЕЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОННОГО ПУЧКА ЧЕРЕЗ ОДИНОЧНЫЙ ЭМИССИОННЫЙ КАНАЛ В ФОРВАКУУМНОЙ ОБЛАСТИ ДАВЛЕНИЙ И.Ю. Бакеев, м.н.с.

Научный руководитель Е.М. Окс, проф., д.т.н. г. Томск, ТУСУР, каф. физики, bakeeviyu@mail.ru

Форвакуумные электронные источники [1] благодаря возможности эффективной передачи энергии обрабатываемой электрически непроводящей поверхности могут находить разнообразные применения для локального прецизионного нагрева высокотемпературных диэлектриков, к примеру: резка кварцевого стекла [2], селективное спекание керамического порошка [3]. Стремление к улучшению качества прецизионного воздействия и повышению эффективности извлечения электронов при генерации узкосфокусированного электронного пучка из одиночного эмиссионного канала в таких источниках требует проведения тщательного исследования конструктивных особенностей функционирования таких источников. Одним из первоочередных факторов, влияющих на процессы генерации электронного пучка, как показано в [4], является форма разрядной катодной полости. Ввиду этого цель настоящей работы состояла в более тщательном изучении влияния формы катодной полости на эффективность извлечения форвакуумного электронного источника при генерации электронного пучка из одиночного эмиссионного канала.

Техника эксперимента. Схема экспериментальной установки с форвакуумным плазменным источником электронов представлена на рис. 1, *а*. Конструкция форвакуумного источника и особенности его работы изложены в [1].

Генерация электронного пучка 1 осуществлялась форвакуумным источником электронов 2 путем их извлечения из плазмы полого катода 3 через одиночный эмиссионный канал в аноде 4. Ускорение электроном производилось электрическим полем между анодом 4 и экстрактором 5. После этого электронный пучок фокусировался и отклонялся при помощи магнитных систем 6 и 7 на цилиндр Фарадея 8 для измерения тока пучка. Размеры катодной полости отображены на рис. 1, 6. В ряде экспериментов в верхнюю часть катодной полости помещалась вставка 9 для повышения концентрации на оси, как показано в [5]. Эксперименты проводились при давлении рабочего газа (гелия) p = 30 Па. Ускоряющее напряжение поддерживалось постоянным $U_a = 20$ кВ. Эффективность извлечения η оценивалась как отношение тока пучка к разрядному току. Изменение геометрии катода помимо использования вставки 9 производилось варьированием диаметра выходной апертуры катодной полости D_k .



Рис. 1. Схема экспериментальной установки (*a*) и форма катодной полости (*б*): *I* – электронный пучок; *2* – форвакуумный источник электронов; *3* – катод; *4* – анод; *5* – экстрактор; *6* – магнитная линза; *7* – магнитная отклоняющая система; *8* – цилиндр Фарадея; *9* – вставка в катод

Результаты. На рис. 2 представлены зависимости эффективности извлечения электронного пучка через одиночное эмиссионное отверстие от диаметра выходной апертуры катодной полости при двух различных конфигурациях полости.

Как видно из этих зависимостей, для цилиндрической формы катодной полости по мере уменьшения диаметра выходной апертуры катодной полости с 8 до 4 мм эффективность извлечения электронов повышается почти в два раза (рис. 2, кр. 1). Данное повышение эффективности связано с ранее известным эффектом ограничения области горения разряда на аноде вблизи эмиссионного канала, вследствие чего повышается концентрация плазмы вблизи канала. Однако при наличии вставки в катодной полости зависимость приобретает немонотонный вид (рис. 2, кр. 2). Так, при диаметрах выходной апертуры D_k менее 6 мм эффективности извлечения практически совпадают для обеих геометрий катода. При $D_k > 6$ мм эффективность извлечения начинает резко повышаться при увеличении D_k . При этом достигаемое при $D_k = 8$ мм значение эффективности существенно выше, чем на левой кривой зависимости при $D_k = 4$ мм.



Заключение. Продемонстрированы результаты исследований зависимости эффективности извлечения электронов из одиночного эмиссионного канала от диаметра выходной апертуры катодной полости форвакуумного источника электронов. Показано, что по мере уменьшения диаметра выходной апертуры катода эффективность растет. Однако наибольшая эффективность извлечения обеспечивается при больших значениях диаметра выходной апертуры при наличии вставки в верхней части катодной полости.

Работа поддержана грантом РФФИ 18-08-00539.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бурдовицин В.А. Опыт разработки и применения форвакуумных плазменных электронных источников / В.А. Бурдовицин, И.Ю. Бакеев, А.А. Зенин и др. // Доклады ТУСУРа. – 2016. – № 2. – С. 5–10.

2. Бакеев И.Ю. О возможности прецизионной электронно-лучевой обработки протяженных диэлектрических изделий плазменным источником электронов в форвакууме / И.Ю. Бакеев, А.А. Зенин, А.С. Климов, Е.М. Окс // Прикладная физика. – 2017. – № 3. – С. 26–30.

3. Bakeev I.Yu. The possibilities of dimensional electron-beam processing as applied to selective sintering of oxide ceramics in the forevacuum pressure range / I.Yu. Bakeev, E.S. Dvilis, A.S. Klimov, E.M. Oks, A.A. Zenin // Journal of Physics: Conference Series. – 2018. – No. 1. – P. 012016.

4. Gavrilov N.V., Emlin D.R. Improvement of the efficiency of a glow discharge-based ion emitter with oscillating electrons // Technical Physics. -2003. - Vol 48, No. 9. - P. 1186–1191.

5. Зенин А.А. Повышение эффективности извлечения электронов из полого катода форвакуумного плазменного электронного источника / А.А. Зенин, А.С. Климов, А.Н. Николаенко // Доклады ТУСУРа. – 2017. – Т. 20, № 2. – С. 40–42.

ПАРАМЕТРЫ ЭЛЕКТРОННОГО ПУЧКА, ГЕНЕРИРУЕМОГО ЧЕРЕЗ ОДИНОЧНЫЙ ЭМИССИОННЫЙ КАНАЛ ПЛАЗМЕННОГО ИСТОЧНИКА В ФОРВАКУУМНОЙ ОБЛАСТИ ДАВЛЕНИЙ

В.С. Ким, студент; И.Ю. Бакеев, м.н.с. каф. физики Научный руководитель Е.М. Окс, проф., д.т.н. г. Томск, ТУСУР, каф. ЭП, bakeeviyu@mail.ru

Широкое применение электронно-лучевых устройств в промышленности для сварки, резки, пайки и прочих технологических операций [1] связано с возможностью эффективной передачи энергии электронов обрабатываемой мишени. Одними из разновидностей плазменных источников являются форвакуумные плазменные источники электронов [2], работающие в диапазоне давлений 1-100 Па. Работа электронного источника при данных давлениях обусловливает их отличительную особенность – способность эффективной электроннолучевой обработки диэлектриков, поскольку снимает проблему накопления заряда на облучаемом диэлектрическом материале [3]. Стекание заряда при этом происходит по плазме, создаваемой электронным пучком в области распространения при ионизации молекул рабочего газа. Эффективная фокусировка электронного пучка затруднена ввиду особенностей функционирования источника в форвакуумной области давлений. Несмотря на это, к настоящему времени достигнуты плотность мощности электронного пучка 10⁵ Вт/см² и диаметр пучка 0,6 мм [4] и продемонстрировано применение данных пучков в ряде технологических операций [3, 5]. Дальнейшее улучшение указанных параметров пучка возможно при более тщательном исследовании на параметры электронного пучка размеров эмиссионного канала и параметров источника. Поэтому целью данной работы являлось исследование влияния геометрии эмиссионного канала в совокупности с изменением величины ускоряющего напряжения на параметры остросфокусированного электронного пучка, генерируемого плазменным источником в форвакуумной области давлений.

Схема и методика проведения эксперимента. Измерение диаметра электронного пучка d_b осуществлялось при помощи метода «отклонения». Электронный пучок l, генерируемый плазменным источником 2, разворачивался в прямую линию 3 при помощи магнитной фокусирующей системы 4 перпендикулярно двум измерительным щелям 5 (рис. 1). Таким образом, часть электронов при пересечении пучком обеих щелей попадает на коллектор 6. Токовый сигнал с коллектора фиксировался осциллографом. Ток пучка I_b измерялся при отведении пучка отклоняющей системой на цилиндр Фарадея. Исследование параметров электронного пучка осуществлялось для различного диаметра D_{em} эмиссионного канала в аноде. Давление газа (гелия) поддерживалось постоянным – 30 Па. Ускоряющее напряжение в экспериментах составляло 10–20 кВ, а ток разряда – 1,5 А. Подробное описание конструкции форвакуумного элек-

тронного источника изложено в [2].





Результаты эксперимента. Зависимости плотности тока j_b электронного пучка в кроссовере, оцениваемой исходя из измеренных значений тока I_b и диаметра d_b электронного пучка, от диаметра эмиссионного канала D_{em} для различных ускоряющих напряжениях U_a представлены на рис. 2.



Рис. 2. Зависимость плотности тока электронного пучка j_b от диаметра эмиссионного канала D_{em} при различных ускоряющих напряжениях U_a : $I - U_a = 10$ кВ; $2 - U_a = 14$ кВ; $3 - U_a = 18$ кВ; $4 - U_a = 20$ кВ

Из представленных результатов видно, что плотность тока электронного пучка I_b резко увеличивается по мере увеличения ускоряющего напряжения. К примеру, при увеличении ускоряющего напряжения с 10 до 20 кВ плотность тока пучка повышается с 0,5 до 5,5 А/см², т.е. более чем в десять раз. При этом при ускоряющем напряжении $U_a = 20$ кВ зависимость имеет ярко выраженный немонотонный вид. Продемонстрированные тенденции, вероятно, связаны с процессами эмиссии электронов с плазменной границы, положение которой, наряду с концентрацией плазмы, напрямую зависит от геометрии эмиссионного канала и параметров разряда и ускоряющего поля.

Заключение. Продемонстрированы результаты исследований изменения плотности тока электронного пучка, генерируемого плазменным источником электронов в форвакуумной области давлений, в зависимости от диаметра одиночного эмиссионного канала. Показано, что по мере увеличения ускоряющего напряжения плотность тока пучка в кроссовере значительно растет. При этом зависимость плотности тока пучка имеет немонотонный вид.

ЛИТЕРАТУРА

1. Алехнович В.Н. Электронно-лучевая обработка материалов / В.Н. Алехнович, А.В. Алифанов, А.И. Гордиенко, И.Л. Поболь. – Минск: Белорусская наука, 2006. – 319 с.

2. Бурдовицин В.А. Опыт разработки и применения форвакуумных плазменных электронных источников / В.А. Бурдовицин, И.Ю. Бакеев, А.А. Зенин и др. // Доклады ТУСУРа. – 2016. – № 2. – С. 5–10.

3. Бурдовицин В.А., Климов А.С., Медовник А.В. и др. Форвакуумные плазменные источники электронов. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 2014. – 288 с.

4. Зенин А.А., Бакеев И.Ю., Бурачевский Ю.А. и др. Особенности фокусировки электронного пучка плазменного источника в форвакуумном диапазоне давлений // Письма в ЖТФ. – 2016. – Т. 42, вып. 13. – С. 104–110.

5. Bakeev Yu. The possibilities of dimensional electron-beam processing as applied to selective sintering of oxide ceramics in the forevacuum pressure range / I.Yu. Bakeev, E.S. Dvilis, A.S. Klimov et al. // Journal of Physics: Conference Series. -2018. - No. 1. - P. 012016.

ЭКСТРАКЦИЯ ПАРАМЕТРОВ МОДЕЛИ ШИХМАНА–ХОДЖЕСА В.А. Боев, студент

Научный руководитель А.С. Сальников, доцент каф. ФЭ, к.т.н. г. Томск, ТУСУР, каф. ФЭ, boevvlad@mail.ru «Проект ГПО ФЭТ-1501 «Построение моделей интегральных СВЧ-транзисторов»

Для моделирования полевых транзисторов существует большое количество моделей различного уровня сложности. В программе моделирования семейства SPICE сложность модели принято обозначать параметром «LEVEL» (уровень). В настоящей статье рассматривается экстракция модели Шихмана–Ходжеса, основанная на использовании квадратичных уравнений («LEVEL» = 1). Эта модель является наиболее простой и как раз подходит для начального знакомства и применения процедуры экстракции [1].

Нелинейная модель. Нелинейные модели (эквивалентных схем) активных приборов описывают характеристики в широком диапазоне частот и рабочих режимов. Для определения зависимостей нелинейных элементов эквивалентной схемы от напряжений смещения используются методы экстракции (определения параметров) малосигнальной модели. Под экстракцией имеют в виду получение параметров из результатов измерений. Когда транзисторы работают в активном режиме и используются для усиления сигналов, часто бывает целесообразно приближенно описать их поведение в условиях, когда входное напряжение является гармоническим сигналом в окрестности определенной рабочей точки. Тогда исследуемый транзистор можно представить с помощью малосигнальной эквивалентной схемы. Такое представление может быть чрезвычайно полезным и удобным при расчете и проектировании усилительных схем. Главное отличие малосигнальной модели (линейной) от большесигнальной (нелинейной) модели в том, что во второй модели используются все режимы транзистора и можно работать в любой рабочей точке, а соответственно малосигнальная модель работает в определенном режиме и только в определенной рабочей точке [2, 3].

Экстракция параметров МОП-транзистора уровня 1. Компактными моделями являются модель Шихмана–Ходжеса и другие более сложные модели. Модели представляют собой набор уравнений, в которых есть подстрочные коэффициенты, которые позволяют подстроить модель под конкретную технологию. Использовав теорию из источника [4], научились определять следующие коэффициенты: ёмкость заряженного МОП-конденсатора, определяемая по вольтфарадной характеристике искомой емкости от напряжения затвористок; коэффициент модуляции длины канала, определяемый из графика функции тока стока от напряжения сток–исток; пороговое напряжение при нулевом смещении можно определить из двух графиков: ток стока от напряжения на затворе или ток стока из-под корня от напряжения на затворе; параметр крутизны (в насыщение) определяется с помощью графика зависимости ток/сток из-под корня от напряжения на затворе; параметр порового напряжения подложки и поверхностный потенциал, с помощью графика зависимости ток/сток изпод корня от напряжения на затворе [4, 8].

Экстракция малосигнальной модели. Опишем процесс экстракции малосигнальной модели МОП-транзистора. Процедура экстракции проводится по известным формулам (1–7), взятым из источника [5], рассчитываются значения внутренних параметров эквивалетной схемы (ЭС). Малосигнальная модель СВЧ-полевого транзистора представлена на рис. 1.



Рис. 1. Малосигнальная модель полевого транзистора

Следующий этап – получение S-параметров в определенной рабочей точке, т.е. при $U_{3H} = 1,8$ В и $U_{CH} = 2,9$ В. На рис. 2 представлено сравнение в диапазоне 0,1–1 ГГц частотных зависимостей для большесигнальной модели с малосигнальной моделью в виде эквивалентной схемы [6].

Заключение. В ходе проделанной работы была рассмотрена методика определения экстракции внутренних параметров электрической схемы и подтверждена на практике. По представленным графикам можно сделать вывод, что полученная на основе предложенной

комбинированной методики малосигнальная модель транзистора обладает высокой точностью даже при усложнении модели. Наблюдается совпадение измеренных и смоделированных частотных зависимости *S*-параметров МОП-транзистора.



Рис. 2. Сравнение параметров эталонной и полученной модели

Полученные результаты позволяют заключить, что методика позволяет производить экстракцию всех внутренних элементов эквивалентной схемы. В будущих исследованиях модели транзистора и соответственно методики экстракции, будут усложнены.

ЛИТЕРАТУРА

1. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. – 12-е изд.: пер. с нем. – М.: Мир, 1982. – 304 с.

2. Степаненко И.П. Основы микроэлектроники: учеб. пособие для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Лаборатория базовых знаний, 2001. – 488 с. 3. Коколов А.А., Бабак Л.И. Методика построения малосигнальной модели СВЧ-транзистора. – 153 с.

4. Аллен Ф.Э., Хольберг Д.Р. КМОП-структура. Разработка аналоговых схем: Пер. с англ. – 2-е изд.– Оксфорд, Нью-Йорк, 2002. – 784 с.

5. Коколов А.А., Бабак Л.И. Методика построения малосигнальной модели СВЧ-транзистора. – Томск: ТУСУР. – 153 с.

6. Агеев Е.Ю. Моделирование аналоговых электронных схем в программной среде «Qucs». – Томск: ТУСУР, 2007. – 65 с.

7. Man-Young J. A Technique for Extracting Small-Signal Equivalent-Circuit Elements of HEMTs / J. Man-Young et al. // IEICE Trans. Electron. – 1999. – Vol. E82-C, № 11. – P. 1968–1976.

8. Алексеев Е.Р. Scilab: Решение инженерных и математических задач / Е.Р. Алексеев, О.В. Чеснокова, Е.А. Рудченко. – М.: ALT Linux; БИНОМ. Лаборатория знаний, 2008. – 260 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕПЛОПРОВОДНОГО МАТЕРИАЛА АКК «СКЕЛЕТОН»

М.С. Бозылев, магистрант каф. ФЭ

Научный руководители: В.П. Парначев, нач. лаб.; О.Г. Мосина, инж.-конструктор г. Томск, АО «НПЦ «Полюс»

Высокая степень интеграции современной радиоэлектронной аппаратуры в совокупности с применением мощных активных элементов различного назначения приводит к необходимости использования конструкционных материалов, способных обеспечить надежность и комфортные условия эксплуатации приборов. На данный момент имеется ряд металлических, керамических, полимерных и композиционных материалов, систем и конструкций, обладающих высокой теплопроводностью.

Для исследования характеристик материала изготовлена конструкция имитатора ВИП и входящего в него силового узла.



Рис. 1. Макет имитатора силового узла ВИП-С6

Ниже приведена блок-схема макета ВИП с применением АКК «Скелетон» (рис. 2).



В качестве диэлектрика применена паста 6030 фирмы «ОНИКС», г. Ярославль, с низкой теплопроводностью.

Также был рассмотрен вариант применения в качестве диэлектрика керамической подложки из нитрида алюминия (рис. 3).



Тепловое сопротивление одного слоя определяется по формуле (1): $R_{\rm Tenn} = \delta/\lambda \cdot S \;, \tag{1}$

где δ – толщина слоя; λ – коэффициент теплопроводности материала; *S* – площадь слоя.

Исходные данные для макета ВИП-С6 с применением АКК «Скелетон» и с применением подложки из AlN приведены ниже в табл. 1.

Общее эквивалентное тепловое сопротивление равно сумме тепловых сопротивлений каждого слоя (2).

$$R_{\text{reop}} = R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5 + R_6 \,, \tag{2}$$

где каждое значение $R_{1,2,...,n}$ – соответствует значению теплового сопротивления из табл. 1.

Подставив значения в формулу (2), получаем для макета с применением АКК «Скелетон»:

 $R_{\text{reop}} = 0.02 + 2.47 + 0.05 + 0.001 + 0.23 + 0.22 = 2.99$ °C/BT.

Таблица 1

данные для расчета							
Наименование	Обозна- чение	Размер- ность	Параметр	Теплопро- водность, Вт/м ·°С	Тепловое сопр., °С/Вт		
Площадь резистора	$S_{\rm P}$	м ²	$81 \cdot 10^{-6}$				
Толщина слоя	$\delta_{\rm P}$	М	$6 \cdot 10^{-5}$	30	0,02		
Площадь диэлектрика	$S_{\mathcal{I}}$	м ²	81·10 ⁻⁶				
Толщина слоя	δ_{J}	М	1.10^{-4}	0,5	2,47		
Площадь АКК	S_{AKK}	м ²	81·10 ⁻⁶				
Толщина АКК	δ_{AKK}	М	$2,5.10^{-3}$	600	0,05		
Площадь меди	SM	м ²	81·10 ⁻⁶				
Толщина меди	δ_{M}	М	$5 \cdot 10^{-5}$	390	0,001		
Площадь ЭТК-9С	$S_{\rm { { > TK-9C}}}$	м ²	81·10 ⁻⁶				
Толщина ЭТК-9С	$\delta_{\mathrm{3TK-9C}}$	М	$5 \cdot 10^{-5}$	2,7	0,23		
Площадь основания АМГ-6	$S_{\rm AM\Gamma-6}$	м ²	81·10 ⁻⁶				
Толщина основания АМГ-6	$\delta_{AM\Gamma-6}$	М	$3 \cdot 10^{-3}$	170	0,22		
Площадь подложки AlN	S_{AIN}	м ²	81.10-6				
Толщина подложки AlN	δ_{AIN}	М	1.10^{-3}	160	0,07		

Данные для расчета

Для макета с применением AlN

 $R_{\text{reop}} = 0.02 + 0.07 + 0.23 + 0.05 + 0.23 + 0.22 = 0.82$ °C/BT.

В ходе эксперимента при помощи термопары при определенной нагрузке на резисторе измерялась температура в двух точках – на поверхности резистора и на основании корпуса ВИП-С6. Номинал резистора 19 кОм без учета ТКС. Данные представлены в табл. 2.

Таблица 2

		Shenephinen	i wibnot ona	ienne.	
Напря-	Мощность	Темп-ра ре-	Темп-ра	Разница	Тепловое
жение	нагрузки	зистора T_1 ,	основания	температур,	сопротивление,
U, \mathbf{B}	P, BT	°C	<i>T</i> ₂ , °C	°C	°C/Bt
200	2,1	100,4	95,5	4,9	2,3

Экспериментальное значение

Сравнение различных вариантов изготовления ВИП-С6, а также их теоретические и практические значения показали, что применение низкотеплопроводных материалов значительно ухудшает эффективность применения АКК «Скелетон».

ЛИТЕРАТУРА

1. Катаев С., Сидоров В., Гордеев С. Алмаз-карбидный композиционный материал «Скелетон» для теплопроводов в изделиях электронной техники // Электроника. Наука. Технология. Бизнес. – 2011. – №3. – С. 60–64.

2. 0217149.01288.00162. Источник питания ВИП-С6.

3. СТО 05776739.098–2011. Микросборки. Платы толстопленочные и тонкопленочные. Технические требования к сварке проволочных проводников.

ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТЬ ПЛЕНОК ІТО, ПОЛУЧЕННЫХ МЕТОДОМ МАГНЕТРОННОГО РАСПЫЛЕНИЯ А.А. Чистоедова, студентка каф. ФЭ

Научный руководитель С.В. Смирнов, проф. каф. ФЭ, д.т.н. г. Томск, ТУСУР, annechist@mail.ru Проект ГПО ФЭ-1203 «Спектральные методы анализа тонких диэлектрических пленок»

Оксид индия, легированный оловом (ITO), находит широкое применение в электронике в качестве оптически прозрачных проводящих электрических контактов, однако комплексных исследований свойств материала не было проведено, а также не выявлены физические механизмы электропроводности.

Цель работы: определение механизмов электропроводности, концентрации и подвижности основных носителей заряда.

Материалы и методы исследования. В качестве объектов исследований были выбраны образцы пленок ITO, полученные методом магнетронного распыления из компактной мишени, толщиной приблизительно 100 нм. Пленки напылялись на ситалловые подложки в среде аргона и кислорода с разным процентным содержанием кислорода (5% – образец №1, 10% – образец №2, 15% – образец №3). После напыления производился их отжиг в атмосфере азота при температуре 600 °C в течение 25 мин.

Температурная зависимость сопротивления исследовалась с помощью нагревательной печи в диапазоне температур от комнатной до 150 °C. Далее проводились исследования электропроводности двухзондовым методом и концентрации и подвижности методом Холла в геометрии Ван-дер-Пау. Для этого на образцах были напылены алюминиевые контакты толщиной 100 нм.

Результаты. График температурной зависимости сопротивления представлен на рис. 1. Из графика следует, что с увеличением температуры сопротивление образцов ITO увеличивается. Такой вид зависимости характерен для металлической проводимости, которая обусловлена нестехиометрией состава пленки в сторону избытка атомов олова. Из зависимости (см. рис. 1) возможно определить температурный коэффициент сопротивления как для металлической проводимости. Уравнения линий тренда приведены на графике.

Температурный коэффициент сопротивления рассчитывается по формуле (1):

$$\alpha = \frac{R - R_0}{R_0 \cdot (T - T_0)},\tag{1}$$

91

где R_0 – сопротивление образцов при комнатной температуре; $\frac{R-R_0}{(T-T_0)}$ –

тангенс угла наклона линии тренда (см. рис. 1); T₀ – комнатная температура.



Рис. 1. Температурная зависимость сопротивления: *I* – образец № 1; *2* – образец № 2; *3* – образец № 3

Полученные значения ТКС:

$$\alpha_1 = \frac{0.0345}{40.5} = 8.5 \cdot 10^{-4}; \ \alpha_2 = \frac{0.0452}{9.3} = 4.9 \cdot 10^{-3}; \ \alpha_3 = \frac{0.026}{53.9} = 4.8 \cdot 10^{-4}.$$

Данные значения температурного коэффициента сопротивления (ТКС) по своему порядку соответствуют значениям ТКС для чистых металлов [1].

Концентрацию носителей заряда определяли методом Холла [2]. Данные для образца №1 представлены в таблице.

Shenephilen and Bible Autorite State and Autorite Autorite					
<i>В</i> , Тл	<i>I</i> , A	$U_{\rm H}$, мВ	<i>n</i> , м ⁻³	$R_{\rm H}, { m M}^3/{ m K}{ m J}$	µ, м²/(В·с)
0,15	0,01	49,4	$3,2.10^{19}$	0,23	$4,8.10^{-3}$
0,2	0,01	49,5	$4,3.10^{19}$	0,17	$3,6\cdot 10^{-3}$
0,25	0,01	49,5	$5,3 \cdot 10^{19}$	0,14	$2,9.10^{-3}$
0,3	0,01	49,6	$6,4 \cdot 10^{19}$	0,12	$2,4.10^{-3}$
0,35	0,01	49,6	$7,4.10^{19}$	0,1	$2,1.10^{-3}$
0,4	0,01	49,7	$8,5 \cdot 10^{19}$	0,09	$1,8.10^{-3}$
0,44	0,01	49,7	$9,3.10^{19}$	0,08	$1,7.10^{-3}$

Экспериментальные данные эффекта Холла для образца № 1

Концентрация основных носителей рассчитывается по формуле (2):

$$n = \frac{I \cdot B \cdot r_{\rm H}}{U_{\rm H} \cdot b \cdot q},\tag{2}$$

где I – ток через образец; B – величина магнитной индукции; $r_{\rm H}$ – Холл-фактор, $r_{\rm H} = 1,18$, так как рассеяние происходит преимущественно на фононах; b – ширина образца, b = 7 мм; q – заряд электрона.

Согласно знаку холловской ЭДС установлено, что основными носителями заряда являются электроны.

Холловская подвижность носителей заряда рассчитывается по формуле (3):

$$\mu = \frac{1}{R_0 \cdot q \cdot n} \,. \tag{3}$$

Усреднив полученные значения концентрации и подвижности, получаем: $n_{cp} = 6,3 \cdot 10^{19} \text{ м}^{-3}$; $\mu_{cp} = 2,8 \cdot 10^{-3} \text{ м}^2/(\text{B}\cdot\text{c})$.

Выводы. Установлено, что пленки ITO, полученные методом магнетронного распыления, обладают высокой электропроводностью с металлическим типом проводимости. Определены концентрация и подвижность носителей заряда группы образцов. Для уточнения механизма электропроводности необходимо провести комплексные исследования параметров электропроводности образцов с различным содержанием кислорода при пониженных температурах.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сахаров Ю.В., Троян П.Е., Жидик Ю.С. Исследование механизмов электропроводности пленок оксида индия, легированного оловом // Доклады ТУСУРа. – 2015. – Т. 3(37). – С. 85–88.

2. Киреев П.С. Физика полупроводников: учеб. пособие для вузов. – М.: Высшая школа, 1969. – С. 285–293.

ПОЛУЧЕНИЕ ПУЧКА НИЗКОЭНЕРГЕТИЧНЫХ ЭЛЕКТРОНОВ В ИСТОЧНИКЕ С ПЛАЗМЕННЫМ КАТОДОМ *Т.Х. Фам, магистрант каф. ФЭ*

Научный руководитель Н.Г. Ремпе, проф. каф. физики, д.т.н. г. Томск, ТУСУР, phamandre95@gmail.com

Низкоэнергетичные пучки электронов с управляемыми параметрами, такими как ток и энергия пучка, эффективно используются в электронно-лучевой литографии, процессах сухого травления, поверхностной очистки в вакууме, а также для модификации поверхностей различных материалов [1, 2]. Основные требования к источникам низкоэнергетичных электронов следующие: а) управляемость и воспроизводимость энергетических параметров; б) энергия электронов до 1000 эВ; в) долгий срок службы. Существующие на сегодняшний день источники электронов на основе термокатодов работают в условиях высокого (около $10^{-3} - 10^{-5}$ Па) вакуума, и их срок службы ограничен. В отличие от термокатодных источников электронов, источники с плазменным катодом, не имея накаленных деталей, дают возможность поддерживать постоянными параметры электронного пучка при существенно более высоком давлении [3].

Однако, как показывают эксперименты, для эффективной эмиссии электронов из источника с плазменным катодом необходимо создать в ускоряющем промежутке напряженность электрического поля около 5 кВ/мм или более. Следовательно, в диодной схеме источника электронов с плазменным катодом получение низкоэнергетичных пучков электронов является затруднительным. Исходя из этой особенности источников, возникла необходимость в установке дополнительного электрода, замедляющего электроны.

На рис. 1 представлена схема источника электронов с плазменным катодом (см. рис. 1, a) и его вольт-амперная характеристика (см. рис. 1, δ) без подачи отрицательного потенциала на замедляющий электрод.



Рис. 1. Плазменный источник низкоэнергетичных электронов (*a*) и ВАХ (б): *l* – полый катод; *2* – анод; *3* – постоянный магнит; *4* – эмиттерный катод; *5* – ускоряющий электрод; *6* – замедляющий электрод; *7* – изоляторы; *8* – канал для рабочего газа

Работа источника основана на эмиссии электронов из плазмы отражательного разряда с полым катодом. Разрядная камера состоит из трех электродов: полого катода 1, анода 2 и эмиттерного катода 4. Принцип работы источника заключается в следующем: между полым катодом и анодом прикладывается напряжение ~300 В, необходимое для зажигания и горения разряда в разрядной камере. В пространстве между полым и эмиттерным катодами постоянным магнитом 3 создается магнитное поле с индукцией ~0,08–0,1 Тл. Рабочий газ (обычно воздух) дозированно поступает в разрядную камеру через канал 8 в полом катоде. Ускоряющее электроны напряжение величиной от 0 до -3000 В подается на катод 4 относительно заземленного ускоряющего электрода 5. Для выравнивания распределения электрического поля в ускоряющем и замедляющем промежутке отверстия в электродах 5 и 6 перекрыты сеткой.

Выходящие из плазмы через ускоряющую область, образованную эмиттерным катодом и ускоряющим электродом, электроны формируются в пучок. После пучок электронов замедляется при подаче отрицательного потенциала на электрод 6 от 0 до –3000 В. Таким образом, пучок электронов приобретает энергию, равную произведению заряда электрона и разности приложенных напряжений между ускоряющим и замедляющим промежутками.

Данный источник относится к устройствам для обработки и модификации поверхности различных материалов. Источник состоит из 5 соосно расположенных электродов из нержавеющей стали, изолированных друг от друга капролоновыми изоляторами. Новым в нём является наличие дополнительного электрода для замедления ускоренных электронов, а также перекрытие отверстий ускоряющего и замедляющего электродов мелкоячеистой вольфрамовой сеткой.

Как видно из вольт-амперной характеристики (см. рис. 1, δ), на участке от 0 до 500 В ток на коллекторе практически отсутствует. На рис. 2 представлены схема измерения (*a*) и полученный график зависимости тока коллектора от замедляющего напряжения $I_k = f(U_3)$ при фиксированном ускоряющем напряжении 2,56 кВ и различном расходе рабочего газа (см. рис. 1, δ). К экспериментальному макету подключены: источник питания разрядной камеры; высоковольтный источник напряжения, ускоряющий электроны; источник напряжения, замедляющий электроны. Отрицательный полюс источника напряжения, замедляющего электроны, подключен непосредственно к замедляющему электроду, а положительный полюс заземлен. Для построения ВАХ ($I_k = f(U_3)$) параллельно к источнику подключен осциллограф и последовательно подключен амперметр к коллектору (см. рис. 2).

Как видно из вольт-амперной характеристики (см. рис. 2, δ) при ускоряющем напряжении $U_y = 2,56$ кВ с увеличением напряжения замедляющего электрода (U_3) значение тока коллектора (I_k) остается практически неизменным до $U_3 \approx 2$ кВ. Дальнейшее увеличение U_3 приводит к резкому уменьшению I_k , но при задерживающем напряжении, равном ускоряющему напряжению $U_3 = U_y$, ток коллектора не равен нулю. Это говорит о том, что имеются электроны, у которых еще достаточно энергии, чтобы долететь до коллектора.



*U*_{3,с} – замедляющее напряжение

Предварительные эксперименты показали наличие у источника электронов на основе плазменного катода разброса энергии электронов в несколько сотен эВ. Однако ток электронов, энергия которых отличается от энергии основной группы электронов, не превышает 10-12% от полного тока. В целом полученные результаты показали возможным использование такого типа источника электронов для получения пучка низкоэнергетичных электронов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Utke I. Gas-assisted focused electron beam and ion beam processing and fabrication // Journal of Vacuum Science and Technology B. -2008. - Vol. 26, No. 4. - P. 1197–1276.

2. Sharapa A.N. Efficiency of vacuum cleaning by an electron beam in the prototype of electron-cooling device // Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. - 1998. – Vol. 404. – P. 185–189.

3. Gleizer J.Z., Krasik Y.E. Low-energy electron beam source // Radiation Effects & Defects in Solids. – 2011. – Vol. 166, No. 6. – P. 389–398.

РАЗРАБОТКА ТЕХНОЛОГИИ ФОРМИРОВАНИЯ ЗАТВОРА ПТШ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ УСТАНОВКИ ПЛАЗМОХИМИЧЕСКОГО ТРАВЛЕНИЯ

М.С. Головко, магистрант

Научный руководитель М.И. Пехтелев, нач. уч. ВиПП СВЧ МИС, НПФ «Микран» г. Томск, ТУСУР, каф. ФЭ, ymka05 08@mail.ru

В настоящее время производство электронных приборов СВЧдиапазона построено на использовании таких материалов, как: Si, GaAs, GaN, SiC, InP, SiGe. На данный момент основным материалом для создания активных полупроводниковых СВЧ-компонентов (усилителей, смесителей, модуляторов, коммутаторов и др.) является арсенид галлия [1].

Одним из элементов СВЧ МИС на GaAs является полевой транзистор с барьером Шоттки (ПТШ). Данные схемы изготавливаются по технологии GaAs-pHEMT, использование которой позволяет реализовать хорошие частотные характеристики СВЧ-трактов вплоть до Кадиапазона (26,5–40 ГГц). Длина затвора – один из наиболее важных параметров ПТШ. Т-образная форма затвора в сочетании с его малой длиной приводит к максимальной граничной частоте и минимальному коэффициенту шума [2, 3].

В качестве метода для изготовления субмикронного Т-образного затвора предлагается использовать метод, основанный на формировании пристеночного диэлектрика с помощью оптической литографии. Рассматриваемый метод был разработан в НПФ «Микран». Он заключается в том, что сначала наносится первый слой диэлектрика, в котором формируется начальная щель. Затем наносится второй слой диэлектрика, осаждение которого должно обладать высокой конформностью. После этого указанный слой стравливается на осажденную толщину. Основой для формирования ножки затвора служит результирующая протравленная щель в слое Si_xN_y [4].

Также подобными технологиями обладают и другие предприятия в области микроэлектроники, например, такая фирма как TriQuint Semiconductor и Институт прикладной физики твердого тела (Фраунгофер, Германия) [5, 6].

Недостатком разработанного метода [4] является то, что наклон стенок щели достаточно пологий, что в массовом производстве приведет к разбросу размеров длины затвора. Поэтому было принято решение улучшить данный метод, разработав другие технологические режимы. Целью данной работы являлся анализ эксперимента, в котором происходило формирование исходной щели с помощью первого слоя диэлектрика. В частности, необходимо было получить зависимость скорости травления нитрида кремния от мощности для создания электрического смещения (RF мощности), от мощности ВЧ катушки и от потока кислорода.

В проведенном эксперименте использовались пластины с пленкой Si_xN_y и со сформированной маской. Было реализовано 11 различных режимов травления. На рис. 1 представлена микрофотография щели, полученной при режиме N = 6.



Рис. 1. Микрофотография исходной щели (режим № 6)

На рис. 2 приведен график зависимости скорости травления от RF-мощности. Значения в точках были взяты для 11, 3, 7 и 5 режимов соответственно.



Рис. 2. График зависимости скорости травления Si_xN_v от RF-мощности

Из рис. 2 видно, что с ростом RF-мощности скорость травления возрастает практически линейно. Это связано с тем, что при увеличении электрического смещения увеличиваются энергия и поток ионов на поверхность подложки. В табл. 1 и 2 представлены данные двух других проанализированных зависимостей.

Из табл. 1 можно сделать вывод о том, что присутствие кислорода практически не влияет на скорость травления Si_xN_{ν} .

Таблица 1

Данные зависимости	и скорости травлени	я Si _x N _y от потока O ₂
Damana	V/	O $a a^3/a$

Режим	V, нм/мин	O ₂ , см ³ /мин
1	9,7	20
2	9,3	10

Таблица 2

Данные зависимости скорости травления Si_xN_y от величины ICP-мощности

Режим	V, нм/мин	ICP, Bt
1	9,7	300
8	13	500

Из табл. 2 следует, что увеличение ICP-мощности приводит к увеличению скорости травления. Это объясняется тем, что при увеличении указанной мощности увеличивается плотность плазмы и как следствие плотность активных радикалов и ионов.

В результате данной работы был выполнен эксперимент по травлению щели в первом слое Si_xN_y , из результатов которого видно, что был достигнут достаточно крутой наклон стенок щели. В итоге из 11 режимов были отобраны N° 3, 6, 7. Также было выявлено, что скорость травления нитрида кремния возрастает как при увеличении RF-мощности, так и при увеличении ICP-мощности. Существенного влияния кислорода на скорость травления выявлено не было.

ЛИТЕРАТУРА

1. Викулов И. СВЧ-электроника сегодня: направления и вызовы // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2015. – №3. – С. 64–72.

2. Голиков А., Копылов Е., Голикова Т. Монолитные интегральные схемы СВЧ на основе технологии GaAs-MESFET // Современная электроника. – 2011. – №9. – С. 36–37.

3. Гроо Е.П. Статические характеристики малошумящего полевого транзистора для СВЧ-приборов [Электронный ресурс]. – URL: http://www.micran.ru/sites/micran_ru/data/UserFile/File/Publ/2004/Statchar.pdf (дата обращения: 20.01.2018).

4. Степаненко М.В., Арыков В.С., Ющенко А.М. Полевой транзистор с субмикронным Т-образным затвором, полученный с использованием пристеночного диэлектрика // Доклады ТУСУРа. – 2014. – № 1 (31), ч. 1. – С. 103–105.

5. Официальный сайт фирмы TriQuint [Электронный ресурс]. – URL: http://www.qorvo.com (дата обращения: 30.01.2018).

6. Benkhelifa F., Chertouk M., Dammann M. High Performance Metamorphic HEMT with 0.25 μ m Refractory Metal Gate on 4" GaAs Substrate // GaAs MANTECH Conference, May 21st – 24th, Nevada, U.S.A. – 2001.

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕХАНИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ПОЛИЭТИЛЕНА МОДИФИЦИРОВАННОГО НАНОЧАСТИЦАМИ ДИОКСИДА ЦИРКОНИЯ В.А. Горончко, магистрант каф. ЭП

Научный руководитель М.М. Михайлов, проф. каф. ЭП, д.ф.-м.н. г. Томск, ТУСУР, W Goronchko@mail.ru

В работе представлены результаты исследований влияния модифицирования полиэтилена наночастицами ZrO₂ на его механические свойства.

Полимерные нанокомпозиты относят к числу перспективных материалов космической техники. Одним из основных требований, предъявляемых к материалам космических аппаратов, является сохранение их рабочих характеристик при длительной эксплуатации в условиях космического пространства [1]. Полимерные композиты должны иметь высокую механическую прочность и устойчивость свойств в широком промежутке температур.

Модифицирование неорганических материалов наночастицами приводит к улучшению их устойчивости в условиях действия ионизирующих излучений. Представляет интерес проведение исследований по модифицированию полимерных материалов наночастицами. Ранее в исследованиях влияния модифицирования наночастицами полиэтилена установлено существенное увеличение стабильности его оптических свойств к действию электронов с энергией 30 кэВ [2]. Целью настоящей работы является исследование механических свойств полиэтилена, модифицированного наночастицами.

Методика проведения эксперимента. Главная роль модификации полимеров наночастицами – это препятствие образованию трещин. Также в отсутствие химического взаимодействия между матрицей и наполнителем формируется новая фаза вблизи границы раздела твердой частицы и полимера. Прямое влияние за счет перераспределения нагрузки на частицы отсутствует, поскольку связь между полимерной матрицей и наполнителем намного слабее связи между молекулами отвержденного полимера [3]. В настоящей работе использовали нанопорошки диоксида циркония и полиэтилен высокого давления марки ПЭ 15303-003. Нанокомпозиты получали в пластографе Брабендера. Смешение двух составляющих проводили на двушнековом экструдере. В результате были получены 5 образцов с концентрацией нанопорошка ZrO₂: 0; 0,5; 1, 3 и 5 мас.%.

Изучение механических свойств на растяжение до разрушения образцов проводили на испытательной системе «Instron» серии 3365. Размеры образцов составляли 0,8×4×20 мм. Образы растягивали со скоростью 25 мм/мин до разрушения. Для определения прочности при растяжении и удлинения при разрыве регистрировали нагрузку и деформацию,

Результаты работы и их обсуждение. Все образцы полиэтилена растягивали равномерно до разрыва. Усредненные результаты исследований показаны в таблице.

удлинения от концентрации наночастиц 2102 в полиэтилене						
Концентрация ZrO ₂ , мас.%	0	0,5	1	3	5	
Предел текучести, МПа	10,2	9,6	10,2	9,8	9,1	
Прочность, МПа	17,0	15,6	15,2	15,6	11,1	
Относительное удлинение,%	263,8	557,5	532,5	556,3	481,3	

Зависимости предела текучести, прочности на разрыв и относительного удлинения от концентрации наночастиц ZrO₂ в полиэтилене

Из таблицы следует, что модифицирование приводит только к ухудшению механических свойств полиэтилена. При концентрации наночастиц 0,5–3 мас.% прочность уменьшилась на 8–10%, относительное удлинение – на 10–15%. Увеличение концентрации наночастиц до 5 мас.% приводит к еще большему ухудшению этих свойств: прочность уменьшилась на 34%, относительное удлинение – на 23%.

В работе [2] было выяснено, что у всех образцов существует несколько полос поглощения в ближней УФ- и видимой областях спектра, при воздействии на образцы потока электронов с энергей 30 кэВ данные полосы увеличиваются, но меньшее увеличение наблюдается у образцов с концентрацией наночастиц в диапазоне 0,5-3 мас.%, аналогичная зависимость получена и для интегрального коэффициента поглощения солнечного излучения. В результате эффективность увеличения радиационной стойкости модифицированием полиэтилена наночастицами достигает 3,5-4,4 раза, в зависимости от концентрации наночастиц в объеме полимера. В результате изучения механических свойств образцов оптимальной концентрацией нанопорошков является интервал 0,5-3 мас.%, так как в этом диапазоне наблюдается максимальное сохранение исходных свойств полиэтилена. В дальнейшем намечены исследования механических свойств облученных образцов с различной концентрацией наночастиц.

ЛИТЕРАТУРА

1. Новиков Л.С. Перспективы применения наноматриалов в космической технике / Л.С. Новиков, Е.Н. Воронина – М.: Университетская книга, 2008. – 188 с.

2. Горончко В.А. Исследование оптических свойств и радиационной стойкости полиэтилена, модифицированного наночастицами ZrO₂: дис. ... бакалавра техн. наук. – Томск, ТУСУР, 2016. – 56 с.

3. Адаменко Н.А., Фетисов А.В., Агафонов Г.В. Конструкционные полимерные композиты. – Волгоград: ВолгГТУ, 2010.

ИССЛЕДОВАНИЕ МИКРО- И НАНОТВЕРДОСТИ АЛЮМООКСИДНОЙ КЕРАМИКИ ПОСЛЕ ОБРАБОТКИ МОЩНЫМИ ИМПУЛЬСНЫМИ ИОННЫМИ ПУЧКАМИ

В.А. Костенко, магистрант каф. ФЭ

г. Томск, ТУСУР, kostenko.lerochka@mail.ru Научный руководитель С.А. Гынгазов, вед. н.с., д.т.н. г. Томск, ИШФВП НИТПУ

При производстве материалов электронной техники, материалов функционального и инструментального назначения часто возникает потребность создавать структуры с градиентными свойствами. Одним из направлений создания таких структур являются методы радиационной обработки. Среди них широкое распространение получил метод модифицирования мощными импульсными ионными пучками (МИИП) [1–3]. В результате таких воздействий происходит модификация поверхности, что проявляется в изменении фазового и химического состава приповерхностного слоя, структурировании поверхности в виде рекристаллизации зерен [4].

Особую роль в микроэлектронике играет корундовая керамика, которая наиболее широко используется как подложечный материал. Алюмооксидная керамика обладает повышенной твердостью, устойчивостью фазового состава и характеризуется высокими диэлектрическими характеристиками. Представляет интерес управление структурой и свойствами данного типа керамики методами ионной обработки. При этом важно знать, как такая обработка повлияет на механические свойства керамики. Поскольку алюмооксидная керамика обладает повышенной твердостью и устойчивостью фазового состава, этот тип керамики целесообразно использовать в качестве модельного материала при изучении процессов модификации керамических и металлических материалов методом ионной обработки.

Целью работы являлось исследование влияния поверхностной обработки посредством МИИП на механические свойства модифицированных слоев алюмооксидной керамики.

Методика эксперимента. Керамика представляла собой образцы размером 1×1 см толщиной 0,52 мм. Ионное облучение образцов проводилось с помощью импульсного ускорителя TEMP-4M [5]. Состав ионов пучка – ионов углерода (C⁺, Cⁿ⁺) и протонов (H⁺) в соотношении (85/15)%. Величина ускоряющего напряжения, измеренная делителем напряжения, составляла 160–200 кэВ, длительность импульса составляла 100 нс. Плотность ионного тока составляла 15, 50 и 85 А/см². Плотность энергии в импульсе составляла $W_i = 0,3$; 1,0 и 1,5 Дж/см² соответственно. Воздействие ионной обработки исследовалось в зависимости от плотности ионного тока и энергии, осажденной на поверхности материала, которая была установлена количеством импульсов *N*. Количество импульсов изменялось от 3 до 300.

Исследование структуры поверхности керамики проводилось на растровом электронном микроскопе Hitachi TM-3000. Для оценки степени изменения механических свойств приповерхностных слоев керамики использовались результаты микро- и наноиндентирования. Определение микротвердости проводили с помощью микротвердомера ZHV1M с использованием четырехгранной алмазной пирамиды Виккерса. Микротвердость измерялась при нагрузке на индентор P = 3H. Результаты нанотвердости были получены с помощью прибора NanoTest600. Изучение проводилось по методу невосстановленного отпечатка с использованием трехгранной пирамиды Берковича. Индентирование проводили при нагрузке на индентор 100 мH.

Результаты исследования. На рис. 1 (a-e) представлено изображение поперечного скола керамических образцов, подвергнутых воздействию МИИП. Обработка МИИП при плотности тока ионного пучка 15 А/см² не приводит к заметному изменению приповерхностных слоев керамики (см. рис. 1, a). На рис. 1, b показано, что зона модифицирования составляет 6–8 µм. На некоторых участках этой зоны наблюдается микроструктура «столбчатого типа», формы зерен в приповерхностных слоях ориентированы по направлению к обрабатываемой поверхности. Образованные трещины в процессе обработки МИИП распространены на всю глубину оплавленного слоя (см. рис. 1, e). С увеличением плотности ионного тока микроструктура «столбчатого типа» не наблюдается. Толщина оплавленного слоя составляет 9–11 мкм.



Рис. 1. Изображение поперечного скола керамики после обработки МИИП: $a - j = 15 \text{ A/cm}^2$, кол-во имп. N = 20; $\delta - j = 50 \text{ A/cm}^2$, кол-во имп. N = 100; $c - j = 85 \text{ A/cm}^2$, кол-во имп. N = 30

После обработки МИП ионами углерода установлено повышение микротвердости поверхности керамики (рис. 2, *a*), некоторое снижение микротвердости наблюдалось при плотности тока ионного пучка 85 А/см² с количеством импульсов N = 10 и 30. Микротвердость приповерхностных слоев керамики до ионной обработки составила $H_v = 15,2\pm1,31$ ГПа (кривая *I*), при этом глубина проникновения индентора составила порядка $l = 2,7\pm0,13$ мкм.

Из рис. 2, а видно, что при плотности тока ионного пучка порядка 50 A/см² (кривая 3) микротвердость с увеличением количества импульсов, а следовательно, увеличении суммарной энергии W_i , осажденной на поверхности образца при облучении МИП, непрерывно возрастает. При этом наблюдается увеличение микротвердости по сравнению с исходным значением в 2-2,5 раза. Микротвердость приповерхностных слоев корундовой керамики после ионной обработки при плотности тока ионного пучка 50 A/cm^2 и суммарной энергии $W_i = 100$ J/cm^2 (N = 100), осажденной на поверхности образца, составила $H_v = 39 \pm 2.32$ ГПа, при этом глубина проникновения индентора составила порядка $l = 1,7\pm0,1$ мкм. При плотности тока ионного пучка 15 А/см² (кривая 2) с увеличением количества импульсов значение микротвердости сначала увеличивается приблизительно на 40%, после чего не изменяется. Для больших плотностей тока порядка 85 А/см² (кривая 4) при малом значении *W_i* наблюдается увеличение микротвердости до 60%. с увеличением числа импульсов микротвердость приповерхностных слоев уменьшается, но превышает начальное значение.

Нанотвердость приповерхностных слоев алюмооксидной керамики до ионной обработки составила $H = 29,78\pm0,84$ ГПа (см. рис. 2, δ , кривая l), при этом глубина проникновения индентора составила порядка l = 455 нм.

Из рис. 2, б видно, что при плотности тока ионного пучка 15 А/см² нанотвердость с увеличением количества импульсов непрерывно воз-

растает (кривая 2). Наблюдается увеличение нанотвердости по сравнению с исходным значением на 22%. Максимальное увеличение нанотвердости до $H = 33,72\pm1,35$ ГПа наблюдается при $W_i = 90$ Дж/см². Глубина проникновения индентора после поверхностной обработки МИИП составила l = 425 нм. С увеличением плотности тока ионного пучка до 50 А/см² (кривая 3) и 85 А/см² (кривая 4) значение нанотвердости уменьшается. С увеличением числа импульсов происходит частичное залечивание трещин за счет оплавления, что приводит к возрастанию нанотвердости.



Рис. 2. Изменение микротведости (*a*) и нанотвердости (*б*) керамики, обработанной МИИП, в зависимости от энергии, осажденной на поверхности при разных плотностях тока 15, 50, 85 А/ст² (кривые 2–4 соответственно; кривая 1 – значение твердости до обработки МИИП)

Таким образом, установлено, что воздействие МИИП углерода приводит к изменению микроструктуры и механических свойств приповерхностных слов керамических материалов. Ионная обработка приводит к увеличению твердости алюмооксидной керамики. Степень увеличения определяется режимами радиационной обработки. При подборе режимов облучения можно добиться упрочнения керамики в микро- и нанодиапазоне.

ЛИТЕРАТУРА

1. Schmidt B., Wetzig K. Ion Beams in Materials Processing and Analysi. – Springer Verlag: Germany, 2013. – 424 p.

2. Romanov I.G., Tsareva I.N. High-Power Pulsed Ion Beam Modification of the Surface Properties of Alumina Ceramics // Technical Physics Letters. – 2001. – Vol. 27, No. 8. – P. 695–697.

3. Зацепин Д.А., Чолах С.О., Вайнштейн И.А. Ионная модификация функциональных материалов: учебник. – Екатеринбург: ГОУ ВПО УРФУ, 2014. – 106 с.

4. Ghyngazov S.A., Vasil'ev I.P., Surzhikov A.P. et al. Ion Processing of Zirconium Ceramics by High_Power Pulsed Beams // Technical Physics. – 2015. – Vol. 60. – P. 128–132.

5. Davis H.A., Remnev G.E., Stinnett B.W., Yatsui K. Intense ion-beam treatment of materials // MRS Bulletin. – 1996. – Vol. 21(8). – P. 58–62.

ИЗУЧЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПОЗИТИВНОГО ФОТОРЕЗИСТА ФП 9120-2

А.А. Цветкова, С.С. Койшыманова, студентки

Научный руководитель И.А. Чистоедова, доиент каф. ФЭ, к.т.н. г. Томск. ТУСУР. каф. Φ Э. cvetkova@sibmail.com. svmbat.1d@mail.ru Проект ГПО ФЭ-1304 «Технология и формирование наноструктур»

В работе даны рекомендации по проведению жидкостной химической очистки керамических подложек. Определены технологические режимы этапа нанесения и экспонирования позитивного фоторезиста ФП 9120-2.

Для повышения качества наносимых покрытий необходимо очистить поверхность подложки. Вид очистки зависит от материала подложки, количества и состава поверхностных загрязнений [1-3].

Целью работы является исследование химических способов очистки керамических подложек и определение параметров позитивного фоторезиста ФП 9120-2.

Образцы исследования: подложки из керамики 22ХС, ситалла СТ-50-1, поликора ВК-94. Подложки помещались в растворы, 20 минут в них выдерживались, после промывались в деионизованной воде. Качество очистки проверялось по удельному сопротивлению воды [4]. В ходе работы изменялись условия окружающей среды: температура, влажность воздуха. Результаты представлены в таблице.

	Образ	ец №1	Образец №2		Образец №3	
	(керамик	:a 22XC),	(ситалл СТ-50-1),		(поликор ВК-94),	
Раствор очистки	ρ, ΜΟ	Эм∙см	ρ, ΜΟ	Эм∙см	ρ, ΜΟ	Эм·см
_	T=22,4°C;	T=23,3°C;	T=22,4°C;	T=23,3°C;	T=22,4°C;	T=23,3°C;
	η=21%	η=18%	η=21%	η=18%	η=21%	η=18%
HNO ₃	0,338	0,408	0,143	0,121	0,16	0,235
$HNO_3:HF = 1:1$	0,215	0,268	-	-	0,23	0,232
KOH (6%)	0,172	0,199	0,114	0,135	0,113	0,135
ИПС	0,037	0,044	0,048	0,051	0,128	0,172
$H_2O_2:NH_4SO_4:H_2O = 1.1.4$	0,357	0,44	0,578	0,69	0,51	0,53
$H_2O_2:NH_4SO_4:H_2O_2=0,5:2:10$	0,689	0,71	0,537	0,58	0,725	0,72

Результаты измерений удельного со	противления воды
при различных растворах	очистки

В каждом из химических растворов происходит приемлемая очистка подложек. Для достижения максимальной чистоты подложек рекомендуется использовать химический раствор состава 106

H₂O₂:NH₄SO₄:H₂O = 0,5:2:10. В ходе эксперимента было выявлено, что при очистке подложек в данном растворе образцы имеют наибольшее удельное сопротивление, равное $\rho \sim 0,66$ МОм·см. Также влияние на качество очистки оказывают температура и влажность воздуха. При *T* = 22,4 °C и влажности η = 21% сопротивление воды составило $\rho \sim 0,29$ МОм·см, а при *T* = 23,3°C и η = 18% – $\rho \sim 0,33$ МОм·см.

На подложку ВК-94 методом центрифугирования наносился позитивный фоторезист марки ФП 9120-2.0. Для исследования влияния параметров центрифуги на толщину фоторезиста число оборотов центрифуги изменялось от 500 до 4000 в мин. Результаты эксперимента представлены на рис. 1.



от количества оборотов центрифуги

Толщина пленки фоторезиста ФП 9120-2 по паспортным данным составляет 1,9–2,3 мкм, что достигается при скорости вращения центрифуги 3000 об/мин. В ходе эксперимента при этой же скорости толщина фоторезистивной пленки составила 1,92 мкм.

Для определения оптимальной дозы экспонирования была исследована зависимость дозы экспонирования от скорости проявления. Результаты исследования представлены на рис. 2.

Определены параметры фоторезиста. Пороговая чувствительность фоторезиста 0,059 см²/мДж. Оптимальная величина экспозиции 124,3 мДж/см². Фотографическая широта процесса 67,8 мДж/см². Для точного воспроизведения элементов изображения целесообразно экспонировать ФП 9120-2 дозой от 56,5 до 124,3 мДж/см².


Рис. 2. Зависимость дозы экспонирования от скорости проявления для ФП 9120-2

Заключение. Для очистки от загрязнений керамических подложек рекомендуется использовать соединение H₂O₂:NH₄SO₄:H₂O = = 0,5:2:10 при температуре 23,3 °C и влажности воздуха 18%. Использовался фоторезист ФП 9120-2.0, толщина его составила 1,92 мкм. Определена рекомендуемая доза экспонирования – от 56,5 до 124,3 мДж/см².

ЛИТЕРАТУРА

1. Шмаков М. Школа производства ГПИС. Очистка поверхности пластин и подложек / М. Шмаков, В. Паршин, А. Смирнов // Технологии в электронной промышленности. – 2008. – №5. – С. 77–78.

2. Макарова Ю.С. Отработка режимов предварительной очистки подложек по критерию угла [Электронный ресурс] / Ю.С. Макарова, Д.Д. Васильев // Всерос. науч.-техн. конф. студентов «Студенческая научная весна 2015»: Машиностроительные технологии. – М.: Моск. гос. техн. ун-т им. Н.Э. Баумана, 2015. – Режим доступа: http://studvesna.ru/db_files/articles/1269/ thesis.pdf (дата обращения: 18.02.2018).

3. Свертков Е.В. Метод сравнительной оценки степени чистоты кремниевых подложек [Электронный ресурс] / Е.В. Свертков, Е.В. Шишпанов // «Студенческая научная весна 2011»: Машиностроительные технологии. – М.: Моск. гос. техн. ун-т им. Н.Э. Баумана, 2011. – Режим доступа: http://studvesna.ru/db_files/articles/320/article.pdf (дата обращения: 18.02.2018).

4. Черкасов С.В. Деионизованная вода: очищенная, чистая и ультрачистая вода // Мировые водные технологии [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://wwtec.ru/?id=548 (дата обращения: 07.02.2018).

РАЗРАБОТКА СВЧ-МОНОЛИТНОЙ ИНТЕГРАЛЬНОЙ СХЕМЫ ШЕСТИРАЗРЯДНОГО ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ 26–30 ГГц ДЛЯ СОЗДАНИЯ ИНФОРМАЦИОННО-КОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ НОВОГО ПОКОЛЕНИЯ (5G)

Е.В. Ерофеев, м.н.с. НИИ СЭС, к.т.н.; И.В. Федин, аспирант; В.В. Курикалов, инженер НИИ СЭС

г. Томск, ТУСУР, каф. ФЭ, erofeev@sibmail.com

Широкополосные беспроводные сети нового, пятого поколения (5G) стали в настоящее время одним из основных направлений развития информационно-телекоммуникационной индустрии [1]. Ожидается, что сети 5G более чем на порядок повысят скорость передачи данных, а также на порядок уменьшат сетевые задержки, что позволит создавать новые телекоммуникационные сервисы для всех отраслей экономики.

Отличительной особенностью систем 5G является использование направленных антенных систем миллиметрового диапазона. В качестве перспективных полос частот для сетей 5G рассматриваются полосы в диапазоне от 24 до 86 ГГц. При этом достигается существенный энергетический выигрыш по сравнению с традиционными системами беспроводной связи. Благодаря малой длине волны физические размеры антенных систем миллиметрового диапазона при высоком усилении очень малы – шаг между элементами антенной решетки составляет половину длины волны. Активные решетки можно формировать на подложках микросхем, что существенно упрощает и удешевляет элементную базу и разработку систем связи в целом. Кроме того, благодаря высокой направленности антенных систем миллиметрового диапазона достигается высокая пространственная селективность - соседние устройства могут работать на одной частоте, не мешая друг другу, т.е. решается проблема высокоэффективного использования частотного ресурса.

С технической точки зрения приемопередающий тракт устройства 5G миллиметрового диапазона с перестраиваемой диаграммой направленности должен содержать в себе фазовращатель, выполненный на основе нитридных и арсенидных гетероструктур. Основными характеристиками фазовращателя являются: максимальный управляемый фазовый сдвиг, фазовое разрешение, вносимые потери, амплитудная и фазовая ошибки, полоса рабочих частот.

В данной работе представлены результаты разработки СВЧ-монолитной интегральной схемы шестиразрядного фазовращателя диапазона частот 26–30 ГГц, предназначенного для создания информационно-коммуникационных систем нового поколения (5G).

Конструктивно СВЧ-МИС-фазовращателя содержит в своем составе шесть коммутируемых секций с номинальным вносимым фазовым сдвигом в диапазоне от 0 до 355° с шагом 5,625° (рис. 1).



Рис. 1. Функциональная блок-схема СВЧ-МИС-фазовращателя

В качестве коммутационных элементов в схеме фазовращателя выступают нормально открытые полевые транзисторы с затвором Шоттки (ПТШ), выполненные по 0,25 мкм GaAs-pHEMT-технологии, работающие в режиме управляемого сопротивления канала [2].

На рис. 2 и 3 представлены частотные зависимости фазовой (см. рис. 2) и амплитудной (см. рис. 3) ошибок СВЧ-МИС-фазовращателя. Минимальные ошибки по фазе и амплитуде СВЧ-МИС-фазовращателя в диапазоне частот 26–30 ГГц составили 1,2° и 0,13 дБ соответственно.



Рис. 2. Частотная зависимость фазовой ошибки СВЧ-МИС-фазовращателя 110



На рис. 4 представлена топология разработанной СВЧ-монолитной интегральной схемы фазовращателя. Диапазон рабочих частот 26–30 ГГц. Габаритные размеры кристалла 3,0×2,2×0,1 мм.



Рис. 4. Топология СВЧ-монолитной интегральной схемы шестиразрядного фазовращателя диапазона частот 26–30 ГГц

Заключение. В результате проделанной работы была разработана СВЧ-монолитная интегральная схема шестиразрядного фазовращателя диапазона частот 26–30 ГГц. Минимальные ошибки по фазе и амплитуде СВЧ-МИС-фазовращателя в диапазоне частот 26–30 ГГц составили 1,2° и 0,13 дБ соответственно. Микросхема может быть использована для применения в составе приемопередающих СВЧ-модулей для современных информационно-коммуникационных систем нового поколения (5G).

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (Соглашение № 14.577.21.0250 от 26.09.17). Уникальный идентификатор проекта RFMEFI57717X0250.

ЛИТЕРАТУРА

1. Niu Y., Li Y., Jin D., Su L., Vasilakos A.V. A Survey of Millimeter Wave (mmWave) Communications for 5G: Opportunities and Challenges. -2015. - P. 17.

2. Gilmore R., Besser L. Practical RF circuit design modern wireless systems. – Vol. II: Active circuits and systems. – Artech house, 2003. – 569 p.

ПОСТРОЕНИЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ СПИРАЛЬНОЙ КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ ДЛЯ СВЧ-МИС *Ч.А. Кужугет, магистрантка каф. ФЭТ*

Научный руководитель В.В. Курикалов, инж. II кат. г. Томск, АО НПФ «Микран», chaisuu.kuzhuget@yandex.ru

С появлением первых монолитных интегральных схем (МИС) пассивные сосредоточенные элементы, такие как, катушка индуктивности, конденсатор и резистор, стали неотъемлемой их частью. Обладая маленькими размерами, они повышают уровень интеграции тем самым уменьшают стоимость готовой интегральной схемы (ИС) [1].

Наличие моделей компонентов МИС упрощает процесс проектирования ИС. Чаще всего в качестве модели элементов используются эквивалентные схемы. Они просты, моделирование с их использованием не занимает много времени. В сочетании с необходимой методикой синтеза они могут обеспечить точный результат моделирования. Также необходимо, чтобы модель элемента была параметрической, т.е. связывала характеристики эквивалентной схемы с параметрами реального элемента МИС, например с геометрическими размерами. Для катушки индуктивности такими параметрами являются: общая длина линии (P), расстояние между микрополосками (G) и ширина микрополосков (W) [1]. Варьируя этими параметрами в разумных пределах, можно получить необходимую индуктивность.

Катушки индуктивности могут быть исполнены в виде микрополосков, как показано на рис. 1 [1].



Рис. 1. Конфигурации катушки индуктивности: *а* – микрополосок; *б* – круглый контур; *в* – прямоугольный контур

Также могут быть выполнены в виде спирали, как показано на рис. 2 [1].



Рис. 2. Спиральные конфигурации катушки индуктивности: *a* – круглая конфигурация, *б* – прямоугольная конфигурация

Спиральная конфигурация является компактной и обеспечивает большую величину индуктивности. Круглая спиральная конфигурация по своим электрическим характеристикам преобладает над прямоугольной. Но используется она не так часто, связано это со сложностями получения фотошаблонов для круглых конфигураций. Чаще используется прямоугольная конфигурация, так как она является одним из простых элементов МИС, которые легче получить [2].

Таким образом, в рамках данной статьи будет рассмотрена методика построения параметрической модели прямоугольной спиральной катушки индуктивности от одной переменной от общей длины линии *P*. Выбранная конфигурация представлена на рис. 2, *б*. Материалом подложки является GaAs с толщиной 100 мкм, материал микрополосков – TiPtAu с толщиной 2,5 мкм.

На рис. 3 представлена модель катушки индуктивности для выбранной конфигурации.

Модель, представленная на рис. 3, состоит из девяти идеаль-ных элементов, каждая из которых описывает эффект, характерный для катушки индуктивности на GaAs. Элемент R_s описывает собствен-ные

потери; L_s – величину индуктивности; элементы R_1 и L_1 описывают «скин»-эффект; C_p – межвитковую емкость; C_{in} , C_{be} – связь активной области катушки индуктивности с заземленной поверх-ностью подложки.



Рис. 3. Эквивалентная схема спиральной катушки индуктивности

Изменение геометрии выбранной конфигурации, т.е. ширины микрополосков, расстояния между микрополосками и общей длины линии приводит к изменению номинала элементов эквивалентной схемы. Поэтому необходимо каждый раз проводить экстракцию элементов модели при изменении геометрии [3]. Затем, нужно получить функции, связывающие геометрические параметры с элементами модели при помощи аппроксимации экстрагированных величин. Для одной переменной все значительно проще, так как каждый элемент модели зависит только от одной переменной. При этом все процедуры повторяются, т.е. при изменении параметра P также производится процесс экстракции элементов модели и получаются аппраксимированные функции.

Экстракция элементов модели производилась путем сравнения параметров рассеяния модели и выбранной конфигурации, с использованием дополнительных уравнений, которые представлены ниже [3].

$$Z_{12} = \frac{-1}{Y_{12}}, \quad Z_{11} = \frac{-1}{Y_{12} + Y_{11}}, \quad Z_{22} = \frac{-1}{Y_{12} + Y_{22}}.$$

Чтобы получить масштабируемые формулы от одной переменной P, было принято решение изменять P от 2,2 до 5 мм, G и W приравнивались 5 мкм. В табл. 1 представлены номиналы экстрагированных элементов модели при соответсвтующих P.

Таблица 1

Номиналы элементов модели при изменении общей длины при G = 5 мкм и W = 5 мкм

				•	.,, .			
Р, мм	L_s , н Γ н	R_s , Ом	<i>R</i> ₁ , Ом	L_1 , н Γ н	L_{s1} , нГн	<i>C</i> _{in} , фФ	<i>С</i> _{be} , фФ	С _р , фΦ
2,2	3,126	23,56	11,14	0,58	0,092	26,97	15,75	8,287
3	4,76	30,05	15,42	0,81	0,1925	36,14	21,41	10,14
4	7,16	37,68	22,16	1,14	0,375	46,28	27,73	11,42
5	9,66	54,57	24,99	1,32	0,614	55,59	33,77	12,18

114

По данным табл. 1 производилась аппроксимация от одной переменной *P* для всех элементов модели. Функции, полученные после аппроксимации, представлены в табл. 2.

Таблица 2

Элемент	Функция изменения параметра	Коэффициент детерминации, <i>R</i> ²
L_s	$L_s = 0,114 \cdot P^2 + 1,52 \cdot P - 0,788$	1
L_1	$L_1 = -0,031 \cdot P^2 + 0,494 \cdot P - 0,362$	0,9954
L_{s1}	$L_{s1} = 0,0296 \cdot P^2 - 0,026 \cdot P + 0,0056$	1
R_s	$R_s = 2,517 \cdot P^2 - 7,386 \cdot P + 28,17$	0,9928
R_1	$R_1 = -0.778 \cdot P^2 + 10.7 \cdot P - 9.02$	0,99
$C_{\rm in}$	$C_{\rm in} = 10, 19 \cdot P + 5,068$	0,998
$C_{\rm be}$	$C_{\rm be} = 6.4 \cdot P + 1.9$	0,9988
C_{p}	$C_{\rm p} = -0.39 \cdot P^2 + 4.2 \cdot P + 0.96$	0,998

Функции после аппроксимации от одной переменной Р

В результате работы были получены формулы связывающие элементы модели с параметром P, которые представлены в табл. 2. В дальнейшем полученные зависимости будут использоваться для получения полных функций, которые будут зависеть от всех трех переменных для каждого элемента модели. В конечном итоге должны получиться параметрические формулы для каждого элемента модели, в котором будет три зависимые переменные (P, G, W).

ЛИТЕРАТУРА

1. Bahl I.I. Lumped element for RF and microwave circuits. –Boston, London: Artech House, 2003. - 509 c.

2. Bunch R.L., Sanderson D.I., Raman S. Quality factor and inductance in differential IC implementation // IEEE Microwave magazine. -2002. - Vol. 3, Is. 2. - P. 82–92.

3. Yin W.Y., Pan S.J., Gan Y.B., Ooi Li and B.L. Global performance evaluation of various on-chip square spiral inductor on GaAs substrates // IEEE Proceedings – Circuits, Devices and Systems. – 2003. – Vol. 150, Is. 1. – P. 51–56.

ПОВЫШЕНИЕ РАДИАЦИОННОЙ СТОЙКОСТИ ПОРОШКОВ ВаSO4 МОДИФИЦИРОВАНИЕМ НАНОЧАСТИЦАМИ

М.М. Михайлов, проф., д.ф.-м.н.; А.А. Ловицкий, аспирант г. Томск, ТУСУР, каф. ЭП, membrana2010@mail.ru, aleksey pavlodar@mail.ru

Соединение BaSO₄ относится к диэлектрикам с большой шириной запрещенной зоны ($E \approx 9$ эВ). Поэтому они не поглощают излучение ультрафиолетовой части спектра. Порошки BaSO₄, полученные с

необходимым гранулометрическим составом, обладают высокой отражательной способностью в УФ, видимой и ближней ИК-областях спектра. Это качество в сочетании с высокой чистотой позволяют использовать такие порошки в качестве пигментов терморегулирующих покрытий (ТРП) космических аппаратов (КА), подверженных действию квантов солнечного спектра, электронов, протонов и других видов излучений.

До последнего времени в мировой практике порошки не использовали в качестве пигмента ТРП. Выполненные впервые исследования оптических свойств и радиационной стойкости таких порошков показали их высокую отражательную способность в солнечном диапазоне спектра и относительно высокую радиационную стойкость [1]. Однако при длительных сроках активного существования на внешние поверхности КА, в том числе и на ТРП, действуют большие дозы излучений, что приводит к деградации их свойств и рабочих характеристик. С целью повышения стабильности рабочих характеристик ТРП в последние годы проводят модифицирование наночастицами их пигментов [2]. Поэтому перспективным представляется применение данного метода для порошков BaSO₄.

В настоящей работе исследовали влияние модифицирования наночастицами SiO₂ на оптические свойства и радиационную стойкость порошков BaSO₄. Модифицирование осуществляли высокотемпературным способом: диспергирование в воде, выпаривание, прогрев 2 ч при 800 °C и перетирание. Было приготовлено 6 типов порошков с концентрацией наночастиц 0, 1, 3, 5, 7 и 10 мас.%. Порошки запрессовывали в металлические чашечки, которые устанавливали в установке – имитаторе условий космического пространства «Спектр» [3].

Спектры диффузного отражения регистрировали в вакууме в диапазоне 0,25–2,1 мкм до облучения ($\rho_{\lambda 0}$). Порошки облучали электронами (E = 30 кэВ, $\Phi = 1 \cdot 10^{16}$ см⁻², T = 300 К), регистрировали спектры облученных образцов ($\rho_{\lambda \phi}$) на месте облучения (in situ). По спектрам $\rho_{\lambda 0}$ и $\rho_{\lambda \phi}$ рассчитывали спектры поглощения ($\Delta \rho_{\lambda}$). На рис. 1 показаны спектры $\Delta \rho_{\lambda}$ облученных порошков.

Проведенный анализ литературных данных [4] позволяет утверждать, что полоса при 260 нм может быть обусловлена наличием радикала дырочного центра SO_{4}^{-} . Полоса при 560 нм вызвана радикалом электронного центра SO_{3}^{-} . Полоса при 380 нм определена радикалом SO_{2}^{-} .

По спектрам $\rho_{\lambda 0}$ и $\rho_{\lambda \phi}$ рассчитывали интегральный коэффициент поглощения солнечного излучения (a_s) и его изменение после облучения (Δa_s). Коэффициент поглощения a_s определяет температуру ТРП и

КА в начале полета, величина Δa_s – в процессе полета. Результаты исследований Δa_s представлены в табл. 1.



Изменения интегрального коэффициента поглощения солнечного излучения после облучения (Δa_s) для порошков BaSO₄, молифицированных различными концентрациями SiO₂

С, %	0	1	3	5	7	10
Δa_s	0,034	0,023	0,011	0,011	0,016	0,021

Результаты анализа изменения интегрального коэффициента поглощения солнечного излучения показывают (см. табл. 1) разницу влияния модифицирования и концентрации наночастицами SiO₂ на оптические свойства и радиационную стойкость порошков BaSO₄. Таким образом, было установлено, что оптимальная концентрация составляет 3–5%.

Работа выполнена при финансовой поддержке Федеральной целевой программы Министерства образования и науки РФ, проект № 14.574.21.0176.

ЛИТЕРАТУРА

1. Киселева Л.В., Токарь С.В., Панина М.Н. и др. Терморегулирующее покрытие класса «солнечный отражатель» для изделий из углепластика (варианты). Патент России №2574620 от 10.02.2016.

2. Нещименко В.В. Исследование структуры, свойств и радиационной стойкости оксидных порошков, модифицированных наночастицами: автореф. ... дис. д-ра физ.-мат. наук. – Томск: ТУСУР, 2017.

3. Kositsyn L.G., Mikhailov M.M., Kuznetsov N.Y., Dvoretskii M.I. Apparatus for study of diffuse – reflection and luminescence spectra of solids in vacuum // Instruments and Experimental Techniques. – 1985. – Vol. 28. – 929 c.

4. Платонов А.Н. Природа окраски минералов. – Киев: Наука, 1976. – 264 с.

ПОЛУЧЕНИЕ ОКСИДНЫХ ПЛЕНОК ТАНТАЛА МЕТОДОМ ЭЛЕКТРОЛИТИЧЕСКОГО АНОДИРОВАНИЯ И ИССЛЕДОВАНИЕ ИХ ПАРАМЕТРОВ

Ю.В. Пилипенко, Н.А. Мухамбедярова, студенты

Научный руководитель И.А. Чистоедова, доцент, к.т.н., каф.ФЭ г. Томск, ТУСУР, каф. ФЭ, julia.pilipenko97@mail.ru

Одним из материалов для создания нанопористых оксидных слоев является тантал, что обусловлено низкими токами утечки, высокой диэлектрической проницаемостью, относительно низкими диэлектрическими потерями и высокой диэлектрической прочностью. Низкое поглощение в оптическом диапазоне и достаточно высокий показатель преломления позволяют применять пленки Ta_2O_5 для изготовления элементов интегральной оптики, оптоэлектроники, а также в качестве антиотражающих слоев в кремниевых солнечных батареях, просветляющих покрытий для оптических деталей и др. [1–3].

Целью данной работы является исследование оптических и электрофизических параметров пленки Ta₂O₅.

Анодирование пленки Та проводилось в электролитической ванне, заполненной водным раствором электролита, содержащим 1%-й раствор лимонной кислоты $C_6H_8O_7$. В электролит помещался анод, которым является пленка тантала, а в качестве катода была использована серебряная пластина. Электрохимическое окисление проводилось при постоянном токе 6,8 мА, при напряжении 270 В и времени анодирования 2 мин.

С помощью электронного микроскопа Hitachi TM-1000 было получено изображение поверхности анодированной пленки Ta_xO_y.

Микрорентгеноспектральный анализ полученных образцов до анодирования и после представлен на рис. 1.

Как видно из полученных данных, содержание кислорода после анодирования увеличилось до 59,5%, а содержание тантала уменьшилось до 40,5%. Это позволяет сделать вывод, что на подложке сформировалось покрытие Ta_xO_{ν} .





Спектры отражения окисной пленки тантала (1) представлены на рис. 2.





Видно, что пики совпадают, следовательно, можно утверждать, что полученная анодированием пленка – Ta₂O₅.

С помощью спектрального эллипсометрического комплекса «Эллипс САГ 1891» были определены поляризационные углы $\psi = 42,352$ и $\Delta = 58,519$ [1]. Толщина окисла составила d = 57,52 нм.

Согласно результатам эллипсометрии показатель преломления исходного образца до анодирования составил n = 2,98, а после анодирования – n=1,88 на длине волны $\lambda_0 = 632,8$ нм. Уменьшение показателя преломления связано с наличием воздушных пор в структуре пленки.

Уменьшение коэффициента поглощения от длины волны до анодирования k = 2,24, а после анодирования k = 0,028 свидетельствует о снижении поглощательной способности оксидной пленки.

По полученным результатам коэффициент отражения от длины волны до анодирования составил R = 58%, а после анодирования R = 13,8% относительно серебра. Следовательно, пленки могут быть использованы в качестве антиотражающих покрытий.

Для изучения электрофизических параметров была изготовлена МДМ-структура на основе Та–Tа₂O₅–Al, электрическая прочность которой составила $E_{np} = 7,3 \cdot 10^8$ В/м.

С помощью измерителя иммитанса E7-20 были определены емкость (*C*) и тангенс угла диэлектрических потерь (tgδ) МДМ-структуры при различных частотах. Емкость на частоте 100 кГц составила $\sim 2800 \text{ n}\Phi$, tg $\delta = 0.09$.

График зависимости диэлектрической проницаемости пленки от частоты приведен на рис. 3.



Из графика зависимости $\varepsilon = f(f)$ можно сделать вывод, что наблюдается релаксационная поляризация, которая вызвана частичной ориентацией диполей под действием электрического поля.

Методом электролитического анодирования была получена оксидная пленка Та. Исследованы оптические свойства пленки Ta_xO_y . После анодирования наблюдается уменьшение параметров n = 1,88, k = 0,028, R = 13,8%, это свидетельствует о том, что оксидную пленку можно использовать в качестве антиотражающих покрытий. Для полученной МДМ-структуры были проведены измерения C = 2800 пФ и tg $\delta = 0,09$. Следовательно, такую структуру можно применять в качестве тонкопленочных конденсаторов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Исмаилов Т.А., Шангереева Б.А., Шахмаева А.Р. Способ получения тонких пленок (Та₂O₅) для интегральных схем // Известия вузов. Северо-Кавказский регион. Естественные науки. – 2006. – №1. – С. 48–51.

2. Бурмаков А.П., Кулешов В.Н. Магнетронное осаждение пленок оксида тантала с электретным зарядом // 8-я Междунар. конф. «Взаимодействие излучений с твердым телом». – 2009. – №6. – С. 302–304.

3. Комлев А.Е., Бабинова Р.В., Шутова Е.С. Свойства плёнок оксинитрида тантала, осажденных методом реактивного магнетронного распыления металлической мишени // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения «INTERMATIC-2017». – 2017. – №2. – С. 421–424.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ЭЛЕКТРООСАЖДЕНИЯ МЕДИ В ЗАЗЕМЛЯЮЩЕМ ОТВЕРСТИИ GaAs СВЧ-МИС *P.K. Мухтеев, магистрант*

Научный руководитель И.В. Кулинич, инж.-технолог 1 кат. ЗАО «НПФ «Микран» г. Томск, ТУСУР, каф. ФЭ, kulinich@micran.ru

Одним из важнейших этапов обработки обратной стороны GaAs CBЧ-МИС является формирование металлизированных заземляющих отверстий с целью обеспечения электрического контакта точек схемы с металлизацией обратной стороны пластины. Металлизация отверстий осуществляется путем электроосаждения металла на предварительно сформированный магнетронным распылением проводящий подслой.

Медная металлизация сквозных отверстий имеет ряд преимуществ перед традиционно используемой золотой металлизацией. Эксплуатационные характеристики металлизации в наибольшей степени определяются тепло- и электропроводностью металла. Значения данных параметров для меди составляют соответственно 401 Вт/(м·К) и 59,5 МСм/м против 320 Вт/(м·К) и 45,5 МСм/м для золота. Несмотря на все преимущества, технологический процесс формирования медной металлизации сопряжен с рядом технологических проблем и находится в стадии разработки.

При нормальном процессе электроосаждения наблюдается опережающее осаждение в верхней части отверстия, что обусловлено главным образом концентрационной поляризацией электролита [1], для уменьшения влияния которой может быть использован режим осаждения на импульсном реверсивном токе [2]. Однако наиболее низкое значение теплового и электрического сопротивления обеспечивает профиль металлизации, при котором заземляющее отверстие заполняется металлом полностью. Такой процесс получил название сверхконформного осаждения [3]. Для обеспечения сверхконформного осаждения меди используется комплекс электрохимических добавок. Состав электролита для электроосаждения меди приведен в таблице.

eoorab strong potter a gain	strencipoo cumpenina megan
Компонент	Содержание
CuSO ₄ ·5H ₂ 0	0,24 ммоль/л
H_2SO_4	1,8 моль/л
NaCl	1 ммоль/л
PEG	88 мкмоль/л
SPS	0-500 мкмоль/л

Состав электролита для электроосаждения меди

В качестве ингибитора используется комплекс PEG-Cu+-Cl-, ингибирующее действие которого обусловлено образованием полимерной пленки, блокирующей доступ ионов меди к поверхности катода. Роль катализатора (SPS) сводится к деактивации частиц ингибитора [4].

Процесс сверхконформного осаждения с участием комплекса электрохимических добавок был описан на основе СЕАС-модели. Основное уравнение модели, учитывающее присутствие электрохимических добавок в электролите, связывает локальную плотность тока катода *i* с величиной относительной поверхностной концентрации электрохимической добавки θ [5].

$$i(\theta_{\text{SPS}}, \eta) = \frac{C_{\text{Cu}^{++}}}{C_{\text{Cu}^{++}}^{\infty}} [k_{\text{PEG}} (1 - \theta_{\text{SPS}}) + k_{\text{SPS}} \theta_{\text{SPS}}].$$

Коэффициент k_i определяется выражением

$$k_j = 2i_j^0 \left[\exp\left(\frac{-\alpha_j F \eta}{RT}\right) - \exp\left(\frac{(1-\alpha_j)F \eta}{RT}\right) \right],$$

где η – потенциал перенапряжения; *F* – постоянная Фарадея; i^0 – ток лимитирующей фазы реакции; α – коэффициент переноса.

Возможность полного заполнения отверстия металлом зависит от множества факторов. Помимо диаметра и глубины отверстия, на процесс осаждения значительное влияние оказывает форма стенок [7]. Наиболее характерный профиль травления заземляющего отверстия был получен путем моделирования процесса ионно-реактивного травления в системе технологического моделирования Silvaco TCAD.

Для электрохимических процессов были использованы модули Electrochemistry и Electrodeposition системы мультифизического моделирования COMSOL Multiphysics, позволяющие получить распределение ионного тока на основе численного решения уравнений электронейтральности, Лапласа, Тафеля, Нернста–Планка и Батлера–Вольмера с учетом геометрии электролитической ванны, электродной поляризации и наличия приэлектродных диффузионных слоев. Результаты моделирования при различных значениях θ_{SPS} представлены на рис. 1.

Толщина пленки меди на поверхности положки во всех случаях составляет 25 мкм. Уменьшение времени осаждения при повышении значений θ_{SPS} согласуется с теорией CEAC-механизма и связано с деактивацией пассивирующей пленки ингибитора на поверхности катода частицами катализатора.



Рис. 1. Результаты моделирования при различных значениях θ_{SPS}

Нормальный режим осаждения ($\theta_{SPS} = 0$, $\theta_{PEG} = 0$) приводит к значительной неравномерности металлизации по глубине. Толщина пленки металла на дне отверстия составляет 3 мкм. При значении $\theta_{SPS} = 0,3$ наблюдается практически полное заполнение отверстия с образованием в центре отверстия возвышения. При повышении значения θ_{SPS} до 0,35 наблюдается максимальное выравнивающее действие комплекса электрохимических добавок SPS-PEG. Дальнейшее повышение θ_{SPS} до 0,5 приводит к снижению выравнивающего действия комплекса SPS-PEG и образованию незаполненного участка в центре отверстия.

В результате анализа построенной модели было установлено рекомендуемое значение $\theta_{SPS} = 0,35$, обеспечивающее наибольший выравнивающий эффект комплекса электрохимических добавок SPS-PEG при толщине металлизации 25 мкм.

ЛИТЕРАТУРА

1. Schlesinger M. Modern Electroplating / M. Schlesinger, M. Paunovic. – John Wiley & Sons, 2010. – 737 p.

2. Huebner H. Copper Filling of Blind Micro Vias and Through Holes using Reverse Pulse Plating / H. Huebner, R.S. Mertens, D. Ruess // Atotech Deutschland. $-2014. - N_{\odot} 5. - P. 24-34.$

3. Pratt A. Overview of the Use of Copper Interconnects in the Semiconductor Industry // Advanced Energy Industries. – 2004. – №3. – P. 20–40.

4. Kondo K. Copper Electrodeposition for Nanofabrication of Electronics Devices / K. Kondo, N.A. Rohan, P.B. Dale. – Springer, 2014. – 279 p.

5. Superconformal Film Growth: Mechanism and Quantification / T.P. Moffat, D. Wheeler, M.D. Edelstein, D. Josell // IBM J. Res. & Dev. $-2005. - N_{2}1. - P. 19-36.$

ИССЛЕДОВАНИЯ ВЛИЯНИЯ РЕЖИМОВ РЕСУО И ІСР ПАССИВАЦИИ ЗАТВОРА НА ТОКИ УТЕЧКИ В ЗАКРЫТОМ СОСТОЯНИИ ТРАНЗИСТОРА

С.Г. Нагайчук, магистрант

Научный руководитель М.И. Пехтелев, нач. уч. ВиПП СВЧ-МИС, НПФ «Микран» г. Томск, ТУСУР, каф. ФЭ, sergey.nagaichuk@yandex.ru

Одним из основных элементов СВЧ-МИС на GaAs являются полевые транзисторы с барьером Шоттки (ПТШ). В процессе создания СВЧ-ПТШ используют затворы Т-образной формы, а сам процесс формирования затвора является одним из важнейших этапов при создании транзисторной структуры.

В блок формирования затвора ПТШ входит ряд операций, таких как обработка, напыление затвора, а также его последующая пассивация. Затворная пассивация ПТШ является одной из важнейших операций в данном блоке, так как пассивация транзистора способна повлиять на токи утечки ПТШ в закрытом состоянии. Данные токи утечки можно связать с рядом факторов, таких как пьезоэффект [1], возникающий при пассивации из-за различий кристаллических решеток, поверхностные состояния, которые образуются из-за разрыва связей на поверхности полупроводника, а также ряда других факторов, связанных прежде всего с методом получения пассивирующего слоя. При помощи метода получения можно варьировать как состав, так и структуру пассивирующего слоя. Наличие поверхностных состояний приводят к образованию энергетических ловушек на границе полупроводник–диэлектрик. Как следствие происходит вытягивание заряда к поверхности, что приводит к возникновению токов утечки.

В данной работе пассивирующий диэлектрик формировался методами ICP (Inductively Coupled Plasma) и PECVD (Plasma Enhanced CVD) [2]. ПТШ формировался на подложке из GaN. Для оценки величины токов утечки в транзисторной структуре и дальнейшего сравнения было проведено измерение ВАХ ПТШ без затворной пассивации.

Результаты измерения показали, что в закрытом состоянии у транзистора имеются достаточно большие токи утечки – порядка 10^{-8} А/мм. Ток утечки в закрытом состоянии в силовых транзисторах на GaN, является одним из важнейших параметров. Поэтому величину данного параметра необходимо минимизировать. Для этого необходимо провести пассивацию поверхности структуры, поэтому необходимо разработать режимы пассивации, которые будут удовлетворять ряду требований по диэлектрическим свойствам.

Затем была проведена пассивация данных структур пленками Si_xN_y . Для этого были использованы методы ICP (Inductively Coupled Plasma) и PECVD (Plasma Enhanced CVD). Основные параметры режимов, такие как: отношение подаваемых поток газов N/SiH, температура держателя T, °C, мощность, а также давление, при котором производилось осаждение, приведены в таблице.

Парамотр	Режим				
Параметр	200 C ICP	150 C ICP	PECVD GaN ₄	PECVD GaN ₁₀	
N/SiH	0,89	0,89	125	625	
T, °C	200	150	220	300	
Мощность, Вт	500	300	50	30	
Давление, mTorr	4	4	900	650	

После этого с полученных структур были сняты ВАХ, а их результаты представлены на рис. 1, 2.



Рис. 1. ВАХ для режимов PECVD: *а* – режим GaN10; *б* – режим GaN4



Измерения показали, что для режимов GaN10 и GaN4 PECVD пассивации, токи утечки в закрытом состоянии транзистора составили 2 и 50 нА/мм соответственно. Отличие можно объяснить различием состава и структуры пленок.

Из приведенной ВАХ видно, что режимы 200 С ICP и 150 С ICP обеспечивают токи утечки в закрытом состоянии порядка 0,2 и 1 мкА/мм соответственно. Исходя из полученных данных, можно сделать вывод, что режим PECVD GaN₁₀ является наиболее приемлемым и рекомендуемым к применению. Различие токов утечки можно объяснить отличием состава и структуры данных пленок, возникающим пьезоэффектом, а также наличием поверхностных состояний, которые приводят к образованию энергетических ловушек на границе полупроводник–диэлектрик. Как следствие происходит вытягивание заряда к поверхности, что приводит к возникновению токов утечки. В дальнейшем планируются эксперименты, связанные с исследованием состава и структуры, а также некоторых свойств данных диэлектриков.

ЛИТЕРАТУРА

1. Яковлев И.Н. Исследования светоизлучающих гетероструктур с квантовыми ямами, ориентированными в полярных и неполярных направлениях: дис. ... канд. физ.-мат. наук. – СПб., 2014. – 132 с.

2. Dergeza D., Bittnera A., Schalkoa J., Schmida U. (2015) Low-stress and long-term stable a-SiNx: H films deposited by ICP-PECVD // Procedia Engineering. – 87 p.

3. Zheng Xue-Fenga, Fan Shuang, Chen Yong-He et al. Transport mechanism of reverse surface leakage current in AlGaN/GaN high-electron mobility transistor with SiN passivation // Chin. Phys. -2015. - Vol. 24.

ВЛИЯНИЕ ПОДСЛОЯ AI-SI-N НА ОСТАТОЧНЫЕ НАПРЯЖЕНИЯ В ПОЛИКРИСТАЛЛИЧЕСКОЙ АЛМАЗНОЙ ПЛЕНКЕ

С.П. Панова, магистрант

Научный руководитель С.А. Линник, к.т.н., инж.-исследователь ИШНПТ НИ ТПУ

г. Томск, ТУСУР, каф. ФЭ, sofya.panova.312@mail.ru

Алмаз обладает уникальными характеристиками, такими как высокая твердость и износостойкость, хорошая теплопроводность, низкий коэффициент трения и теплового расширения, а также является идеальным материалом покрытия для режущего инструмента. Основным препятствием в применении алмаза в качестве функционального покрытия твердосплавного инструмента является его недостаточная адгезия к кермету. Суть проблемы заключается в том, что Со является катализатором образования неалмазной фазы углерода, что при высоких температурах приводит к разрушению алмаза на границе контакта алмаз/твердый сплав. Помимо этого, причиной недостаточной адгезии являются остаточные напряжения, оказывающие воздействие на его микротвердость, износостойкость и наиболее важный параметр для алмазного покрытия – адгезионную прочность. Остаточные напряжения зависят от следующих факторов: параметров синтеза пленки и ее толщины. На сегодняшний день очень важно получать высокоадгезионные алмазные покрытия с низкими остаточными напряжениями [2].

В качестве подложек использовали монокристаллический Si (100) размером 15×5×0,38 мм и твердый сплав (WC-10 мас.% Co) размером Ø20×5 мм.

Перед осаждением подслоев подложки промывались в ацетоне. Для удаления поверхностного кобальта (для образцов твердого сплава) провели процедуру травления, состоящую из двух этапов. Сначала подложки WC-Co обрабатывались частицами SiC (FEPA 400) и затем промывались в ацетоне. После этого, подложки помещались в ультразвуковую ванну в водный раствор HNO₃: H₂O (3: 2) при температуре 60 °C на 1 мин. После химического травления образцы твердого сплава обрабатывались ультразвуком в дистиллированной воде в течение 10 мин, а затем в ацетоне в течение 10 мин.

Для получения пленок Al-Si-N с различным содержанием Al использовалась установка магнетронного напыления покрытий, включающая в себя две магнетронно-распылительные системы с мишенями Al/Si и Al. Al/Si-мишень распылялась импульсами высокой мощности (HIPIMS), а мишень из Al распылялась при постоянном токе (DC). В обоих случаях мишени представляли собой диски диаметром 100 мм. Чистота мишеней составляла 99,9%. Для напыления пленок использовались следующие параметры: напряжение разряда $U_d = 900$ B, период импульса $\tau = 10$ мкс, частота импульсов f = 2 кГц, температура подложки $T_s = 400$ °C, расстояние от подложки до мишени $d_{s-t} = 100$ мм, поток аргона $\phi_{Ar} = 100 \text{ см}^3/\text{мин}$, поток азота $\phi_N = 100 \text{ см}^3/\text{мин}$, давление аргона $p_{Ar} = 0,133$ Па и давление азота $p_N = 0,5$ Па. Содержание A1 в пленке AlSiN варьировалось за счет изменения мощности на Аl-мишень в диапазоне 0,5-2 кВт. Перед осаждением подслоев поверхность подложек подготавливали плазмохимическим травлением с использованием источника катодной плазмы в течение 15 мин $(I_{\text{heat}} = 80 \text{ A}, I_{\text{dis}} = 40 \text{ A}, U_{\text{s}} = -300 \text{ B}).$

Перед процедурой синтеза алмазных покрытий все образцы были засеяны алмазными наночастицами (4 нм), диспергированными в ацетоне, в ультразвуковой ванне в течение 10 мин. Синтез поликристаллических алмазных покрытий выполнялся с использованием HFCVD-метода (метод осаждения материалов из газовой фазы с термической активацией газовой смеси).

Расстояние между вольфрамовыми нитями (Ø 0,16 мм) и подложками составляло 10 \pm 0,5 мм. Температура подложки во время осаждения поддерживалась на уровне 800 \pm 25 °C. Контроль температуры осуществлялся с поомщью инфракрасного тепловизора (ULIRvision TI170). Давление в реакторе во время осаждения поддерживали на уровне 20 \pm 1 торр (Pfeiffer Vacuum CMR 372), ток – 6,5 \pm 0,01 A на нить.

Результаты расчетного распределения напряжений по формуле Стоуни в тонкой пленке алмаза, синтезированного с подслоем AlSiN и без него, показаны на рис. 1. Остаточные напряжения в подслое AlSiN составили -0.81 ГПа. Установлено, что общее остаточное напряжение в системе алмаз-подслой оtot постепенно уменьшается с увеличением толщины пленки и достигает наименьшего значения $\sigma_{tot} = -0.49$ ГПа на поверхности пленки. Остаточные напряжения в алмазной пленке значительно ниже отот, включающего в себя $\sigma_{bottom} = -0,47$ ГПа на границе взаимодействия AlSiN-алмаз и $\sigma_{top} = -0,38$ ГПа на поверхности алмазной пленки. Такая зависимость напряжения от толщины подтверждается в работе [3]. Общее остаточное напряжение уменьшается с увеличением толщины алмазной пленки. Как правило, в случае, когда толщина пленки много меньше чем толщина подложки, термические напряжения является доминирующими для системы поликристаллическая алмазная пленка / подложка и всегда имеют сжимающий характер.



Рис. 1. Общее распределение напряжений σ_{tot} (красная пунктирная линия) и напряжения в пленке AlSiN σ_{AlSiN} и алмазных σ_{top}, σ_{bottom} пленках (белые линии)

Это объясняется чрезвычайно низким ТКР (температурный коэффициент расширения) алмаза. С увеличением толщины алмазной пленки происходит рост внутренних напряжений, в результате уменьшается значение полного остаточного напряжения [4]. Следует отметить, что значение остаточного напряжения для системы алмаз / Si-подложка может уменьшаться до нуля и далее возрастать, изменяя знак «–» на «+» (с сжимающих на растягивающие). В свою очередь, в системе алмаз / WC-Со остаточные напряжения уменьшаются с увеличением толщины пленки и становятся постоянными без изменения знака [1].

Алмазная пленка без подслоя AlSiN обладает большими остаточными напряжениями на границе взаимодействия Si–алмаз $\sigma_{bottom} =$ = -0,65 ГПа и более низкими напряжениями отот. Результирующие значения оботот, σ_{top} и σ_{tot} показывают, что синтезированная алмазная пленка без подслоя AlSiN испытывает напряжения значительно выше по сравнению с системой алмаз–AlSiN. Это объясняется тем,

что TKP AlSiN имеет среднее значение между алмазом и кремнием.

На рис. 2 показано значение полного остаточного напряжения в алмазной пленке от концентрации Al в AlSiN.

Рис. 2. Общее сжимающее напряжение в системе Si-AlSiN-алмаз в зависимости от соотношения мощностей мишеней Al и Si–Al в подслое AlSiN для различных толщин алмазной пленки



Напряжение в алмазной пленке (σ_D) толщиной 2 мкм непрерывно растет с увеличением концентрации Al от значения $\sigma_D \approx -0,27$ ГПа до $\sigma_D \approx -0,55$ ГПа. Однако дальнейшее увеличение концентрации Al дает приблизительно постоянное значение остаточного напряжения пленки алмаза $\sigma_D \approx -0,55$ ГПа в пленке подслоя. Аналогичные зависимости роста напряжения показаны для алмазной пленки толщиной 6 мкм, при этом остаточные напряжения в этом случае значительно ниже. Величина остаточного напряжения, измеренная в данной работе, значительно ниже, чем значения, представленные в работах [1, 5].

Тенденция увеличения напряжения в пленке объясняется изменением структуры подслоя. В работах Патчиедера (Patchieder) показана зависимость структуры AlSiN от отношения Al / Si. Проделав данную серию экспериментов, можно предположить, что AlSiN меняет структуру от полностью аморфного до нанокристаллического AlN в матрице Si₃N₄ за счет изменения концентрации Al.

ЛИТЕРАТУРА

1. Xu Z., Lev L., Lukitsch M., Kumar A. Analysis of residual stresses in diamond coatings deposited on cemented tungsten carbide substrates // J. Mater. Res. -2007. – Vol. 22. – P. 1012–1017.

2. Meixner M., Klaus M., Genzela Ch., Reimersb W. Residual stress analysis of diamond-coated WC-Co cutting tools: separation of film and substrate information by grazing X-ray diffraction // J. Appl. Cryst. -2013. - Vol. 46. - P. 1323–1330.

3. Kim J.G., Yu J. Measurement of Residual Stress in Diamond Films Obtained Using Chemical Vapor Deposition // Jpn. J. Appl. Phys. – 1998. – Vol. 37. – P. L890–L893.

4. Guo C.Q., Pei Z.L., Fan D. et al. Predicting multilayer film's residual stress from its monolayers // Mater. Des. – 2016. – Vol. 110. – P. 858–864.

5. Hua C., Yan X., Wei J. Et al. Intrinsic stress evolution during different growth stages of diamond film // Diam. Relat. Mater. – 2017. – Vol. 73. – P. 62–66.

ОПТИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ПЛЕНОК ІТО

А.Е. Петрюк, студентка

Научный руководитель С.В. Смирнов, проф. каф. ФЭ, д.т.н. г. Томск, ТУСУР, каф. ФЭ, petryuk.alena.325@mail.ru Проект ГПО ФЭ-1203 «Спектральные методы анализа тонких диэлектрических пленок»

ITO (indium tin oxide) – оксид индия, легированный оловом, представляющий собой проводящий материал электронного типа проводимости, который сочетает в себе высокую электропроводность и прозрачность в видимом диапазоне [1].

В настоящее время покрытия на основе оксида индия-олова используются для создания светодиодов ИК-диапазона. Благодаря способности отражать ИК-излучение, пленки оксида индия-олова можно использовать в теплозащите. Такие покрытия наносят на автомобильные и авиационные стёкла в качестве нагревательных элементов для предотвращения обледенения и запотевания [2].

Целью работы является исследование оптических свойств пленок ITO, полученных методом магнетронного распыления. Магнетронное распыление – технология нанесения тонких пленок на подложку с помощью распыления мишени в плазме магнетронного разряда – ди-

одного разряда в неоднородных скрещенных электрическом и магнитном полях [3].

В качестве образцов для исследования использовались пленки оксида индия, легированного оловом, толщиной 100 нм на подложках из высокоомного монокристаллического кремния. Пленки получали методом магнетронного распыления из компактной мишени на постоянном токе. Распыление производилось в смеси газов аргона и кислорода:

Ar : $O_2 = 95\%$: 5% – образец №1,

Аг : О₂ = 90% : 10% – образец №2,

Аг : О₂ = 85% : 15% – образец №3.

После напыления образцы отжигались в атмосфере азота при температуре 600 °C в течение 25 мин. Исследования оптических свойств проводилось методом Фурье-спектроскопии (спектрометр FT-801, Россия).

Были получены спектры зависимости коэффициентов пропускания и отражения покрытий от частоты в инфракрасном диапазоне. На рис. 1 представлены спектры пропускания образцов в ближней и средней области диапазона.



Рис. 1. Спектры пропускания: *I* – образец № 1 с содержанием кислорода 5%; 2 – образец № 2 с содержанием кислорода 10%; *3* – образец № 3 с содержанием кислорода 15%

Из графиков следует, что пленки с большим содержанием кислорода в атмосфере напыления обладают большим коэффициентом пропускания и большей прозрачностью. Их значения в видимой области для 1-го образца – 70 %, для 2-го образца – 25%, для 3-го образца – 85%.

Полученные пленки ITO обладают показателем преломления: n = 1,97-2,06.

На рис. 2 приведены спектры отражения для образцов № 1, 2, 3.



Рис. 2. Спектры отражения: *1* – образец № 1 с содержанием кислорода 5%; *2* – образец № 2 с содержанием кислорода 10%; *3* – образец № 3 с содержанием кислорода 15%

Из графиков можно определить значения коэффициентов отражения для видимой области спектра: для образца № 1 – 15%, для образца № 2 – 6%, для образца № 3 – 24 %. В ближней инфракрасной и видимой области оптического диапазона коэффициент отражения больше, чем в средней ИК-области.

Полученные пленки ITO позволяют использовать их в производстве светодиодов ИК-диапазона [2].

ЛИТЕРАТУРА

1. Youn J. Kim Effect of oxygen flow rate on ITO thin films deposited by facing targets sputtering / J. Youn, Su B. Jin, Sung I. Kim, Yoon S. Choi // Thin Solid Films. -2010. - Vol. 518. - P. 6241.

2. Закирова Р.М. Разработка метода модификации свойств ITO пленок ионно-лучевой обработкой при реактивном ВЧ-магнетронном напылении: дис. ... канд. физ.-мат. наук. – 2013. – 128 с.

3. Снежко Н.Ю. Создание и исследование функциональных наноструктурных композиционных покрытий $In_2O_3(SnO_2)$ и $ZrO_4(Y_2O_3)$: дис. ... канд. физ.-мат. наук. – 2014. – 136 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ГЕОМЕТРИИ ТЕСТОВЫХ ТLM-СТРУКТУР НА ИЗМЕРЕНИЕ УДЕЛЬНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ОМИЧЕСКИХ КОНТАКТОВ

А.Ю. Рахов, студент

Научный руководитель О.Ю. Малаховский, гл. конструктор 42-й лаб. 4-го отд. АО «НИИПП», к.ф-м.н.

г. Томск, ТУСУР, каф. ФЭ, rakhov94@gmail.com

Один из самых распространенных методов измерения контактного сопротивления, учитывающий токи растекания, – метод длины переноса (Transmission Line Method – TLM). Существует линейная (LinearTransmission Line Method – LTLM) и радиальная (Circular Transmission Line Method – CTLM) модификации этого метода, которые позволяют использовать контактные площадки разной геометрии: LTLM – линейная геометрия, CTLM – радиальная геометрия [1].

Целью данной работы является исследование влияния формы и размеров тестовых структур на измерение удельного контактного сопротивления с помощью TLM-методов и нахождение оптимальных геометрических параметров тестовой структуры.

Для измерения контактного сопротивления необходимо изготовить тестовые структуры омических контактов. Для этого в программе AutoCAD был изготовлен рисунок для шаблона с тестовыми структурами: LTLM и CTLM и др.

Затем был изготовлен сам фотошаблон, с помощью которого изготавливаются тестовые структуры. На рис. 1 показана получившаяся структура.



Рис. 1. Получившаяся тестовая структура

В верхней части рис. 1 представлены два варианта контактных площадок для линейного метода, длины переноса у которых: 1) L = 50 мкм, W = 1650 мкм; 2) L = 50 мкм, W = 500 мкм. Так как оба этих варианта удовлетворяют условиям метода (L << W), было решено проверить, будет ли разница при измерении с L = 1650 мкм и L = 500 мкм. В нижней части рисунка представлены два типа наборов радиальных контактов для радиального метода длины переноса. В данной работе рассматривался только набор контактов с постоянным внутренним радиусом r_1 и меняющимся внешним радиусом r_2 ($r_1 = 50$ мкм, $r_2 = 62,5$; 75; 100; 150; 250 мкм). По измеренным значениям сопротивления контактов для ТLM-методов строилась зависимость, как на рис. 2, по которой находились: L_t – длина переноса – расстояние, на котором ток уменьшается в e раз, мкм; R_c – контактное сопротивление, Ом; R_s – поверхностное сопротивление полупроводникового слоя за пределами области контакта, Ом.



Удельное контактное сопротивление для LTLM находится по формуле [2]

$$o_c = L_T \cdot R_S \cdot W.$$

По модели CTLM сопротивление, измеренное между контактами, определяется как [3]

$$R_S = \frac{\triangle R}{\triangle d} \cdot 2\pi \eta,$$

где d – расстояние между контактами, $d = r_2 - r_1$.

Удельное контактное сопротивление для CTLM находилось по формуле [3]

$$\rho_c = L_T^2 \cdot R_S.$$

В табл. 1 приведены результаты измерений для двух типов омических контактов. Для LTLM-структуры с W = 1650 мкм удельное контактное сопротивление обозначили ρ_{c1} , для LTLM-структуры с W = 500 мкм – ρ_{c2} , для CTLM-структуры с $r_1=25$ мкм – ρ_{c3} .

Таблица 1

Удельное контактное сопротивление	NiAu+отжиг	NiAu+отжиг+NiAu
$\rho_{c1}, OM \cdot CM^2$	0,00039	0,00075
$\rho_{c2}, OM \cdot CM^2$	0,000138	0,0003
ρ_{c3} , Ом · См ²	0,00026	0,00067

Расчетные значения сопротивлений

В табл. 2 приведено соотношение удельных контактных сопротивлений для исследуемых контактов.

Таблица 2

Отношение для р _с	Si-NiAu+отжиг	Si-NiAu+отжиг+NiAu	Среднее значение
ρ_{c1}/ρ_{c2}	2,8	2,5	2,65
ρ_{c1}/ρ_{c3}	1,5	1,12	1,31
ρ_{c2}/ρ_{c3}	0,53	0,44	0,48

Соотношение удельных сопротивлений для разных тестовых структур

Из табл. 2 видно, что удельное контактное сопротивление для тестовой структуры с длиной контактов W = 1650 мкм в среднем в 2,65 раза больше, чем у структуры с W = 500 мкм, и в 1,31 раза больше, чем у СТLМ-структуры с постоянным внутренним радиусом $r_1 = 25$ мкм.

Было предположено, что такое большое сопротивление у структуры с W = 1650 мкм обусловлено большим влиянием погонного сопротивления металлизации, чем у структуры с W = 500 мкм. У структуры CTLM-метода с $r_1 = 25$ мкм сопротивление больше, чем у LTLM с W = 500 мкм, было предположено, что тестовая структура с такой геометрией после изготовления имеет плохое качество контакта из-за слишком маленького внутреннего радиуса r_1 . Поэтому наиболее оптимальным методом является структура LTLM с W = 500 мкм.

Заключение. В данной работе был разработан фотошаблон с тестовыми структурами TLM-методов с разной геометрией для измерения удельного контактного сопротивления. Удельное контактное сопротивление было измерено и установлен наиболее оптимальный метод – LTLM с W = 500 мкм.

ЛИТЕРАТУРА

1. Новицкий С.В. Методологические аспекты измерения удельного контактного сопротивления TLM-методом с линейной и радиальной геометрией контактов // Петербургский журнал электроники. – 2013. – № 3. – С. 59–70.

2. Козловский Ю.В., Концевой Ю.А., Груздов В.В. Контроль новых технологий в твердотельной СВЧ-электронике. – М.: Техносфера, 2016. – С. 118–119.

3. Lim Woon Chi. Metal contact stop-type gallium nitride // National university of Singapore. – 2005. – C. 25–30.

ВЛИЯНИЕ ДАВЛЕНИЯ РАБОЧЕГО ГАЗА И ЭМИССИОННОГО ТОКА НА ОБРАТНЫЙ ИОННЫЙ ПОТОК ПРИ ГЕНЕРАЦИИ ИМПУЛЬСНОГО ЭЛЕКТРОННОГО ПУЧКА В ФОРВАКУУМЕ

А.В. Казаков, инж.-исследователь; А.В. Медовник, доцент; Д.А. Романова, студентка каф. ЭП

г. Томск, ТУСУР, каф. физики, andrykazakov@gmail.com

Форвакуумные плазменные источники позволяют осуществлять непосредственную электронно-лучевую обработку диэлектрических материалов [1]. В частности, импульсный широкоапертурный электронный пучок, генерируемый в форвакуумном диапазоне давлений (3–30 Па), позволяет осуществлять поверхностную модификацию полимерных материалов [2].

Параметры и устойчивость работы плазменных источников существенно зависят от процессов, происходящих в области формирования и транспортировки электронного пучка [3]. В частности, при лавлениях рабочего газа (остаточной атмосферы) более 10⁻² Па сушественное влияние на параметры источников оказывает обратный ионный поток из области ускорения и транспортировки электронного пучка [4]. Функционирование плазменных источников становится еще более подверженным данному влиянию при переходе в форвакуумную область давлений. Исследования обратного ионного потока проводились для импульсного форвакуумного плазменного источника, генерирующего относительно слаботочный (ток эмиссии менее 6 А) электронный пучок при малой эмиссионной апертуре (не более 10 мм) [5]. В то же время при генерации широкоапертурного сильноточного электронного пучка в форвакууме исследования особенностей формирования обратного ионного потока не проводились. В связи с этим цель настоящей работы заключалась в исследовании влияния давления рабочего газа и эмиссионного тока на формирование обратного ионного потока при генерации импульсного широкоапертурного сильноточного электронного пучка в форвакуумном диапазоне давлений.

Экспериментальная установка и методика эксперимента. Схема проведения эксперимента представлена на рис. 1. В исследованиях использовался форвакуумный плазменный источник [6], обеспечивающий генерацию импульсного широкоапертурного сильноточного электронного пучка. Плазменный источник размещался на фланце вакуумной камеры. Откачка камеры осуществлялась механическим насосом, а рабочее давление *p* регулировалось подачей газа (воздух) в вакуумную камеру. Для питания форвакуумного источника электронов использовались импульсный блок питания разряда и высоковольтный источник постоянного ускоряющего напряжения. Ток I_e эмиссии электронов регулировался током I_d разряда, который варьировался в диапазоне $I_d = 20-60$ А. В экспериментах длительность импульса τ_d составляла 300 мкс, ускоряющее напряжение U_a составляло 8 кВ. Измерение токов I_d и I_e осуществлялось трансформаторами тока, установленными в соответствующих электрических цепях. Для измерения плотности тока j_i обратного ионного потока использовался зонд, установленный в плоскости эмиссионного электрода и сдвинутый на 12 мм относительно оси симметрии источника, и трансформатор тока, который измерял ток I_i обратных ионов цепи зонда.



Результаты экспериментов и их анализ. На рис. 2 представлены зависимости плотности тока j_i обратного ионного потока от тока I_e эмиссии электронов (*a*) и от давления *p* рабочего газа (δ).



Рис. 2. Зависимости плотности тока j_i обратных ионов от тока I_e эмиссии при давлении p = 8 Па (*a*) и от давления p рабочего газа при токе $I_e = 30$ A (δ)

Плотность тока j_i обратных ионов практически линейно зависит от тока I_e эмиссии электронов (рис. 2, *a*), что, очевидно, обусловлено ростом числа актов ионизации молекул рабочего газа вследствие увеличения плотности тока j_e электронного пучка. Как показали исследования, увеличение давления p рабочего газа при неизменном токе эмиссии (I_e = const) приводит к росту плотности тока j_i обратных ионов (рис. 2, δ). Влияние давления p на плотность тока j_i обусловлено увеличением выхода ионизации z_i , т.е. количества ионизаций, происходящих в единице объема за 1 с, поскольку z_i прямо пропорционально зависит от концентрации n_g атомов и молекул рабочего газа ($p = n_g \cdot k \cdot T$, k – постоянная Больцмана, T – температура газа) [3]. При этом в условиях генерации широкоапертурного импульсного электронного пучка в форвакуумном диапазоне давлений плотность тока j_i обратных ионов не превышает 10–11% от плотности тока j_e электронного пучка. Полученные результаты согласуются с работой [5].

Заключение. Проведены исследования влияния давления рабочего газа и эмиссионного тока на формирование обратного ионного потока при генерации импульсного широкоапертурного сильноточного электронного пучка в форвакуумном диапазоне давлений. Установлено, что увеличение эмиссионного тока и давления рабочего газа приводит к росту плотности тока обратного ионного потока. В условиях эксперимента плотность тока обратных ионов не превышала 10– 11% от плотности тока электронного пучка.

Работа выполнена при поддержке гранта Президента Российской Федерации МК-2703.2017.8. А.В. Казаков является участником программы Министерства образования и науки РФ для научно-технических сотрудников на постоянной основе, проект № 3.8705.2017/7.8.

ЛИТЕРАТУРА

1. Burdovitsin V.A. et al. Electron beam treatment of non-conducting materials by a fore-pump-pressure plasma-cathode electron beam source // Plasma Sources Science and Technology. -2010. - Vol. 19, No. 5. - P. 055003.

2. Казаков А.В. и др. Структура поверхности полипропилена при облучении импульсным электронным пучком в форвакуумном диапазоне давлений // Доклады ТУСУРа. – 2014. – № 4 (34). – С. 56–59.

3. Окс Е.М. Источники электронов с плазменным катодом: физика, техника, применения. – Томск: Изд-во НТЛ, 2005. – 216 с.

4. Koval N.N. et al. Effect of intensified emission during the generation of a submillisecond low-energy electron beam in a plasma-cathode diode // IEEE Transactions on Plasma Science. -2009. – Vol. 37, No. 10. – P. 1890–1896.

5. Медовник А.В., Бурдовицин В.А., Окс Е.М. Формирование импульсного электронного пучка в системе с плазменным катодом в форвакуумной области давлений // Известия вузов. Физика. – 2010. – Т. 53, № 2. – С. 27–32.

6. Казаков А.В., Бурдовицин В.А., Медовник А.В., Окс Е.М. Форвакуумный импульсный плазменный источник электронов на основе дугового разряда // Приборы и техника эксперимента. – 2013. – № 6. – С. 50–53.

ФОРМИРОВАНИЕ СУБМИКРОННЫХ СТРУКТУР ДЛЯ GaAs Сверхвысокочастотных монолитных интегральных схем методом проекционной литографии

В.В. Шадрин, студент

Научный руководитель С.В. Ишуткин, к.т.н., вед. инж. научно-образовательного центра «Нанотехнологии» г. Томск, ТУСУР, каф. физ. электроники, ishsv@mail.ru, vldmr.fv@gmail.com

В работе представлены результаты исследования метода формирования субмикронных структур для СВЧ-МИС. Определены геометрические размеры и характер получаемого рельефа и составлены карты разброса размеров элементов.

Формирование затворов является ключевой операцией технологического маршрута изготовления СВЧ-транзисторов и монолитных интегральных схем (МИС) на их основе. Для достижения высоких рабочих частот и низкого уровня шумов транзисторов требуется уменьшение длины затворов при обеспечении низкого значения сопротивления их металлизации.

Обычно Т-образные затворы 0,25 мкм изготавливаются с использованием электронно-лучевой литографии, имеющей электронный пучок Гауссова сечения. Причем разрешающая способность данного метода во многом определяется энергией электронов, которая ограничена техническими характеристиками.

Но инструмент прямой записи электронно-лучевой литографии очень дорог и обладает ограниченной пропускной способностью. В последние годы технология получения 0,25 мкм затвора была реализована с использованием устройства i-line stepper с диэлектрическим вспомогательным слоем или с использованием глубокого ультрафиолета [1, 2]. Эти подходы либо с высоким уровнем сложности, либо с относительно высокой стоимостью. В данной работе представлены результаты получения субмикронных структур для формирования Т-образных затворов для GaAs CBЧ-интегральных схем с использованием установки проекционной фотолитографии i-line stepper.

Цель данной работы заключается в разработке технологии формирования элементов с минимальными размерами 150–250 нм для СВЧ-МИС.

Методика эксперимента. В эксперименте была использована подложка полуизолирующего арсенида галлия диаметром 100 мм с нанесенным на поверхность диэлектриком Si_3N_4 . На подложке методом центрифугирования формировалась пленка резиста марки JSR

9656 толщиной 0,8 мкм. Экспонирование проводилось на установке проекционной литографии NIKON NSR-2205i12 на І-линии ртутной лампы.

На рис. 1 представлено микроскопическое изображение непроэкспонированных участков резиста JSR 9656 между двумя областями экспонированных элементов в топологии, расстояние между которыми составляло 240 нм.



Рис. 1. Микроскопическое изображение непроэкспонированных участков резиста JSR 9656 между двумя областями экспонирования; ширина линии 190 нм

После проявления в водном растворе гидрооксида тетраметиламмония (ТМАН) и плазмохимической очистки были получены элементы шириной порядка 190 нм. Из рис. 1 видно, что получаемые элементы обладают однородным размером по всей длине. Следующим этапом было нанесение на подложку методом электронно-лучевого испарения слоя никеля толщиной 30 нм для формирования металлической маски методом взрывной литографии, через которую производилось травление нитрида кремния: полученные элементы представлены на рис. 2. Достигнут размер окна у основания затвора, равный 200 нм.

В результате проведенной работы была получена статистика распределения размеров элементов топологии по пластине. Статистика показана на рис. 3, из которой видно, что, несмотря на разброс размеров, они лежат в желаемом диапазоне.



Рис. 2. Микроскопическое изображение металлической маски с протравленным каналом в диэлектрике; ширина основания 200 нм



Рис. 3. Карта распределения размера элемента по подложке

Анализ результатов. В ходе исследования метода получения субмикронных структур было получено:

1. Методом проекционной фотолитографии получена однослойная резистивная маска с размерами элементов 190 нм.

2. Используя полученную резистивную маску, была сформирована металлическая маска для травления щели в диэлектрике с размером окна 200 нм, при этом среднеквадратичное отклонение размеров по пластине составило 15 нм.

ЛИТЕРАТУРА

1. Wei-Chou Wang. Development and Control of a 0.25 μ m Gate Process Module for AlGaN/GaN HEMT Production / Wei-Chou Wang, Chia-Hao Chen, Jhih-Han Du // Proc. CS MANTECH Conf., May 2014. – P. 5.

2. Ahmeda M.M. Novel electron beam lithography technique for submicron T-gate fabrication / M.M. Ahmeda, H. Ahmed // Journal of Vacuum Science & Technology B, Nanotechnology and Microelectronics: Materials, Processing, Measurement, and Phenomena. – 1997. – Vol. 15. – P. 5.

ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ ПОТЕРЬ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ РАЗМЕРА ПЯТНА *Р.Ю. Шагеев, студент*

Научный руководитель И.В. Кулинич, инж.-технолог 1-й кат. AO «МИКРАН» г. Томск, ТУСУР, shageevr@gmail.com

В данной работе представлено исследование зависимости величины потерь в волноводах преобразователя размера пятна от геометрии устройства, а именно зазора между волноводами в области делителя электромагнитной волны. В ходе работы был смоделирован преобразователь размера пятна в ПО для мультифизического моделирования COMSOL Multiphysics® и исследована зависимость потерь.

Преобразователь размера пятна. В общем случае в оптике преобразователь размера пятна (в англоязычной литературе spot-size converter) представляет собой волновод, размеры которого меняются так, что происходит изменение ширины распространяющегося пучка света. Такой преобразователь используется в интегральной оптике для снижения оптических потерь при совмещении волноводов и источников излучения [1].

Волновод А



Делитель света. Одной из реализаций принципа работы преобразователя размера пятна является делитель света.

Рис. 1. Схема преобразователя размера пятна

На рис. 1 представлено схематичное изображение преобразователя размера пятна. Благодаря такой конструкции можно управлять не только размером пучка света, но и направлением его распространения в структуре. Результаты эксперимента. Для исследования данной проблемы была построена модель преобразователя размера пятна, в данном слу-

чае выполняющего роль делителя света (таблица).

Рис. 2. Преобразователь размера пятна как делитель света



Сравнение потерь в волноводах проводилось при нулевом смещении, т.е. учитывалась только геометрия прибора.

incip	n npeoopusobu	i cini pusiticpu na ina		
Парамет	р	Значение		
Длина вол	ны	1550 нм		
Покоротони		GaAs/AlGaAs		
показатель	сердцевины	3,43		
преломления	оболочки	3,38		
Электрооптический	коэффициент	1,5 пм/В		
Диэлектрическая пр	оницаемость	12		

Параметры преобразователя размера пятна

На рис. 3 представлена зависимость потерь в делителе от ширины зазора между волноводами.



ис. 5. зависимость потерь в делителе от ширины зазора между волноводами на примере арсенида галлия
Из графиков видно, что при увеличении ширины зазора между волноводами увеличиваются электромагнитные потери в преобразователе размера пятна. Существует критический размер, при котором электромагнитная волна разделяется в волноводах ровно пополам, и дальнейшее уменьшение этого размера приводит к увеличению потерь.

Данное исследование должно помочь при построении геометрии и дальнейшей разработке интегрального делителя света.

ЛИТЕРАТУРА

1. Карнаушкин П.В., Пономарев Р.С. Волоконный световод с конусной линзой для ввода излучения в волновод малого диаметра // Вестник Перм. унта. Физика. – 2017. – № 1 (35). – С. 54–63.

ВИЗУАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ДАННЫХ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА ХИМИКО-МЕХАНИЧЕСКОЙ ПЛАНАРИЗАЦИИ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ ПОВЕДЕНЧЕСКОЙ МОДЕЛИ

А.А. Попов, Д.В. Билевич, Т.Ю. Сидорюк, магистранты

Научный руководитель А.С. Сальников, доцент каф. ФЭ, к.т.н. г. Томск, ТУСУР, каф. ФЭ, part.94@yandex.ru

В настоящее время с ростом степени интеграции полупроводниковых микросхем повышаются требования к планарности рельефа подложки на протяжении всего технологического маршрута. Планаризация – это процесс, используемый при изготовлении полупроводниковых интегральных схем и предназначенный для уменьшения перепада высоты между низшими и высшими точками рельефа на подложке вплоть до получения полностью плоской поверхности по всей её площади.

При изготовлении современных сверхбольших интегральных схем в качестве технологического процесса планаризации используется химико-механическая полировка, или планаризация (ХМП) [1].

На рис. 1 представлена схема установки для реализации процесса химико-механической планаризации. Основным элементом установки является стол, на поверхности которого закреплён полировальник, изготовленный из достаточно мягких синтетических материалов с развитой пористой поверхностью.

К поверхности полировальника с контролируемым усилием прижимается полируемая пластина, закреплённая с помощью плёнкиносителя во вращающемся вокруг собственной оси держателе (головке). На поверхность полировальника через специальный диспенсер подаётся жидкая суспензия, включающая в свой состав жидкий химический реагент и абразивный порошок с нужным размером твёрдых частиц.



Рис. 1. Схема установки химико-механической полировки

Также в состав установки входит кондиционер, представляющий собой вращающийся абразивный алмазный диск. Кондиционер предназначен для выравнивания поверхности полировальника, поскольку во время полировки пластины последний изнашивается и перед каждым новым процессом требуется выравнивать его поверхность. Операция планаризации полировальника называется кондиционированием и выполняется посредством удаления изношенного слоя полировальника абразивом кондиционера.

В качестве объекта исследования выступали данные, полученные с фабрики по производству полупроводниковой микроэлектроники [2]. Данные представляли собой результаты измерений основных контролируемых параметров процесса ХМП (сила прижима пластины к полировальнику, температура стола, скорость вращения головки/стола, расход суспензии и др.) а также результаты измерений средней скорости удаления материала полируемого слоя (основной параметр, характеризующий эффективность процесса ХМП). Общее число обработанных подложек составило 1981 шт., количество режимов полировки: 2 (А и В), число камер обработки: 6.

Для первичного анализа был построен график средней скорости удаления материала полируемого слоя для всех подложек (рис. 2).



Рис. 2. Средняя скорость удаления материала полируемого слоя

для всех подложек

Из рис. 2 видно, что исходные данные содержат ошибки измерения: для нескольких подложек скорость удаления материала превосходит среднюю по всем подложкам более чем в 10 раз. После удаления выбросов (рис. 3) на графике средней скорости удаления материала отчётливо прослеживается изменение данного параметра в зависимости от режима полировки.



Средняя скорость удаления материала полируемого слоя

Рис. 3. Средняя скорость удаления материала полируемого слоя для всех подложек после удаления выбросов

Одним из критических моментов построения точной поведенческой модели технологического процесса является соразмерность данных. Из рис. 3 видно, что некоторые подложки обрабатывались в режиме, где скорость удаления материала превосходит среднюю. В процессе исследования было установлено, что данные подложки обрабатывались в режиме А в камерах 1–3 (рис. 4). Дальнейший анализ показал, что остальные подложки обрабатывались в двух режимах: А (камеры 4–6) и В (камеры 1–3).



Средняя скорость удаления материала полируемого слоя

Рис. 4. Средняя скорость удаления материала полируемого слоя для всех подложек в различных камерах

Таким образом, в результате проведения визуального анализа данных были выявлены три режима химико-механической полировки. Дальнейшее исследование будет направлено на построение трёх поведенческих моделей [3] процесса химико-механической полировки в соответствии с определёнными режимами с целью предсказывания средней скорости удаления материала полируемого слоя на основе данных с датчиков установки ХМП.

ЛИТЕРАТУРА

1. Данилина Т.И. Технология кремниевой наноэлектроники: учеб. пособие / Т.И. Данилина, В.А. Кагадей, Е.В. Анищенко. – Томск: В-Спектр, 2011. 265 с.

2. PHM Data Challenge 2016 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.phmsociety.org/events/conference/phm/16/data-challenge (дата обращения: 10.02.2018).

3. Попов А.А., Билевич Д.В., Сидорюк Т.Ю., Сальников А.С. Изучение подходов к построению поведенческих моделей технологического процесса // Матер. Междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР–2017», Томск, 10–12 мая 2017 г. – Томск: В-Спектр, 2017. – Ч. 2. – С. 140–142.

ПОСТРОЕНИЕ БОЛЬШЕСИГНАЛЬНОЙ МОДЕЛИ НЕМТ-GaAs-ТРАНЗИСТОРА Д.В. Билевич, А.А. Попов, Т.Ю. Сидорюк, студенты; А.С. Сальников, доцент, к.т.н. г. Томск, ТУСУР, каф. ФЭ. bilevichdmitry@ya.ru

Современные требования к СВЧ-монолитным интегральным схемам (МИС) варьируются в большом диапазоне в зависимости от области их применения. Например, для военной и космической промышленности качество таких схем должно быть очень высоко. Достижения требуемого качества СВЧ-МИС возможно при изготовлении данных схем на основе транзисторов с высокой подвижностью электронов (HEMT – High Electron Mobility Transistor). При проектировании таких схем используются как малосигнальные, так и большесигнальные модели. Малосигнальные модели позволяют описать поведение транзистора в определённой рабочей точке на всём диапазоне рабочих частот в условиях низкой мощности сигнала. Большесигнальные модели применяются для описания поведения транзистора во всех рабочих точках одновременно при разных уровнях мощности сигнала [1].

На сегодняшний день известно несколько нелинейных моделей: CFET, EEHEMT, Angelov, каждая из которых позволяет описать требуемые характеристики [2]. Среди перечисленных моделей модель Angelov достаточно точно описывает характеристики транзисторов, изготовленных на основе GaAs и GaN, а также позволяет учитывать влияние электротермических эффектов.

Ниже представлены результаты построения большесигнальной модели транзистора. Модель строилась на основе измерений реального транзистора, изготовленного по GaAs-HEMT-технологии.

Изначально производилась экстракция параметров модели, отвечающих за поведение внутреннего источника тока I_{ds} . Для экстракции параметров использовалась ВАХ исследуемого транзистора. Данный процесс подробно описан в [3]. После экстракции параметров проводилась оптимизация экстрагированных параметров. Результаты оптимизации показаны на рис. 1.

Стоит отметить, что время, затраченное на получение модели внутреннего источника тока, невелико и составляет чуть меньше семи минут.

На следующем этапе построения модели проводилась экстракция внутренних и внешних параметров, отвечающих за поведение S-параметров транзистора. Данный набор параметров экстрагировался по ранее разработанному алгоритму, описанному в [4]. Единственное, стоит отметить, что для нахождения внутренних и внешних параметров использовался набор малосигнальных моделей.



Рис. 2. Сравнение модели и измерения: *a* – S11; *б* – S22

После экстракции внешних и внутренних параметров были найдены первые приближения для ёмкостных параметров, после чего проводилась многостадийная оптимизация. Результаты оптимизации показаны на рис. 2–4.

Для проверки построенной модели S-параметры сравнивались в рабочих точках транзистора, находящихся на нагрузочной прямой.

Получение данной модели транзистора заняло около часа. Также стоит отметить, что на данный момент процесс построения модели автоматизирован и при его проведении не требуется вмешательство инженера.



Частота, ГГц Рис. 3. Сравнение модели и измерения для параметра S12



Рис. 4. Сравнение модели и измерения для параметра S21

ЛИТЕРАТУРА

1. Aaen P., Bridges D. Pla J.A. Modeling and Characterization of RF and Microwave Power FETs. – Wood – U.K.: Cambridge Univ. Press, 2007. – 308 p.

2. Fager C., Rudolph M., Root D.E. Nonlinear Transistor Model Parameter Extraction Techniques. – Cambridge: U.K.: Cambridge Univ. Press, 2011. – 352 p.

3. Билевич Д.В. Экстракция параметров источника тока Ids в нелинейной модели / Д.В. Билевич, А.А. Попов, Т.Ю. Сидорюк // Матер. Междунар. науч.-техн. конф. «Электронные средства и системы управления». – Томск: В-Спектр, 2017.

4. Билевич Д.В. Построение линейной модели СВЧ-транзистора / Д.В. Билевич, А.А. Попов, Т.Ю. Сидорюк // Матер. Междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2017». – Ч. 2. – Томск: В-Спектр, 2017. – С. 117–120.

ИССЛЕДОВАНИЕ ДЕГРАДАЦИИ СВЕТОДИОДНЫХ МОДУЛЕЙ ПОД ДЕЙСТВИЕМ ВНЕШНИХ ФАКТОРОВ *Т.Ю. Замараева, студентка;*

В.В. Дохтуров, тех. директор ООО «Трион-Лед»

Научный руководитель С.В. Смирнов, проф. каф. ФЭ, д.т.н. г. Томск, ТУСУР, каф. ФЭ, tanyok71134@mail.ru

Ещё недавно светодиоды и LED-подсветка были знакомы немногим, но в настоящее время интерес к ним растёт с каждым днём. Под светодиодом (light-emitting diode) понимается полупроводниковый прибор, способный создавать оптическое световое излучение при прохождении через него электрического тока.

Стремительно растущая популярность светодиодных светильников обусловлена множеством самых различных факторов – это их экономичность, безопасность и высокая практичность (срок службы светодиодных матриц почти в сто раз превышает срок эксплуатации лампочки накаливания) [1].

Целью проведения данной работы является исследование деградации светодиодов и модулей для создания надежных светильников.

В данной работе были исследованы светодиодные модули RF18, подключенные к источнику питания Star 45-450 TR Flagman производства ООО «Трион-Лед». Основные типовые параметры исследуемых светодиодных модулей RF18: габаритные размеры 490×12, максимальный постоянный прямой ток 450 мА, напряжение 19 В, цветовая температура 4200 К, световой поток при токе 350 мА – 920 лМ, схема включения 3×6.



Рис. 1. Схема последовательного подключения

На каждом модуле размещается по 18 светодиодов. Светодиоды от фирмы «Рефонд» размером 5630 RF-H157Ds. Основные параметры светодиодов: обратное напряжение 5 В, максимальный прямой ток 150 мА, импульсный прямой ток 250 мА, рабочая температура от –30

до +85 °C, температура хранения от -40 до +100 °C, рассеяние мощности 420 мВт, корпус пластиковый.

Ускоренные испытания на надежность модулей проводились при температуре окружающей среды 65 °С в ненормируемой влажности, максимальном токе 450 мА, коэффициент ускорения 8. Произведен внешний осмотр модулей и сняты характеристики модулей до и после эксплуатации. На рис. 2 представлен внешний вид модуля до и после эксплуатации. Модуль проработал около 32000 ч.



Рис. 2. Внешний вид модуля до и после эксплуатации

Внешний осмотр модулей показал, что:

1. После эксплуатации окраска защитной маски изменилась, стала желтоватой.

2. Цвет припоя темный, вместо блестящего, что говорит о глубо-ком окислении.

3. Светодиоды легко отделяются от платы при легком нажатии на них, припой не держит механическое усилие.

Качество светодиодов после эксплуатации:

1. Поверхность серебряного покрытия внутри корпуса светодиода стала темного цвета вследствие его окисления.

2. Цвет люминофора стал более темный, чем в исходном состоянии.

В ходе работы была снята зависимость прямой ВАХ для 4 светодиодов до и после эксплуатации. На рис. 3 представлены прямые ВАХ светодиодов.





Рис. 3 (окончание). Прямая ВАХ светодиодов после работы около 32000 ч: *а* – после эксплуатации; *б* – до эксплуатации

После эксплуатации уменьшается рабочее напряжение светодиодов. Температура нагрева светодиода зависит от величины прямого падения напряжения, изменяющегося в зависимости от температуры кристалла. При несоблюдении температурных режимов воздействие высокой температуры сокращает срок службы светодиодов и влияет на цвет их свечения [2, 3].

Проведенные ускоренные испытания позволили выявить слабые места светодиодных модулей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Студенческая библиотека онлайн. Источник питания светодиодного светильника [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://studbooks.net/ 2355219/tehnika/postanovka_zadachi_proektirovanie (дата обращения: 26.02.2018).

2. Васильев И.В., Овчаров А.Т., Коржнева Т.Г. Альтернативная энергия // Проблемы надежности светодиодов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://alternativenergy.ru/tehnologii/321-neispravnosti-svetodiodov.html (дата обращения: 1.03.2018).

3. Вставская Е., Вставский А., Константинов В., Пожидай М. Особенность эксплуатации светодиода как высокоэффективного и надежного светоизлучающего элемента // Полупроводниковая светотехника. – 2011. – Вып. 5. – С. 56–57.

ОЦЕНКА КРИТИЧЕСКОЙ ТОЛЩИНЫ МЕТАЛЛИЗАЦИИ СБИС А.Д. Заречнев, студент

Научный руководитель Т.И. Данилина, проф. каф. ФЭ, к.т.н. г. Томск, ТУСУР, каф. ФЭ, Zzarechnev.a@yandex.ru

Произведена оценка критической толщины металлизации СБИС на основе субмикронных пленок алюминия за счет исследования электрических и оптических свойств. Установлена зависимость удельного поверхностного сопротивления и коэффициента отражения пленки от толщины металлизации.

Ведущее направление развития современной микроэлектроники направлено на увеличение степени интеграции элементов на кристалле и повышение быстродействия сверхбольших интегральных микросхем (СБИС) [1]. Одним из способов решения данной задачи является одновременное уменьшение всех размеров элементов, в том числе металлизации, что следует из закона масштабирования.

В данной работе были исследованы электрические и оптические свойства пленок алюминия и сделана оценка критической толщины, то есть толщины, при которой пленка становится несплошной и в результате чего ее сопротивление возрастает.

Исследования проводились на пленках алюминия (Al) в диапазоне толщин от 10 до 100 нм. Пленки напылялись методом электроннолучевого испарения в вакууме на установке ORION-В с контролем толщины при помощи кварцевого датчика. В качестве подложки использовались кремниевые пластины диаметром 70 мм. Для измерения сопротивления использовался четырехзондовый метод [2], а для исследований оптических свойств использовался сканирующий спектрометр «Спектроскан».

Предварительно были рассчитаны коэффициенты отражения от длины волны (λ), в диапазоне от 400 до 800 нм для системы Si – Al – воздух. Результаты расчетов представлены на рис. 1 в зависимости от толщины металлизации. На этом же рисунке представлены экспериментальные результаты измерений коэффициентов отражения (R_{orp}). Коэффициент отражения кремниевой подложки равен 0,34.

Из рис. 1 следует, что экспериментальная и расчетная кривые имеют схожий характер зависимости, при этом коэффициент отражения уменьшается от (0,91÷0,95) при толщине (60÷100) нм до (0,69÷0,75) при толщине 10 нм. Резкое уменьшение коэффициента отражения наступает в диапазоне толщин от 30 до 50 нм.

Для оценки критической толщины выполнены экспериментальные измерения сопротивления пленок. Результаты измерений удель-154 ного поверхностного сопротивления по подложке представлены в виде зависимости среднего значения ($\overline{\rho}_s$) от толщины пленки на рис. 2. На этом же графике отображена зависимость проводимости (σ) от толщины пленки, которая рассчитывалась на основе оптических исследований по уравнению из [3].

$$\sigma = \frac{\overline{16 \cdot \varepsilon_0 \cdot \pi \cdot c}}{\lambda \cdot (1 - R_{\text{orp}})},$$

где ε_0 – электрическая постоянная, Φ/M ; *с* – скорость света, M/c; σ – удельная электропроводность, См/м.



Рис. 2. Зависимости удельного поверхностного сопротивления и проводимости пленок Al от толщины

Характер зависимости проводимости (σ) от толщины пленки (см. рис. 2) соответствует зависимостям, представленным в работе [4].

В ходе работы установлено, что критическая толщина металлизации, при которой пленка алюминия (Al) еще является сплошной, находится в интервале от 30 до 50 нм.

На основе рис. 1, 2 рекомендуется выбирать толщину металлизации СБИС не менее 30 нм.

ЛИТЕРАТУРА

1. Громов Д.Г. Металлизация ультрабольших интегральных схем: учеб. пособие / Д.Г. Громов, А.И. Мочалов, А.Д. Сулимин, В.И. Шевяков. – М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2009. – 277 с.

2. Данилина Т.И. Технология тонкопленочных микросхем: метод. указание по выполнению лабораторных работ / Т.И. Данилина, Ю.В. Сахаров. – Томск: ТУСУР, 2007. – 64 с.

3. Стафеев С.К. Основы оптики: учеб. пособие / С.К. Стафеев, К.К. Боярский, Г.Л. Башнина. – СПб.: Питер, 2006. – 336 с.

4. Антонец И.В. Проводящие и отражающие свойства тонких металлических пленок / И.В. Антонец, Л.Н. Котов, С.В. Некипелов, Е.Н. Карпушев // Журнал технической физики. – Сыктывкар: СГУ, 2004. – Т. 74, вып. 11. – С. 102–106.

ПОДСЕКЦИЯ 2.4

ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель – **Михальченко Г.Я.**, директор НИИ ПрЭ, д.т.н., проф.; зам. председателя – **Семёнов В.Д.**, проф. каф. ПрЭ, к.т.н.

ЛИНЕАРИЗАЦИЯ НЕЛИНЕЙНОГО ЗВЕНА, ЗАВИСЯЩЕГО ОТ НЕСКОЛЬКИХ ПАРАМЕТРОВ

В.С. Безруков, студент

Научные руководители В.Д. Семенов, к.т.н., профессор каф. ПрЭ; В.А. Кабиров, зав. лаб. ГПО г. Томск, ТУСУР, vb.7.9@mail.ru

В данной работе ставится задача линеаризации нелинейного звена, выходная величина которого зависит от нескольких переменных, и экспериментального подтверждения правильности перехода от заданной функциональной схемы преобразователя к его малосигнальной модели. Последняя при этом получена с помощью метода коммутационных разрывных функций, что показано на примере преобразователя понижающего типа с управлением по мгновенному току.

Обычно линеаризуют систему уравнений, описывающую преобразователь. Однако получение системы уравнений приводит к ошибкам, которые сложно найти. Мы предлагаем сначала построить структурную схему непосредственного преобразователя напряжения (НПН), а затем линеаризовать каждое нелинейное звено, что, на наш взгляд является более удобной методикой и исключает возможность ошибок. Проверка правильности математической модели заключается в получении передаточной функции линеаризованной нескорректированной системы, построении и сравнении частотных характеристик полученной передаточной функции с частотными характеристиками имитационной (нелинеаризованной) модели, полученной в пакете Simulink среды проектирования Matlab без каких-либо неправомерных допущений. В статье [1] описан принцип работы преобразователя понижающего типа с управлением по мгновенному току, получена структурная схема малосигнальной модели преобразователя с помощью метода коммутационных разрывных функций (рис. 1).



Рис. 1. Математическая модель НПН понижающего типа

В статье [1] также описаны линеаризация звена перемножителя X и получение нелинейной функции четырех переменных $\gamma(U_{OC}, I_L, U_{IN}, U_{OUT})$ модулятора PWM (ШИМ), которая имеет вид

$$\gamma = \frac{2f L(U_{OC} - R_{III}I_L)}{(U_{IN} - U_{OUT})R_{III}},\tag{1}$$

где U_{IN} , U_{OUT} – среднее значение входного и выходного напряжения преобразователя; f – частота работы ключа; L – величина индуктивности дросселя; I_L – среднее значение тока дросселя на периоде работы преобразователя; R_{III} – размерный коэффициент преобразователя; вания тока в напряжение; U_{OC} – напряжение обратной связи преобразователя.

Линеаризовать нелинейную функцию нескольких переменных можно с помощью частных производных в рабочей точке, как указано в выражениях (2)–(3), а структурно изобразить, как показано на рис. 2, *а*.

$$\partial \gamma = \left(\frac{\partial F_K}{\partial U_{OUT}} \right) \begin{vmatrix} U_{OC} = U_{OC0} \\ I_{LCP} = I_{LCP0} \\ U_{IN} = U_{IN0} \\ U_{OUT} = U_{OUT0} \end{vmatrix} \cdot \partial U_{OUT} - \left(\frac{\partial F_K}{\partial U_{IN}} \right) \begin{vmatrix} U_{OC} = U_{OC0} \\ I_{LCP} = I_{LCP0} \\ U_{OUT} = U_{OUT0} \\ U_{OUT} = U_{OUT0} \end{vmatrix}$$
$$- \left(\frac{\partial F_K}{\partial I_{LCP}} \right) \begin{vmatrix} U_{OC} = U_{OC0} \\ I_{LCP} = I_{LCP0} \\ U_{IN} = U_{IN0} \\ U_{IN} = U_{IN0} \\ U_{OUT} = U_{OUT0} \end{vmatrix} \cdot \partial I_{LCP} + \left(\frac{\partial F_K}{\partial U_{OC}} \right) \begin{vmatrix} U_{OC} = U_{OC0} \\ I_{LCP} = I_{LCP0} \\ U_{IC} = I_{LCP0} \\ U_{IN} = U_{IN0} \\ U_{OUT} = U_{OUT0} \end{vmatrix} \cdot \partial I_{OC} + \left(\frac{\partial F_K}{\partial U_{OC}} \right) \begin{vmatrix} U_{OC} = U_{OC0} \\ I_{LCP} = I_{LCP0} \\ U_{IN} = U_{IN0} \\ U_{OUT} = U_{OUT0} \end{vmatrix} \cdot \partial U_{OC} , \qquad (2)$$

где

$$\left(\frac{\partial F_K}{\partial U_{OUT}}\right) \begin{vmatrix} U_{OC} = U_{OC0} \\ I_{LCP} = I_{LCP0} \\ U_{IN} = U_{IN0} \\ U_{OUT} = U_{OUT0} \end{vmatrix}, \quad \left(\frac{\partial F_K}{\partial U_{IN}}\right) \begin{vmatrix} U_{OC} = U_{OC0} \\ I_{LCP} = I_{LCP0} \\ U_{IN} = U_{IN0} \\ U_{OUT} = U_{OUT0} \end{vmatrix}, \quad \left(\frac{\partial F_K}{\partial I_{LCP}}\right) \begin{vmatrix} U_{OC} = U_{OC0} \\ I_{LCP} = I_{LCP0} \\ U_{IN} = U_{IN0} \\ U_{OUT} = U_{OUT0} \end{vmatrix},$$

158

 $\left(\frac{\partial F_K}{\partial U_{OC}}\right) \begin{vmatrix} U_{OC} = U_{OC0} \\ I_{LCP} = I_{LCP0} \\ U_{IN} = U_{IN0} \\ U_{OUT} = U_{OUT0} \end{vmatrix} - численные значения производной функции$

 $\gamma(U_{OC}, I_L, U_{IN}, U_{OUT})$ в рабочей точке, при $U_{IN} = U_{IN0}$, $I_{LCP} = I_{LCP0}$, $U_{OUT} = U_{OUT0}$, $U_{OC} = U_{OC0}$.

$$\partial \gamma = \frac{2fL(U_{OC0} - R_{III}I_{LCP0})}{(U_{IN0} - U_{OUT0})^2 R_{III}} \cdot \partial U_{OUT} - \frac{2fL(U_{OC0} - R_{III}I_{LCP0})}{(U_{IN0} - U_{OUT0})^2 R_{III}} \cdot \partial U_{IN} - \frac{2fL}{(U_{IN0} - U_{OUT0})} \cdot \partial I_{LCP} + \frac{2fL}{(U_{IN0} - U_{OUT0}) R_{III}} \cdot \partial U_{OC} = W1 - W2 - W3 + W4.$$
(3)

Полностью линеаризованная схема математической модели представлена на рис. 2, б. Для удобства в этой схеме знак дифференциала ∂ перед переменными отброшен, но подразумевается, что модель, представленная на рис. 2, б, является линеаризованной в рабочей точке. А все входные и выходные координаты являются малыми отклонениями: $U_{IN} = \partial U_{IN}$, $I_{LCP} = \partial I_{LCP}$, $U_{OUT} = \partial U_{OUT}$, $U_{OC} = \partial U_{OC}$. Для получения передаточной функции разомкнутой нескорректированной системы по задающему воздействию (U_{OC}) схема на рис. 2, б упрощена с помощью метода эквивалентных преобразований структурных схем систем автоматического регулирования.



Рис. 2. Структурная схема линеаризованного блока компаратора PWM – *a*; малосигнальная (линеаризованная) математическая модель НПН понижающего типа – *б*

Разомкнув нескорректированную САР (см. рис. 2, δ) на входе сумматора S1 и полагая W_{KH} равным единице, потому что система нескорректирована, $U_{O\Pi}$ превращается в U_{OC} . Преобразованная структурная схема малосигнальной математической модели НПН понижающего типа приведена на рис. 3.



Рис. 3. Упрощенная структурная схема разомкнутой нескорректированной системы

Выражения (4)–(6) представляют собой передаточные функции, используемые на рис. 3 и введенные для упрощения преобразования:

$$W_5(p) = \frac{R}{1 + C \cdot p \cdot R},\tag{4}$$

$$W_6(p) = \frac{1}{L \cdot p + U_{IN} \cdot W_3(p)},$$
 (5)

$$W_7(p) = \frac{W_5 \cdot W_6}{1 + W_5 \cdot W_6} \,. \tag{6}$$

Полагая величины U_{IN} и I_1 , которые являются возмущающими воздействиями, равными нулю, находим передаточную функцию нескорректированной разомкнутой цепи по задающему воздействию. Линеаризованная (малосигнальная) передаточная функция разомкнутой нескорректированной САР по задающему воздействию (U_{OC}) имеет вид

$$W_{pc}(p) = W_4(p) \cdot U_{IN} \frac{W_7(p)}{1 - W_7(p) \cdot W_1(p) \cdot U_{IN}}.$$
(7)

По этой передаточной функции можно построить частотные характеристики ЛАЧХ и ЛФЧХ в математическом пакете MathCad, используя методику построения частотных характеристик, описанную в [2].

Для того чтобы убедиться, что при линеаризации не были допущены ошибки или неправомочные допущения, построим имитационную модель преобразователя в среде Matlab/Simulink (рис. 4, *a*), в которой она остается и импульсной, и нелинейной. Параметры модели, которые подставляются в (7) и в имитационную модель (см. рис. 4, *a*), представлены в таблице, внутренняя структура блока модулятора РWM представлена на рис. 4, б и обозначена на имитационной модели (см. рис. 4, *a*) блоками C2, Bistable, Pulse Generator. Генератором задающего сигнала, которым изменяем частоту для получения частотных характеристик, является блок Sine Wave. Разомкнутая нескорректированная имитационная модель (см. рис. 4, а) снабжена блоком быстрого преобразования Фурье F. Поскольку реакция нелинейной системы на гармонический сигнал будет являться спектром гармоник сигнала, а амплитуда первой гармоники является полезным сигналом, то в качестве комплексного коэффициента передачи для построения амплитудно-частотной характеристики будем использовать отношение амплитуды первой гармоники реакции системы к амплитуде входного воздействия в установившемся режиме. Разность фаз первой гармоники и входного сигнала использована для построения фазочастотной характеристики.

Обозначение	Значение			
С	120 мкФ			
R	20 Ом			
L	510 мкГн			
R _{III}	1 Ом			
U_{IN}	200 B			
U_{OUT}	90 B			
ŶΟ	0,45			
I_L	4,5			
f	100000 Гц			
U3	Напряжение задатчика: 5 В			

Параметры элементов	имитационной	модели
НПН понижа	ающего типа	

Выбираем одинаковые рабочие точки по частоте и проверяем совпадение частотных характеристик (ЛАЧХ и ЛФЧХ), полученных теоретически по передаточной функции (7) в математическом пакете MathCad, с частотными характеристиками имитационной модели, снятыми в пакете Simulink среды проектирования Matlab.

Результаты такой проверки представлены на рис. 5.

Частотно-фазовые характеристики, представленные на рис. 5, подтверждают достоверность математической модели и правильность линеаризации. Расхождение наблюдается, но далеко за полосой пропускания.





б – внутренняя структура блока компаратора (PWM)





Заключение. Результаты показывают, что данная методика позволяет перейти от заданной системы к малосигнальной, т.к. схема в рабочей точке точно описывает свойства динамической системы. Проведенный эксперимент показывает достоверность математической модели и дальнейших вычислений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Безруков В.С. Малосигнальная модель НПН понижающего типа с управлением по мгновенному току / В.С. Безруков, В.А. Кабиров // XV Междунар. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Перспективы развития фундаментальных наук». – Томск, 2018.

2. Коновалов Б.И., Лебедев Ю.М. Теория автоматического управления: учеб.-метод. пособие. – Томск: Факультет дистанционного обучения, ТУСУР, 2010. – 162 с.

СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ С МОДУЛЕМ ЗАРЯДНО-РАЗРЯДНОГО УСТРОЙСТВА

М.М. Черная, н.с. НИИ КТ

Научный руководитель Ю.А. Шиняков, директор НИИ КТ, д.т.н. г. Томск, ТУСУР, стт91@inbox.ru

Развитие методов разработки и создания высоковольтных (100 В) систем электропитания (СЭП) космических аппаратов (КА) направлено на повышение их удельных энергетических и габаритно-массовых характеристик. Согласно тенденциям развития и данным информационных источников выявлено, что перспективным направлением в области проектирования высоковольтных СЭП является создание СЭП с объединёнными модулями энергопреобразующей аппаратуры (ЭПА), обеспечивающих достижение вышеназванных задач [1]. При этом одной из основных задач является выбор структуры СЭП КА.

На рис. 1 показаны варианты реализации структур высоковольтных СЭП КА с объединенным модулем ЗРУ аккумуляторной батареи (АБ).

На рис. 1 введены следующие обозначения: БС – солнечная батарея, РН – регулятор напряжения, Н – нагрузка.

Отличительной особенностью структур СЭП КА является ряд требований к проектированию их ЭПА. Например, в СЭП (см. рис. 1, *a*) входное зарядное и выходное разрядное уровни напряжений модуля ЗРУ определяются уровнем стабилизированного выходного напряжения шины питания нагрузки в соответствии с зонным принципом регулирования напряжения выходной шины питания нагрузки [2]. В СЭП (см. рис. 1, δ) входное зарядное и выходное разрядное уровни напряжений модуля ЗРУ определяются рабочим напряжением БС, изменяющимся при воздействии факторов окружающей среды в соответствии с нелинейными вольт-амперными характеристиками (BAX) БС и зависит от «рабочей» ветви ВАХ БС: 1) ветвь напряжения: от напряжения холостого хода до напряжения БС в точке с максимально генерируемой мощностью (оптимальная точка BAX); 2) ветвь тока: от напряжения БС в оптимальной точке до нуля [3].



Рис. 1. Структура СЭП КА с подключением модуля ЗРУ: к шине питания нагрузки – *a*; к шине солнечной батареи – *б*

Так как энергетические и габаритно-массовые характеристики СЭП неразрывно связаны с КПД бортовой ЭПА, исследованы процессы распределения потоков энергии в СЭП для ряда резкопеременных графиков нагрузки КА (например, рис. 2) при изменении КПД РН, ЗУ и РУ с целью их сопоставительного анализа, определения оптимальной структуры и оценки влияния КПД ЭПА на габаритно-массовые характеристики СЭП.



164

График генерируемой БС мощности построен с учетом графиков температуры и освещенности. СЭП КА работает в режиме одновременного энергопитания нагрузки и заряде АБ либо в режиме одновременного энергопитания нагрузки и разряде АБ при условии реализации экстремального регулирования мощности БС.

Согласно таблице видно, что при уменьшении КПД РН увеличивается масса БС и масса РН. Массы ЗУ и РУ неизменны. При $\eta_{PH} = 0,899$ массы оцениваемых составных частей альтернативных вариантов СЭП КА практически равны: 692,479 и 692,201 кг соответственно. При уменьшении КПД ЗУ увеличивается масса БС, масса ЗУ и масса РН. Уменьшается масса АБ. Масса РУ – неизменна. При КПД ЗУ, равном 0,679, массы оцениваемых составных частей альтернативных вариантов СЭП КА практически равны. ЭПА с таким КПД не используются. При уменьшении КПД РУ увеличивается масса БС, АБ, РУ, ЗУ и РН. При КПД РУ, равном 0,905 массы оцениваемых составных частей СЭП альтернативных вариантов, СЭП КА практически равны.

	СЭП КА (рис. 1, б)) СЭП КА (рис. 1, а		<i>a</i>)		
Параметр	$\begin{array}{l} \eta_{\rm PH} = 0,96 \\ \eta_{\rm 3V} = 0,95 \\ \eta_{\rm PV} = 0,95 \end{array}$	$\eta_{PH} = 0,960,899$	$\eta_{3V} = 0,950,679$	$\eta_{PY} = 0,950,905$		
Площадь БС, м ²	75,539	75,5480,66	75,5486,82	75,5477,09		
Масса БС, кг	226,616	226,62 242,00	226,62 260,46	226,62 231,25		
Масса АБ, кг	300,557	288,53 288,53	288,53 258,62	288,53 298,58		
Масса РУ, кг	57,957	55,6455,64	55,6455,64	55,6458,41		
Масса ЗУ, кг	52,289	50,2050,0	50,2057,70	50,2051,23		
Масса РН, кг	55,060	52,2955,84	52,2960,10	52,2953,36		
Масса_сум., кг	692,479	673,28 692,20	673,28 692,51	673,28 692,82		

Параметры СЭП КА при изменении КПД ЭПА

В ходе исследования процессов распределения потоков энергии с СЭП с различными графиками нагрузки установлено, что СЭП КА с резкопеременным графиком нагрузки целесообразно проектировать согласно варианту реализации СЭП с подключением модуля ЗРУ к выходной шине питания нагрузки, при этом КПД РН и РУ являются наиболее важными показателями в СЭП, нежели КПД ЗУ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Chen W. Snubberless bidirectional DC-DC converter with new CLLC resonant tank featuring minimized switching loss / W. Chen, P. Rong, Z.Y. Lu // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2010. – Vol. 57, No. 9. – P. 3075–3086.

2. Шиняков Ю.А. Аппаратура регулирования и контроля высоковольтных СЭС автоматических космических аппаратов // Известия Томского политехнического университета. – 2006. – Т. 309, № 8. – С. 156–158.

3. Лесных А.Н. Исследование высоковольтных систем электропитания космических аппаратов со стабилизаторами напряжения вольтодобавочного типа // Вестник Сибирского гос. аэрокосм. ун-та им. акад. М.Ф. Решетнева. – 2006. – № 6 (13). – С. 63–66.

МОДУЛЬ СТАБИЛИЗАЦИИ ТЕМПЕРАТУРЫ В КОМПЛЕКСЕ ЛОКАЛЬНОЙ ГИПЕРТЕРМИИ

К.И. Хан, М.А. Кажмаганбетова, студенты

Научный руководитель В.Д. Семенов, проф. каф. ПрЭ, к.т.н. г. Томск, ТУСУР, kazmorebig@ya.ru

Комплекс локальной гипертермии представляет собой электронный медицинский прибор, который предназначен для лечения онкологических и других заболеваний путем создания и поддержания на заданном уровне высокой температуры в незамкнутом объеме живой ткани посредством введения игольчатых нагревателей в отдельные органы или части органа. В основе гипертермии стоит нагрев пораженного участка тела до температуры 44–45 °C, при которой пораженные клетки погибают [1].

Модуль стабилизации температуры в комплексе локальной гипертермии осуществляет непрерывный контроль и поддержание температуры нагревателей. Конструкция нагревателей не позволяет использовать датчики температуры в них для организации обратной связи по температуре, поэтому приходится использовать косвенные методы измерения температуры.

В модуле стабилизации температуры в комплексе локальной гипертермии для определения температуры нагревателей используется зависимость сопротивления металла от его температуры. Нагревательный элемент выполнен в виде медной нити диаметром 0,063 мм, намотанной на медный стержень диаметром 0,2 мм. Суммарное сопротивление нити составляет (5±0,5) Ом. Нагрев осуществляется при пропускании электрического тока через данную нить. При нагреве сопротивление нити изменяется по известному закону, что позволяет определить температуру нити и с помощью регулирования передаваемой в иглу мощности стабилизировать её. Изменение температуры нити на 1 °C приводит к изменению сопротивления на 0,04 Ом.

Точность стабилизации согласно техническому заданию должна составлять ± 1 °C по средней температуре на игле. Измерение сопро-

тивления происходит путем преобразования его в напряжение, которое может быть преобразовано с помощью АЦП в цифровой вид и использовано в цифровой системе стабилизации. Изменение температуры подводящих проводов серьезно влияет на суммарное сопротивление, поэтому для того чтобы обеспечить заданную точность, необходимо использовать четырехпроводную схему измерения сопротивления. Четырехпроводная схема измерения приведена на рис. 1.



Рис. 1. Четырехпроводная схема измерения: $R_{\rm n}$ – сопротивление соединительных проводов; $R_{\rm n}$ – сопротивление нагревательного элемента; P – вольтметр; I – источник тока

При таком подключении исключается влияние соединительных проводов на измеряемое сопротивление, так как вход вольтметра имеет высокое сопротивление, то ток, протекающий по измерительным проводам, пренебрежимо мал и не создает падение напряжения на подводящих проводах, поэтому напряжение на вольтметре соответствует напряжению на нагревателе. Функциональная схема устройства приведена на рис. 2.

Когда ключ S1 разомкнут и S2 находится в положении 1, схема находится в режиме измерения. Измерительный ток от прецизионного источника тока *I* проходит через подводящие провода R_n , нагревательный элемент $R_{\rm H}$ и $R_{\rm on}$. При этом на $R_{\rm H}$ создается падение напряжения, которое преобразуется с помощью АЦП в цифровую форму. Падение напряжения на $R_{\rm on}$ используется АЦП как опорное. При этом исключается ошибка, связанная с неточностью источника тока.

Когда ключ S2 переключается в положение 2, а ключ S1 замыкается, напряжение от источника напряжения Е прикладывается к нагревательному элементу. При этом на нагревательном элементе выделяется мощность

 $P = U^2/R$, где U – напряжение источника питания; R – сопротивление нагревателя.



Таким образом, если вывод управления ключами подключить к ШИМ-генератору, то можно регулировать мощность нагрева, регулируя время нахождения схемы в режиме нагрева (ключ S1 замкнут, ключ S2 в положении 2). Измерение сопротивления нужно проводить, когда схема находится в режиме измерения (ключ S1 разомкнут, ключ S2 в положении 1), при этом нужно учитывать, что переключение режимов занимает некоторое время, что приводит к необходимости вводить задержки и ограничивает частоту и максимальный коэффициент заполнения ШИМ-сигнала.

Временные диаграммы генерации ШИМ и преобразования АЦП приведены на рис. 3.

График CNT отображает значение регистра счета таймера. Таймер используется в направлении обратного отсчета, что переносит импульс ШИМ в конец периода счета. Перед выполнением преобразования АЦП необходимо выдержать паузу для окончания всех переходных процессов в цепи. Поэтому запуск преобразования происходит при достижении счетчиком значения ОС2. Уровень ОС_{тах} определяет максимальную ширину импульса ШИМ и должен быть выбран так, чтобы АЦП успел выполнить преобразование за время паузы ШИМ.



Рис. 3. Временные диаграммы генерации ШИМ и преобразования АЦП

Минимальное время преобразования АЦП ($t_{изм}$) составляет 1 мс, время задержки, обусловленное переходными процессами, составляет 1 мс. Чтобы избежать колебаний температуры выше заданной погрешности, частота ШИМ должна быть не менее 50 Гц. При этом период ШИМ (Т) составляет 20 мс. Таким образом, минимальное время паузы составляет 2 мс при периоде в 20 мс. Исходя из этого, максимальный отбор мощности составляет 90%.

ЛИТЕРАТУРА

1. Пахмурин Д.О. Электронные устройства управления температурой в незамкнутом объёме живой ткани: автореф. дис. ... канд. техн. наук. – Томск, 2012. – 31 с.

2. Фокин В.М. и др. Основы технической теплофизики / В.М. Фокин, Г.П. Бойков, Ю.В. Видин. – М.: Машиностроение-1, 2004. – 172 с.

СИСТЕМА ЗАЩИТЫ ОТ КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ В МОДУЛЕ СИЛОВОГО ПИТАНИЯ КОМПЛЕКСА ЛОКАЛЬНОЙ ГИПЕРТЕРМИИ

М.А. Кажмаганбетова, К.И. Хан, С.Ю. Матюшков, студенты Научный руководитель В.Д. Семенов, проф. каф. ПрЭ, к.т.н. г. Томск, ТУСУР, malikauku@gmail.com

Комплекс локальной гипертермии представляет собой электронный медицинский прибор, который осуществляет нагрев раковых клеток посредством введения игольчатых нагревателей в отдельные органы или части органа. В основе гипертермии стоит нагрев пораженного участка тела до температуры 44–45 °С, при которой пораженные клетки погибают. Комплекс состоит из семи модулей стабилизации температуры, модуля ультразвукового введения, модуля силового питания, модуля управления устройством [1].

В ходе модернизации комплекса был принят ряд решений по усовершенствованию существующих модулей. Одним из таких модулей является модуль силового питания (МСП). Данный модуль используется для обеспечения питанием с необходимыми параметрами всех модулей комплекса. На вход МСП поступает сетевое напряжение 220 В, 50 Гц, на выходе модуля необходимо получить напряжение прямоугольной формы с частотой 50 кГц и амплитудой 50 В. Выходной канал должен иметь гальваническую развязку с сетью и выдерживать пробивное напряжение 4 кВ. Также модуль содержит ЕМІфильтр для фильтрации электромагнитных помех в сети и систему защиты от короткого замыкания для предотвращения выхода из строя элементов комплекса в случае короткого замыкания. Структурная схема модуля представлена на рис. 1.

Сетевое напряжение, проходя через ЕМІ-фильтр, выпрямитель и сглаживающий фильтр, поступает на вход полумостового инвертора, где преобразуется в переменное напряжение прямоугольной формы. Ток, проходящий через датчик тока, подключенный к инвертору, поступает на трансформатор, где происходит понижение напряжения до 50 В и организуется гальваническая развязка 4 кВ. Напряжение с датчика тока поступает на сравнивающее устройство, где происходит сравнение с заданной источником опорного напряжения уставкой. В случае превышения заданной уставки происходит переключение RS-триггера в активное состояние и выключение системы управления инвертором.

При исследовании существующей системы защиты от короткого замыкания были выявлены значительные недостатки в её работе. При

возникновении короткого замыкания на вторичной обмотке трансформатора ток на выходе инвертора нарастает со скоростью 4 А за 1 мкс. Время срабатывания защиты составляет 19,5 мкс. Время полупериода инвертора, в течение которого напряжение первичной обмотки приложено в одном направлении составляет 10 мкс, при этом ток в ключах инвертора достигает 40 А в худшем случае, что является максимальным допустимым значением для MOSFET-транзисторов IRF740, установленных в стойке полумостового инвертора. Отсутствие запаса по току не гарантирует надежную работу защиты.



Рис. 1. Функциональная схема источника питания: В – выпрямитель, Ф – фильтр; И – инвертор; Т – трансформатор; ДТ – датчик тока; УС – устройство сравнения; ИОН – источник опорного напряжения; RS – триггер; СУ – система управления

Для устранения указанного недостатка было принято решение разработать новую систему защиты от короткого замыкания и новую систему управления инвертором с использованием микроконтроллера. Функциональная схема предлагаемого решения представлена на рис. 2.



 Рис. 2. Функциональная схема модуля силового питания: EMI – фильтр подавления электромагнитных помех,
 ККМ – корректор коэффициента мощности; Φ – фильтр; И – инвертор; T – трансформатор; СУ – система управления

В качестве системы управления предполагается использование микроконтроллера STM32F303, так как он содержит быстродейст-

вующий компаратор, который может быть подключен напрямую ко встроенному таймеру, участвующему в генерации ШИМ-сигнала для управления ключами инвертора. Скорость срабатывания компаратора составляет 130 нс [2], при этом ток увеличится не более чем на 1,3 А от заданного уровня срабатывания защиты.

Еще одним достоинством предлагаемой системы является то, что система защиты и система управления реализованы на одном физическом блоке – микроконтроллере, и в случае выхода его из строя модуль не будет работать, в то время как в аналоге выход компаратора из строя может привести к тому, что модуль будет работать с неисправной системой защиты от короткого замыкания. Также программная реализация системы защиты позволит организовать линию связи с модулем управления, который будет фиксировать в памяти информацию о возникновении короткого замыкания. Это позволит проанализировать полученные данные и упростит отладку комплекса. Выход датчика тока кроме встроенного компаратора может быть подключен к АЦП микроконтроллера, что позволит организовать систему мягкого пуска с ограничением по току.

ЛИТЕРАТУРА

1. Пахмурин Д.О. Электронные устройства управления температурой в незамкнутом объёме живой ткани: авторф. дис. ... канд. техн. наук. – Томск, 2012. – 31 с.

2. ST Microelectronics «STM32F303» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/f2/ 1f/e1/41/ef/59/4d/50/DM00058181.pdf/files/DM00058181.pdf/jcr:content/translati ons/en.DM00058181.pdf, свободный (дата обращения: 09.03.2018).

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ОДНОТАКТНОГО НЕПОСРЕДСТВЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ ИНВЕРТИРУЮЩЕГО ТИПА С ШИМ

Д.В. Ли, О.Б. Тохтаров, Е.В. Ким, студенты магистратуры

Научный руководитель С.Г. Михальченко, д.т.н., проф., зав. каф. ПрЭ г. Томск, ТУСУР, каф. ПрЭ, master li95@mail.ru

При исследовании технического состояния преобразователя возникает задача обнаружения тех или иных отклонений от нормального состояния. Предварительное моделирование изменений, которые могут произойти в ходе эксплуатации преобразователя, позволяет повысить качество выходного напряжения, а также живучесть преобразователя. Исследование динамических режимов замкнутых систем регулирования ключевого типа, описываемых нелинейными уравнениями кусочно-непрерывного типа, представляет собой самостоятельную задачу для каждого типа преобразователя.

В данной работе представлены результаты математического моделирования преобразователя напряжения инвертирующего типа с однополярной нереверсивной ШИМ второго рода.

Схема замещения инвертирующего преобразователя представлена на рис. 1.



Рис. 1. Схема замещения преобразователя напряжения инвертирующего типа: *E* – напряжение питания; *R* – сопротивление, характеризующее потери в индуктивности; VD – диод; *L* и *C* – индуктивность и емкость фильтра преобразователя; *R*_н – сопротивление нагрузки; β – коэффициент передачи датчика обратной связи по выходному напряжению *U*_c; *U*_v – управляющее (задающее)

напряжение; а – коэффициент усиления пропорционального звена;

 $U_{\rm p}(t)$ – развертывающее пилообразное напряжение ШИМ-регулятора

При построении схемы замещения принимались во внимание следующие допущения:

1) входной источник питания Е является идеальным источником напряжения; 2) импульсный преобразователь выполнен на идеальных ключах с нулевым временем переключения; 3) элементы R, L, C линейны; 4) сопротивление R моделирует активное сопротивление индуктивности.

Динамическая модель непрерывной части схемы замещения инвертирующего преобразователя для каждого из различных состояний коммутационных элементов (диодов и транзисторов) описывается системой нелинейных дифференциальных уравнений (задачей Коши) [1, 2].

Математическая модель может быть записана в виде системы обыкновенных дифференциальных уравнений с переменными матрицами A_i и B_i , где i = 1, 2, 3 – интервал непрерывности:

$$\frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{A}_i[K_F(\xi)]\mathbf{X} + \mathbf{B}_i[K_F(\xi)], \qquad (1)$$

где **X** – вектор переменных состояния (ток i_L в индуктивности и напряжение u_C на конденсаторе фильтра); **A** – матрица системы, которая имеет три состояния (**A**₁, **A**₂, **A**₃ в зависимости от значения коммутационной функции $K_F(\xi)$, ШИМ и наличия режима прерывистого тока); **B**₁, **B**₂, **B**₃ – векторы вынуждающих воздействий.

Отыскав моменты, когда $\xi(\mathbf{X},t)$ обращается в нуль, получаем момент коммутации t_k^1 – закрытие транзистора VT, передачу энергии из дросселя *L* в нагрузку, до этого момента транзистор VT открыт; t_k^2 – момент, когда ток дросселя спадает до нуля, энергия из конденсатора *C* передается в нагрузку. Появляется возможность аналитически построить мгновенные значения решения исходной задачи (1) на участках непрерывности [3].

Математическое моделирование схемы производилось в системе MatLab. При проведении вычислительных экспериментов были выбраны следующие параметры модели: E = 311 B, R = 0.2 OM, L = 0.01, C = 3.3 мкФ, $\alpha = 1.5$, $\beta = 0.00276$, $U_y = 1.5$ B, $R_H = 225$ OM.

На рис. 2 представлена бифуркационная диаграмма напряжения на конденсаторе U_C в зависимости от коэффициента усиления пропорционального регулятора α . Можно видеть, что при некоторых значениях α возникает многоцикловый режим работы.



Рис. 2. Однопараметрическая бифуркационная диаграмма

Результаты моделирования мгновенных значений тока индуктивности и напряжение на конденсаторе в ряде установившихся режимов приведены на рис. 3.



сигнал ошибки U_{ош}

На рис. 3, *а*–*г* приведены мгновенные значения I_L и U_C при значениях K, которые показаны на рис. 4, *а*. Как видно, при $\alpha = 1,5$ ($k_{\Pi} = 1,5\%$) и $\alpha = 2,01$ ($k_{\Pi} = 0,9\%$) (рис. 3, *a*, *в*) наблюдается одноцикловый режим работы, при $\alpha = 1,53$ ($k_{\Pi} = 3,8\%$) и $\alpha = 1,53$ ($k_{\Pi} = 51\%$) (рис. 3, *б*, *г*) наблюдается многоцикловый режим работы с несущей

низкой частотой, равной f = 1000 Гц, и с количеством тактовых циклов равным m = 40. На рис. З, e-r приведены мгновенные значения в установившемся режиме работы при граничном значении индуктивности дросселя $L = L_{\rm rp}$ и при $L < L_{\rm rp}$. При этих значениях L наблюдается прерывистый ток дросселя.

Приведенные результаты математического моделирования показывают, что разработанный математический аппарат позволяет продвинуться в исследованиях динамики инвертирующего преобразователя.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бородин К.В., Михальченко С.Г. Математическое моделирование динамики инвертирующего DC/DC преобразователя напряжения // Доклады ТУСУРа. – 2008. – № 2-2 (18).

2. Русскин В.А., Михальченко С.Г. Бифуркационный анализ динамики повышающего преобразователя напряжения // Эффективное и качественное снабжение и использование электроэнергии. – Екатеринбург, 2015.

3. Кобзев А.В. Нелинейная динамика полупроводниковых преобразователей / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, С.Г. Михальченко, А.И. Андриянов. – Томск: ТУСУР, 2007. – 224 с.

КОМПЛЕКС ИЗМЕРИТЕЛЬНО-ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЙ ДЛЯ ПРОВЕДЕНИЯ ОПЕРАЦИЙ КОММЕРЧЕСКОГО И ОПЕРАТИВНОГО УЧЕТА ПОПУТНОГО НЕФТЯНОГО ГАЗА

Д.А. Кочев, магистрант

Научный руководитель Н.С. Легостаев, проф. каф. ПрЭ, к.т.н. г. Томск, ТУСУР, lns@ie.tusur.ru

В настоящее время Россия входит в этап рационального использования попутного нефтяного газа, чему, в частности, способствует жесткий государственный норматив, регламентирующий утилизациюи попутного нефтяного газа (ПНГ) на уровне 95% [1]. В отечественной и зарубежной научной литературе попутный нефтяной газ (ПНГ) определяется как газ, растворенный в нефти, который извлекается из недр совместно с нефтью и который является ценнейшим сырьём для производства продуктов нефтегазохимии [2].

В связи с этим разработка и внедрение оборудования для коммерческого учета ПНГ являются актуальными. В последние годы, благодаря интенсивным экспериментальным и теоретическим исследованиям были сформулированы основные требования к узлам учета в целом, а также к измерительным комплексам, расходомерам и электронным корректорам, входящим в их состав [3]. На рис. 1 представлена схема электрическая структурная измерительно-вычислительного комплекса (ИВК), обеспечивающего измерение, вычисление, индикацию, архивирование учетных параметров при проведении операций коммерческого и оперативного учета попутного нефтяного газа. Количество используемых учетных параметров определяется применяемой методикой учета. В зависимости от этого формируется необходимый набор датчиков для подключения к измерительно-вычислительному комплексу.

В измерительно-вычислительном комплексе расчет учетных параметров попутного нефтяного газа осуществляется путем измерения физико-химических параметров газа при рабочих условиях с последующим пересчетом к стандартным условиям одним из методов:

 методом переменного перепада давления с использованием сужающего устройства и напорной трубки ANNUBAR;

 термоанемометрическим методом, который предусматривает определение расхода по изменению температуры преобразователя расхода, помещенного в контролируемый поток газа;

 ультразвуковым методом, основанным на измерении акустического эффекта, возникающего при прохождении ультразвуковых колебаний через контролируемый поток газа;

 частотно-импульсным методом, основанным на том, что ультразвуковой импульс, направленный вдоль потока газа, распространяется быстрее импульса, направленного против потока;

– вихревым методом, основанным на измерении частоты колебаний, возникающих в потоке в процессе вихреобразования.

Основу измерительно-вычислительного комплекса составляют пять модулей:

1. Модуль процессорный (МПР), содержащий центральный процессор AT91SAM7X, LCD-дисплей, драйвер Ethernet, ПЗУ, таймер реального времени.

2. Модуль аналоговый (МА) включает два АЦП и поддерживает подключение трех датчиков с токовым выходом 4...20 мА (разрядность АЦП составляет 24 бита), датчика температуры в виде терморезистора (разрядность АЦП – 16 бит), имеет вход для подключения датчика с частотно-импульсным выходом. Благодаря применяемому НАRT модему модуль аналоговый позволяет организовать канал для подключения НАRT-устройств.

3. Модуль искрозащиты (МИЗ), служащий барьером между искробезопасными и искроопасными электрическими цепями и удовлетворяющий требованиям, предъявляемым к искробезопасным цепям.

4. Модуль клавиатурный (МК), содержащий клавиатуру, сформированную из отдельных кнопок, а также светодиоды для индикации режимов работы на лицевой панели устройства.

5. Модуль источника питания (ИП) для формирования ряда напряжений постоянного тока для питания функциональных улов измерительно-вычислительного комплекса: +3,3; +5; +12; +24 В.



комплекса

Связь комплекса с ПМО ВУ может осуществляться по интерфейсам Ethernet / RS-485. USB-интерфейс используется для связи блока с компьютером при программировании и отладке. Индикация режимов работы осуществляется с помощью ЖКИ и двух светодиодов, расположенных на передней панели.

Предлагаемая структура измерительно-вычислительного комплекса направлена на выполнение ряда функций, основными из которых являются:

1. Сбор информации с первичных датчиков физико-химических параметров попутного нефтяного газа с последующей обработкой выходных сигналов датчиков в частотной, импульсной и аналоговой форме в диапазонах, соответствующих предельным значениям физико-химических параметров газа.

2. Автоматическое измерение и отображение физико-химических параметров попутного нефтяного газа.

3. Хранение в памяти значений учетных параметров при отключении электроэнергии.

ЛИТЕРАТУРА

1. Постановление Правительства Российской Федерации от 28 октября 2009 г. №843 «О мерах по реализации ст. 6 Киотского протокола к Рамочной конвенции ООН об изменении климата».

2. Кутепова Е.А., Книжников А.Ю., Кочи К.В. Проблемы и перспективы использования попутного нефтяного газа в России: ежегод. обзор. – Вып. 3. – М.: WWF России-КРМG, 2011. – 43 с.

3. ГОСТ Р 8.733–2011. Государственная система обеспечения единства измерений. Системы измерений количества и параметров свободного нефтяного газа. Общие метрологические и технические требования. – М.: Стандартинформ, 2011. – 32 с.

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ОДНОТАКТНОГО НЕПОСРЕДСТВЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ ПОНИЖАЮЩЕГО ТИПА С ШИМ *Е.В. Ким, Д.В. Ли, студенты магистратуры каф. ПрЭ*

Научный руководитель С.Г. Михальченко, д.т.н., проф., зав. каф. ПрЭ г. Томск, ТУСУР, каф. ПрЭ, lenoka 94 @mail.ru

При проектировании любого сложного устройства в современном мире обязательным условием являются его изучение со всех сторон, анализ работы в различных режимах. Исследование динамики замкнутых систем регулирования ключевого типа заключается в их описании нелинейными уравнениями кусочно-непрерывного типа для даль-
нейшего применения бифуркационного подхода в анализе динамических режимов.

В данной работе представлены результаты математического моделирования преобразователя напряжения понижающего типа с однополярной нереверсивной ШИМ второго рода.

Схема замещения понижающего преобразователя представлена на рис 1.



Рис. 1. Схема замещения преобразователя напряжения понижающего типа

На схеме замещения введены следующие обозначения: E – напряжение питания; R – сопротивление, характеризующее потери в индуктивности и в регуляторе; K_f – функция, однозначно описывающая коммутации транзистора VT и диода VD; VD – диод; L и C – индуктивность и емкость фильтра преобразователя; $R_{\rm H}$ – сопротивление нагрузки; β – коэффициент передачи датчика обратной связи по выходному напряжению U_c ; U_y – управляющее (задающее) напряжение; α – коэффициент усиления пропорционального звена; $U_p(t)$ – развертывающее пилообразное напряжение ШИМ-регулятора.

При построении схемы замещения приняты следующие допущения: полупроводниковые приборы представлены идеальными моделями с нулевым временем переключения; конденсатор и дроссель – элементами с сосредоточенными параметрами, приведены для режима непрерывного тока дросселя.

Динамику стабилизированного преобразователя понижающего типа описывают дифференциальными или разностными уравнениями. В матричной форме математическая модель преобразователя напряжения может быть записана следующим образом:

$$\frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{A}_i[K_F(\xi)]\mathbf{X} + \mathbf{B}_i[K_F(\xi)], \qquad (1)$$

где i=1, 2, 3 – интервал непрерывности; **А** – матрица коэффициентов, которая имеет три состояния (**A**₁, **A**₂, **A**₃ в зависимости от значения коммутационной функции $K_F(\xi)$, ШИМ и наличия режима прерывистого тока); **В** – вектор вынуждающих воздействий; **Х** – вектор переменных состояния (ток i_L в индуктивности и напряжение u_C на конденсаторе фильтра).



Рис. 2. Мгновенные значения тока индуктивности I_L , напряжения на конденсаторе U_C , коммутационная функция K_F , пилообразный сигнал $U_p(t)$, сигнал ошибки U_{out}

Отыскав моменты, когда $\xi(\mathbf{X},t)$ обращается в нуль, получаем момент коммутации t_k^1 . Появляется возможность аналитически построить мгновенные значения решения исходной задачи (1) на участках непрерывности [3].

Математическое моделирование схемы производилось в системе MatLab. При проведении вычислительных экспериментов были выбраны следующие параметры модели: E = 220 B; R = 0.05 OM; L = 0.001 Гн; C = 10 мкФ; $\alpha = 1.6$; $\beta = 0.00088$; $U_v = 1.6$ B; $R_{H} = 10$ OM.

Результаты моделирования мгновенных значений тока индуктивности и напряжения на конденсаторе в ряде установившихся режимов приведены на рис. 2.

На рис. 2, *а*–*д* приведены мгновенные значения I_L и U_C . Как видно, при $\alpha = 1.6$ ($k_{II} = 0.05\%$) и $\alpha = 3.93$ ($k_{II} = 0.07\%$) (см. рис. 2, *а* и *б*) наблюдается одноцикловый режим работы. На рис. 2, *г*-*д* приведены мгновенные значения в установившемся режиме работе при граничном значении индуктивности дросселя $L=L_{\rm rp}$ и при $L < L_{\rm rp}$. При этих значениях L наблюдается прерывистый ток дросселя.

Полученные результаты математического моделирования показывают, что разработанный математический аппарат позволяет продвинуться в исследованиях динамики понижающего преобразователя.

ЛИТЕРАТУРА

1. Андриянов А.И. Алгоритм автоматического расчета бифуркационных значений параметров непосредственного понижающего преобразователя напряжения // Доклады ТУСУРа. – 2012. – № 1-1 (9).

2. Русскин В.А., Михальченко С.Г. Бифуркационный анализ динамики повышающего преобразователя напряжения // Эффективное и качественное снабжение и использование электроэнергии. – Екатеринбург, 2015.

3. Кобзев А.В. Нелинейная динамика полупроводниковых преобразователей / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, С.Г. Михальченко, А.И. Андриянов // Томск: ТУСУР, 2007. – 224 с.

ЛИНЕЙНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ИСПЫТАТЕЛЬНОЙ СТАНЦИИ ТЯГОВЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ ПОДВИЖНОГО СОСТАВА

А.Л. Мартусов, аспирант

Научный руководитель Л.А. Астраханцев, проф. каф. ЭПС, д.т.н. г. Иркутск, ИрГУПС, каф. ЭПС, aleksey.martusov@yandex.ru

Качество ремонта различных узлов тяговых электродвигателей (ТЭД) занимает особое место в решении проблем повышения надеж-

ности подвижного состава. Железная дорога затрачивает значительные средства и время для выполнения ремонта тягового подвижного состава. Гистограмма выполнения ремонта сервисных локомотивных депо Братское, Северобайкальск, Нижнеудинск, Иркутское, Абакан, Иланская, Боготол, Красноярск за 2015–2016 гг. представлена на рис. 1. При анализе данных гистограмм можно сказать что случаи выполнения ремонта узлов электрической части ТЭД (якорь, полюсы, компенсационные обмотки и т.д.) намного превосходят в количестве ремонт механической его части. Это свидетельствует о низком качестве ремонта подвижного состава.



Изготовленные на заводах, а также прошедшие заводской и деповской ремонты ТЭД подвергаются испытаниям. Испытательные станции позволяют своевременно выявить дефект для дальнейшего его устранения, а также предотвращения аварийных ситуаций при эксплуатации. Сегодня испытательные станции состоят из линейного и вольтодобавочного преобразователей.

Линейный преобразователь (ЛП) обеспечивает компенсацию механических, магнитных и добавочных потерь энергии ТЭД испытательной станции. Вольтодобавочный преобразователь (ВДП) предназначен для обеспечения достижения испытуемой машины номинального режима работы. В качестве регуляторов мощности в ЛП и ВДП в настоящее время используются трехфазные управляемые выпрямители, питающиеся от электрических сетей 0,4 кВ общего назначения. Данные устройства характеризуются нерациональным использованием энергии (завышенным током, из-за неэффективного использования электрического потенциала), нелинейным искажением тока, нарушением электромагнитной совместимости испытательной станции с системой электроснабжения. Для устранения недостатков управляемых выпрямителей применяется дополнительное фильтрокомпенсирующее оборудование.

Для устранения последствий неудовлетворительной работы используемого оборудования в работе предложен вольтодобавочный преобразователь [1] на базе электрического полупроводникового вариатора (ЭПВ), принцип действия которого позволяет устранить причину проблем использования известных устройств. Причина низкой энергетической эффективности и электромагнитной совместимости управляемых выпрямителей установлена на основе уточненного закона сохранения энергии и заключается в сокращении продолжительности использования электрического потенциала питающей сети. Импульсная передача и неэффективное использование электрического потенциала источника энергии управляемыми выпрямителями устраняются регулированием мощности за счет изменения входного электрического сопротивления регулятора мощности ТЭД [2].

Преобразование параметров электрической энергии и управление мощностью ресурсосберегающих технологических установок целесообразно выполнять с помощью полупроводниковых преобразователей, у которых $\Delta S \rightarrow 0$, а $K_n \rightarrow 1$. Практическая реализация данного направления развития вольтодобавочного преобразователя возможна за счет использования полупроводниковых диодов вместо тиристоров. На рис. 2 представлена схема предложенного вольтодобавочного преобразователя.

К выходным шинам выпрямителя, собранного на диодах VD1– VD6, через индуктивность L без сердечника соединен промежуточный емкостный накопитель электрической энергии C. Индуктивность Lслужит для предотвращения загрузки контура переменного тока импульсным током во время работы модуля, собранного на IGBTтранзисторе VT1. Когда IGBT-транзистор VT1 заперт, при подаче напряжения диоды выпрямителя отпираются и промежуточный накопитель C заряжается. С повышением напряжения на накопителе энергии до амплитудного напряжения 3-фазной сети диоды выпрямителя запираются. Входное электрическое сопротивление вольтодобавочного преобразователя становится бесконечно большим. Импульсы управления IGBT-транзистором прямоугольной формы генерируются с помощью программируемого микроконтроллера с заданной частотой следования. Если вал двигателей неподвижен, а задатчик коэффициента заполнения импульсов находится в нулевом положении, то на выходе микроконтроллера импульсы управления отсутствуют.

При подаче трехфазного напряжения на выпрямитель транзистор VT1 заперт и накопитель энергии C заряжается до амплитудного напряжения $380 \cdot \sqrt{2} = 537$ В, а диоды выпрямителя запираются. Если на IGBT-транзистор подать импульсы управления с минимальным коэффициентом заполнения, то по обмоткам ТЭД протекает ток, величина действующего значения которого больше действующего тока на входе выпрямителя во столько раз, во сколько раз напряжение на накопителе энергии больше действующего напряжения на обмотках ТЭД. Коммутационные процессы в диодах выпрямителя исключаются за счет потенциальных условий на аноде и катоде, создаваемых промежуточным накопителем электрической энергии C.



Рис. 2. Вольтодобавочный преобразователь испытательной станции на основе электрического полупроводникового вариатора

Предложенное техническое решение позволит минимизировать пассивную мощность ΔS , т.к. не будут происходить коммутации тиристоров, во время которых нерационально используется энергия, потребляемая из сети во время короткого замыкания. Так как $\Delta S \rightarrow 0$, полная мощность *S*, необходимая для реализации предложенного технологического процесса, будет меньше. Из чего можно сделать вывод, что нагрузка остается та же, а мощность, потребляемая из питающей

сети, становится меньше, выполняя тот же самый технологический процесс.

ЛИТЕРАТУРА

1. Мартусов А.Л., Астраханцев Л.А. Полупроводниковый регулятор мощности для испытательных станций тяговых электродвигателей электровоза: Молодежь. Наука. Технологии (МНТК–2017). – Новосибирск, 2017.

2. Рябченок Н.Л., Алексеева Т.Л., Якобчук К.П., Астраханцев Л.А. Уточненный закон сохранения энергии [Электронный ресурс]. – 2015. – Режим доступа. – URL: http://www.rusnauka.com/42_PRNT_2015/Tecnic/5_202603.doc.htm

ВЫБОР ДОПУСКА КОМПЛЕКТУЮЩИХ ЭЛЕМЕНТОВ МУЛЬТИВИБРАТОРА

А.А. Казаков, Е.Г. Пругов, студенты

Научный руководитель А.Г. Зубакин, доцент каф. ПрЭ, к.т.н. г. Томск, TVCVP, anatolij.zubakin@mail.ru

При технологической подготовке производства, расчете электронных схем часто встречаются цепи с нелинейными зависимостями. При определенных допущениях можно использовать методы расчета размерных цепей и для этих цепей.

Пусть в окрестности рабочей (номинальной; точки объекта контроля, определяемой значениями его элементов – вектором **X**), целевая функция $\mathbf{Y} = f(\mathbf{X})$. Разлагая в ряд Тэйлора эту функцию и ограничиваясь членами разложения первого порядка, получим

$$\mathbf{Y} = f(X_0) + \Sigma \xi_i \Delta X_i,$$

где $\xi_i = dY/dX_i$ – коэффициент чувствительности или влияния параметра X_i на целевую функцию.

Метод малого параметра ограничивается областью достаточно небольших изменений X_i . Согласно найденному выражению, внутренние параметры объекта линейно связаны с его выходными характеристиками, даже когда эта связь нелинейная.

Более точная оценка точности (допусков) комплектующих элементов РЭА возможна в результате проведения статистических испытаний. В этом случае не имеют значения величины возможных отклонений параметров комплектующих элементов.

На рис. 1 приведен алгоритм расчета разброса целевой функции объекта разработки при заданных допусках составляющих элементов. В программу вводится модель объекта в виде зависимости $Y = f(X_i)$, например амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) усилителя.



Рис. 1

ti

При запуске программы вводятся номинальные значения комплектующих элементов – Хі, их допуски – T_{i} . количество экспериментов – N.

Процедурой RNDM каждому элементу схемы отводится *N*-мерный массив его значений, меняющихся в пределах допуска по нормальному закону распределения.

Целевая функция $Y = f(X_i)$ рассчитывается для элементов схемы, взятых из соответствующих массивов поочередно N раз.

Процедурой «Статистика» определяются статистические характеристики: среднее, среднеквадратическое отклонение целевой функции при заданном допуске комплектующих элементов. Если результаты не уст-

раивают, можно изменить допуски и вновь провести эксперимент до достижения требуемой точности.

Выбор допуска комплектующих элементов проведем для мультивибратора (рис. 2). Длительность импульса мультивибратора [1]:

$$= RC \ln (U_b - E)/(U_b - U_p),$$

где $U_p = (0,1\div0,5)$ В – пороговое напряжение переключения транзистора; $U_b = 0$ при подключении базового резистора на «землю» и равно -Е, если будет подключение на «плюс».



На рис. 3 – изменение длительности импульса мультивибратора в зависимости от допуска базового резистора и емкости конденсатора, время задающей цепи – $U_b C$, порогового напряжения – U_p и напряжения питания – Е.

Из рисунка следует, что:

• с увеличением допуска составляющих растет поле рассеивания целевой функции линейно;

• схема с базовыми резисторами – R_b , подключенными на плюс источника питания, имеет в четыре–восемь раз меньшее поле рассеивания длительности импульса, чем в схеме с базовыми резисторами, подключенными на «землю»;

• наименьшее влияние на длительность импульса мультивибратора оказывает стабильность напряжения источника питания –*E*.

Изменение поля рассеивания в зависимости от величины порогового напряжения переключения представлено на рис. 4:

• с уменьшением напряжения питания нелинейно растет поле рассеивания целевой функции;

• допустимое напряжение питания *E*>20. При меньших значениях существенно снижается точность генерации длительности импульса;

• с увеличением порогового напряжения повышается нестабильность длительности импульса.



Графики рис. 3 и 4 отображают влияние отдельных элементов схемы на целевую функцию. При расчете поля рассеивания с учетом погрешности всех элементов цепи можно принять равным их вклад в точность целевой функции.

В этом случае допуск на составляющие элементы цепи

$$\frac{\Delta X_i}{X_i} = \frac{\Delta Y}{\xi_i X_i \sqrt{n}} \,,$$

где *n* – количество элементов цепи.

Подобное условие может привести к непомерно высоким значениям допуска (при малых значениях коэффициентов чувствительности). В этих случаях рекомендуется ограничиться разбросом допусков в пределах двух-трех классов.

Разработанная программа по приведённому выше алгоритму позволяет по требуемой точности целевой функции электронной схемы выбрать допуски на составляющие элементы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шарапов А.В. Аналоговая схемотехника: учеб. пособие [Электронный ресурс]. – 2006. – 193 с. – URL: http://edu.tusur.ru/training/publications/832

МЕТОДИКА РАСЧЁТА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ВАЙНБЕРГА В БАЗИСЕ КОММУТАЦИОННЫХ РАЗРЫВНЫХ ФУНКЦИЙ

В.Д. Семёнов, проф. каф. ПрЭ; Д.В. Шадрин, инженер НИИ КТ; В.А. Кабиров, зав. лаб. микропроцессорных устройств и систем каф. ПрЭ; М.П. Сухоруков, зав. лаб. цифровых систем управления НИИ КТ; Д.Б. Бородин, электроник каф. ПрЭ; М.М. Чёрная, н.с. НИИ КТ

Научный руководитель Ю.А. Шиняков, директор НИИ КТ г. Томск, ТУСУР, shua@main.tusur.ru

Метод коммутационных разрывных функций (КРФ) является одним из способов получения малосигнальной модели преобразователей постоянного напряжения. В данной работе на примере преобразователя Вайнберга показана методика получения математической модели с применением метода КРФ. Структурная схема преобразователя, получаемая в рамках данной методики, отражает все внутренние связи, определяющие динамические свойства и характеристики исследуемого преобразователя.

Преобразователь Вайнберга (ПВ) в последнее время стал часто использоваться в источниках питания, предназначенных для систем электроснабжения космических аппаратов. Поэтому разработка математической модели для этого преобразователя является актуальной задачей. Принципиальная схема преобразователя и описание принципа работы ПВ представлено в [1].

Для расчёта математической модели данного преобразователя необходимо выполнить несколько этапов [2].

1. Построение математической модели объекта управления в базисе разрывных коммутационных функций.

- 2. Линеаризация полученной модели.
- 3. Вывод передаточной функции системы.
- 4. Проверка адекватности полученной модели.

Для построения модели в базисе коммутационных разрывных функций составляется структурная схема, в которой реактивные элементы заменяются интеграторами напряжения и тока, а резисторы – преобразователями «напряжение - ток» и «ток - напряжение» [3]. Полученная структурная схема показана на рис. 1.



Рис. 1. Математическая модель преобразователя Вайнберга в базисе коммутационных разрывных функций

В данной модели присутствует 2 элемента, которые наглядно отображают особенности ПВ. Это блок А и блок Б. Согласно внутреннему устройству блока А, часть энергии источника напряжения Е передаётся в преобразователь напрямую, минуя ключевые элементы. Отчасти этим объясняется высокий КПД преобразователя. В свою очередь, блок Б состоит из 2 умножителей и 2 множителей с коэффициентом 0,5. Из его внутреннего устройства следует, что при любом состоянии ключевых элементов ток дросселя i_{L_1} делится пополам, что позволяет упростить модель, заменив блок Б одним множителем с коэффициентом 0.5.

Далее, для перехода к малосигнальной модели необходимо линеаризовать функции, получаемые умножителями. Для этого необходимо вычислить частные производные выражений, получаемых умножителями. Результатом этих преобразований является малосигнальная модель ПВ, изображённая на рис. 2.

После этого полученную модель необходимо упростить, т.к. после линеаризации в ней присутствуют структуры, поддающиеся упрощению. В итоге, после окончания преобразований, математическая модель принимает вид, показанный на рис. 3.

Полученные передаточные функции имеют вид:

- $W_{L1}(p) = \frac{1}{L_1 \cdot p + r_{L1}}$ передаточная функция дросселя L_1 ;
- $W_C(p) = \frac{R}{R \cdot C \cdot p + 1}$ передаточная функция конденсатора *C*.



Рис. 2. Малосигнальная модель преобразователя Вайнберга



Рис. 3. Малосигнальная модель преобразователя Вайнберга после упрощения

Стоит отметить, что эти передаточные функции можно было объединить, представив их как звено 2-го порядка. Однако это бы значительно усложнило разработку системы управления с обратной связью по току.

После получения математической модели ПВ необходимо выполнить проверку адекватности модели путём сравнения частотных характеристик рассчитанной математической модели и модели, построенной в среде MatLab (рис. 4).



Если построить графики, на которых отражены ЛАЧХ и ЛФЧХ обеих моделей, то будет видно, что частотные характеристики обеих моделей являются идентичными, что говорит об адекватности полученной математической модели и возможности её использования для последующей разработки системы управления для ПВ с обратной связью по току или напряжению.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бородин Д.Б. и др. Имитационная модель вольтодобавочного варианта схемы преобразователя Вейнберга // Электронные средства и системы управления. – 2017. – № 1-1. – С. 225–228.

2. Shinyakov Y.A., Semenov V.D., Kabirov V.A. et al. Methodology to synthesis of digital regulator for solar battery energy conversion channel in the spacecraft power supply system // International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences. – Novosibirsk, Russia, 2017. – P. 346–350.

3. Кобзев А.В., Семенов В.Д., Фединых Е.К. Применение метода коммутационных разрывных функций для построения математических моделей силовых преобразователей // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2-3 (24).

ПЕРСПЕКТИВЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ НИТРИД-ГАЛЛИЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ В КАЧЕСТВЕ СИЛОВЫХ КЛЮЧЕЙ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКЕ

С.С. Тюнин, аспирант; А.С. Тюнин, студент

Научные руководители: С.В. Семенов, проф. каф. ПрЭ, к.т.н.; В.А. Кабиров, зав. лаб. ГПО г. Томск, ТУСУР, каф. ПрЭ, tun89@mail.ru

Появление новых полупроводниковых приборов, таких как нитрид-галлиевые транзисторы (GaN), открывает множество возможностей для силовой преобразовательной техники в будущем, в данной статье мы рассмотрим на примере одной схемы преобразователя возможности GaN и кремневых (Si) транзисторов.

Для анализа возможностей GaN-транзисторов рассмотрим двунаправленный повышающий-понижающий преобразователь, принцип работы рассмотрен в [1]. Для наглядности сравним транзистор EPC2047, являющийся GaN-транзистором, и IRFP4768, являющийся Si-транзистором. С их характеристиками можно ознакомиться в [2, 3]. Рассматриваемый преобразователь работает в режиме жесткой коммутации силовых ключей.

Исходные параметры преобразователя приведены в табл. 1.

Так как GaN-транзистор имеет сравнительно низкое значение емкости Миллера, то этот транзистор может работать на более высоких частотах, нежели Si-транзисторы. Но переход на такие частоты влечет несколько проблем, а именно, необходимо повышать скорость обработки сигналов обратной связи и управления транзисторами, а также существующие магнитопроводы имеют ограничения по частотному диапазону работы.

Расчет параметров преобразователей с применением GaN- и Siтранзисторов дал результаты, представленные в табл. 2. Также был произведен расчет статических и динамических потерь в транзисторах.

Таблица 1

nexodible dumble din pue teru npeoopusoburem						
Параметры	НПН на GaN	НПН на Si				
$U_{\scriptscriptstyle {\rm BX}}$	55 B	55 B				
$U_{\rm bbix}$	100 B	100 B				
Рн	1400 Вт	1400 Вт				
f	500 кГц	100 кГц				
ΔI	20%	20%				
ΔU	0,5%	0,5%				
I _{max}	15 A	15 A				

Исходные данные для расчета преобразователя

Таблица 2

параметры элементов преобразователя					
Параметры	EPC2047	IRFP4768			
L	<i>L</i> 16 мкГн				
$C_{\rm bbix}$	4,6 мкФ	23 мкФ			
$C_{\scriptscriptstyle { m BX}}$	2,7 мкФ	13,5 мкФ			
Потери на транзисторах					
Статические	11,8 Вт*	12,7 Вт*			
Динамические	7,3 BT*	57 Br*			

Тараметры элементов преобразователя

* Расчет потерь мощности на транзисторах произведен при максимальном токе нагрузки.

Для расчета параметров элементов преобразователя были использованы формулы из [4].

Проведя моделирование указанных преобразователей, были получены графики КПД от мощности нагрузки (рис. 1).

Как видно из графика рис. 1, преобразователи на Si-транзисторах имеют значительные потери, особенно при работе в диапазонах малого потребления тока нагрузкой, и не могут работать удовлетворительно при данной конфигурации схемы преобразователя. Транзисторы на основе GaN показывают высокий КПД во всем диапазоне рабочих токов. Кроме того, практически нулевое значение заряда восстановления у встроенного диода GaN-транзистора позволяет исключить снаберные цепи из преобразователя, что дает дополнительные преимущества.



Рис. 1. КПД преобразователя от мощности нагрузки

Также был произведен расчет массы основных элементов преобразователя (при одинаковой выходной мощности, табл. 3).

Таблица З

Удельная масса преобразователя					
Элемент	EPC2047	IRFP4768			
L	32 г	36 г			
$C_{\rm bbix}$	28 г	48 г			
C_{bx}	14 г	36 г			
VT1, VT2	0,6 г	12,2 г			
Общая масса	74,6 г	132,2 г			

Данные, представленные в табл. 3, позволяют грубо оценить уменьшение массы преобразователя при использовании GaN-транзисторов. В табл. 3 приведены те элементы, на параметры которых влияет увеличение частоты работы преобразователя.

ЛИТЕРАТУРА

1. Тюнин С.С., Бородин Д.Б., Винтоняк Н.П. и др. Практическая реализация ШИМ с мягким переключением (zvt-pwm) в схеме повышающего преобразователя // Научная сессия ТУСУР–2017: матер. Междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР– 2017», посвященной 55-летию ТУСУРа, 10–12 мая 2017 г. 2. Техническая документация на транзистор EPC2047 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://epc-co.com/epc/Portals/0/epc/documents/datasheets/EPC2047 preliminary.pdf (дата обращения: 20.02.2018).

3. Техническая документация на транзистор IRFP4768pbf [Электронный pecypc]. – Режим доступа: https://www.infineon.com/dgdl/irfp4768pbf.pdf?fileId =5546d462533600a40153562c959b2021 (дата обращения: 20.02.2018).

4. Мелешин В. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техно-сфера, 2005. – 632 с.

РЕЗОНАНСНЫЙ LCL-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ДЛЯ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ В УСТРОЙСТВАХ ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА

С.А. Запольский, м.н.с. НИИ КТ, аспирант каф. КСУП

г. Томск, ТУСУР, sergeyzap-kz@mail.ru

В настоящее время с целью обеспечения различных технологических процессов, связанных с нагревом металла, используется метод индукционного нагрева. Классическим вариантом построения силовой части устройства индукционного нагрева является резонансный преобразователь на основе последовательного LC-контура. В устройствах, где необходимо использование индуктора отдаленно от согласующего трансформатора, данный преобразователь будет обладать высоким уровнем потерь в подводящем кабеле, что обусловлено контуром протекания тока «вторичная обмотка трансформатора – резонансный конденсатор – индуктор». Одним из вариантов решения данной проблемы служит использование LCL-контура в качестве резонансного.

Задачей данной статьи является исследование электромагнитных процессов, протекающих в схеме, определяющих влияние параметров схемы на величину тока подводящего кабеля.

Схема мостового резонансного преобразователя на основе LCLконтура представлена на рис. 1, *a*.

С целью упрощения анализа электромагнитных процессов элементы схемы считаются идеальными. Для источника входное напряжение выражается в отсутствии пульсаций. Силовые ключи SA1–SA4 не имеют активного сопротивления в проводящем состоянии, в закрытом состоянии имеют бесконечное сопротивление, не имеют паразитных параметров и не требуют времени на переключение. Реактивные элементы не имеют активных сопротивлений. Последовательное соединение элементов L2, Rн составляет упрощенную модель индуктора.



зависимость коэффициента отношения токов от L2 – б.

Данный сложный LCL-контур содержит в себе два резонансных контура – L1, C1 и L2, C1, R_H. Максимальное отношение токов индуктора и дросселя L1 обеспечивается в резонансном режиме контура L2, C1, R_H и определяется его добротностью [1]. При выходе из резонанса отношение токов I_{L1} к I_{L2} определяется выражением (1):

$$K_{I(\omega)} = \frac{i_{L_1(\omega)}}{i_{L_2(\omega)}} = 1 + \frac{X_{L_2}}{X_{C_1}} + \frac{R_{H}}{X_{C_1}}.$$
 (1)

Коэффициент $K_{I(\omega)}$ – комплексное число, действительная часть которого $\text{Re}(K_{I(\omega)}) = 1 + \frac{X_{L_2}}{X_{C_1}}$, мнимая часть $\text{Im}(K_{I(\omega)}) = \frac{R_{\text{H}}}{X_{C_1}}$. Следова-

тельно, амплитуда отношения токов I_{L1} к I_{L2} на заданной частоте определяется из (2):

$$K_{I} = \frac{i_{\rm L}}{i_{\rm L}} = \sqrt{\left(1 + \frac{X_{\rm L_{2}}}{X_{\rm C_{1}}}\right)^{2} + \left(\frac{R_{\rm H}}{X_{\rm C_{1}}}\right)^{2}}.$$
 (2)

При настроенном на резонанс контуре $K_I = 1/Q$, что совпадает с выражением для последовательно-параллельного резонансного контура [1], полученным методом парциальных контуров [2].

При выходе контура L2–C1–R_н из резонанса нагрузка преобразователя становится активно-индуктивной либо активно-емкостной, появляется угол сдвига между напряжением и током на транзисторах преобразователя, что ведет к возникновению процесса рекуперации. Часть энергии возвращается в источник, что и определяет увеличение тока I_{L1} . На рис. 1, δ показана зависимость изменения коэффициента отношения токов I_{L1} к I_{L2} от величины L2 при параметрах f = 1,64 кГц; C1 = 1,81 мФ; R_H = 20 мОм. Ток I_{L1} наименьший при зна-

чении L2 = 5,2 мкГн при резонансе контура, по мере отдаления значения индуктивности L2 увеличивается ток I_{L1} .

В заключение можно выделить некоторые особенности применения схемы с LCL-резонансным контуром в устройствах индукционного нагрева. Чтобы устранить реактивную составляющую нагрузки, достаточно настроить на резонанс только часть контура, содержащую индуктор. Величина, на которую возможно уменьшить ток в подводящем кабеле, прямо пропорциональна добротности резонансного контура L2–C1–R_н, как и в последовательно-параллельном контуре.

ЛИТЕРАТУРА

1. Земан С.К. Согласование параметров индуктора и преобразователя частоты с помощью последовательно-параллельного резонансного контура / С.К. Земан, Ю.М. Казанцев, А.В. Осипов // Индукционный нагрев. – 2013. – Т. 24, № 2. – С. 25–32.

2. Мигулин В.В., Медведев В.И., Мустель Е.Р., Парыгин В.Н. Основы теории колебаний. – М.: Наука, 1978. – 392 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ВЫСОКОВОЛЬТНОГО МОДУЛЯ ПИТАНИЯ ЭЛЕКТРОРАКЕТНОГО ДВИГАТЕЛЯ ДЛЯ ПЕРСПЕКТИВНЫХ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

Д.Е. Железовский, Н.А. Савочкин, аспиранты каф. ПрЭ, инж.-конструкторы АО «НПЦ «Полюс»; А.Н. Плеснивый, нач. лаб. АО «НПЦ «Полюс»

Научные руководители Г.Я. Михальченко, проф. каф. ПрЭ, д.т.н.; С.Г. Михальченко, зав. каф. ПрЭ, д.т.н. г. Томск, ТУСУР, каф. ПрЭ, info@polus-tomsk.ru

Для перспективных миссий, реализуемых как на околоземных орбитах, так и в дальнем космосе, использование энергоустановок в сочетании с электроракетными двигателями для выполнения транспортных задач весьма значимо. Разработка и применение таких электродвигательных комплексов (ЭДК) – одно из важных направлений развития космической техники, потому что дает возможность создания аппаратов с качественно новыми характеристиками. Основные функции ЭДК – коррекция и удержание орбиты, довыведение аппарата в рабочую точку и вывод на орбиту «захоронения» космического аппарата после завершения срока активного существования. Для питания ЭДК необходимо напряжение от сотен вольт до единиц киловольт при большой мощности [1], поэтому разработка новых высоковольтных модулей питания, обладающих высокой энергоэффективностью, является актуальной задачей.

Решение этой задачи выдвигает особые требования к энергопреобразующей аппаратуре для питания двигателя космического аппарата, что связано с увеличением выходного напряжения и удельной мощности преобразователя [1]. Исходя из сказанного, в рамках научно-исследовательской работы был разработан макет модуля на основе мостового инвертора с последовательным резонансным контуром и 16 выходными выпрямительными каскадами [2].

Для обеспечения наилучшего КПД используется комбинированное управление с изменением частоты и фазы управляющего сигнала [3]. Стабилизация осуществляется путем изменения частоты в диапазоне от 70 до 200 кГц, а на более низких мощностях – за счет сдвига фазы. Характеристики зависимости КПД от выходной мощности получены экспериментально при разных напряжениях нагрузки: 300, 500 и 1000 В (рис. 1).



На интервале от 700 Вт КПД составляет более 90% в широком диапазоне изменения выходного напряжения. С увеличением выходного напряжения КПД уменьшается на 2% за счет увеличения числа последовательно соединенных каскадов.

Качество выходных параметров можно оценить по графикам отклонения и по уровню пульсаций выходного напряжения (рис. 2, 3).

Как видно из рисунков, отклонение выходного напряжения не превышает 2,5%. Максимальные отклонения наблюдаются при граничных значениях мощности. Экстремальные значения пульсаций наблюдаются при переходе с фазного управления на частотное.

Результаты испытаний показали, что комбинированное управление в сочетании с мягкой коммутацией позволяет достичь более высокого КПД модуля во всем рабочем диапазоне по сравнению с каждым типом управления в отдельности [3].



Качество выходного напряжения удовлетворяет требованиям технического задания, статическая ошибка не превышает 2,5%. Благодаря каскадному построению выходной части модуля требования к элементам по току и напряжению существенно снижены. Материалы данной работы будут использованы для экспериментальной отработки модуля на напряжение 4500 В и построения схем суммирования энергии.

ЛИТЕРАТУРА

1. Савочкин Н.А., Железовский Д.Е., Плеснивый А.Н. Современные системы питания электроракетных двигателей // Сб. тез. IV науч.-техн. конф. молодых специалистов АО «ИСС». – Железногорск: Sitall, 2017. – С. 142, 143.

2. Железовский Д.Е., Плеснивый А.Н., Савочкин Н.А. Макет базового модуля высоковольтной системы питания на основе резонансного преобразователя // Электронные и электромеханические системы и устройства: тез. докл. науч.-техн. конф. молодых специалистов. – Томск, 2018 (в печати).

3. Железовский Д.Е. Работа резонансного преобразователя при изменении нагрузки // Науч. сессия ТУСУР–2017: матер. междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. – Томск: В-Спектр, 2017. – Ч. 2. – С. 197–200.

ОПТИЧЕСКИЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ, НАНОФОТОНИКА И ОПТОЭЛЕКТРОНИКА

Председатель – Шарангович С.Н., проф., зав. каф. СВЧиКР, к.ф.-м.н.; зам. председателя – Перин А.С., доцент каф. СВЧиКР, к.т.н.

ИССЛЕДОВАНИЕ УСЛОВИЙ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ОПТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ В ВОЛНОВОДНЫХ КАНАЛАХ, СФОРМИРОВАННЫХ В ФПМ-ЖК, ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ВНЕШНЕГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ

Д.И. Дудник, И.А. Викулина, К.О. Гусаченко, студенты; А.О. Семкин, доцент каф. СВЧиКР, к.ф.-м.н.

Научный руководитель С.Н. Шарангович, зав. каф. СВЧиКР, к.ф.-м.н. г. Томск, ТУСУР, drinza10@gmail.com

Весьма актуальной задачей на сегодняшний день является создание интегрально-оптических устройств, одним из основных элементов которых являются направляющие системы. Однако производство и повсеместное применение этих систем ограничивается высокой стоимостью как технологического оборудования для их производства, так и сред, в которых они создаются. Решением данного вопроса может служить голографическое формирование системы управляемых волноводных каналов в фотополимерно-жидкокристаллической композиции (ФПМ–ЖК). Возможность управления условиями распространения света в таких системах может стать основой принципиально новых устройств.

Целью данной работы является исследование влияния внешнего электрического поля на волноводный режим распространения оптического излучения в волноводных каналах в ФПМ–ЖК.

На основе работы [1] был проведен математический расчет изменения показателя преломления волноводного канала при воздействии внешнего электрического поля (рис. 1, *a*). Необыкновенный и обыкновенный показатели преломления жидкого кристалла, содержащегося в композиции (характерны для МББА): $n_c = 1,717$, $n_o = 1,53$. Показатель преломления полимера – $n_0 = 1,54$. Изменение показателя пре-

ломления в волноводном канале определяется взаимной ориентацией «капсул» НЖК \hat{N} и вектора электрической напряженности внешнего поля **E**, а также величиной напряженности внешнего поля. $E_{\rm c}$ – напряженность электрического поля, которую необходимо приложить для выполнения ориентационного перехода из **E** $\perp \hat{N}$ в **E**|| \hat{N} .

Вид профиля показателя голографически сформированной структуры с учетом амплитуд первых двух пространственных гармоник для угла падения формирующих пучков $\pm 2^{\circ}$ был получен на основе результатов экспериментов, представленных в работе [2], и теоретической модели, разработанной в [3] (рис. 1, δ). Угол падения записывающих пучков $\alpha = 4^{\circ}$ обеспечивает формирование системы волноводных каналов с шириной канала 9 мкм., что соответствует диаметру сердцевины стандартного телекоммуникационного волокна.



Рис. 1. Зависимость показателя преломления от приведенного внешнего поля и угла начальной ориентации θ – *a*; вид рассчитанного профиля показателя преломления и аппроксимирующей его функции – *б*

Вид профиля показателя преломления сформированной структуры был аппроксимирован функцией (1) профиля показателя преломления градиентного волновода [4]:

$$n(x) = n_2 \cdot \sqrt{1 - 2\Delta(X/a)^a} , \qquad (1)$$

где n_2 – показатель преломления в центре сформированного канала; Δ – относительная разность показателей преломления; a – параметр профиля волновода.

Численное значение параметра *а* подбиралось таким образом, чтобы обеспечить наименьшую погрешность аппроксимации, которая составила менее 14,9%.

Результатом моделирования влияния внешнего электрического поля на режим распространения оптического излучения в волновод-202 ных каналах в ФПМ–ЖК является график зависимости максимального числа мод, способных распространяться в волноводе от приложенного электрического поля, представленный на рис. 2.

Максимальное число *M* направляемых мод, способных распространяться в волноводе при приложении электрического поля, можно определить из выражения [4]



$$M(E) = \frac{a}{a+2} \cdot a^2 \cdot k^2 \cdot n(E)^2 \cdot \Delta(E).$$
⁽²⁾

Рис. 2. Зависимость максимального числа мод, способных распространяться в волноводе, от приведенного внешнего поля и угла начальной ориентации

Как видно из рис. 2, приложение электрического поля напряженностью более 3,5 E_c , ограничивает возможность распространения оптического излучения при любой первоначальной ориентации капли НЖК, что позволяет «выключить» отдельный оптический волноводный канал. При известной первоначальной ориентации капли НЖК, при приложении определенной величины напряженности электрического поля, можно добиться уменьшения числа направляемых мод в волноводе вплоть до выполнения одномодового режима распространения оптического излучения.

Таким образом, проведенный расчет показывает теоретическую возможность управления условиями распространения оптического излучения в волноводных каналах, сформированных в ФПМ–ЖК, и как следствие возможность использования подобных структур в качестве основных компонентов интегрально-оптических устройств.

Работа выполнена в рамках госзадания Минобрнауки РФ (проект № 3.1110.2017/ПЧ).

ЛИТЕРАТУРА

1. Афонин О.А., Названов В.Ф. Влияние конечной азимутальной энергии поверхностного сцепления на переход Фредерикса в каплях нематика с биполярной структурой // Письма в ЖТФ. – 1998. – Т. 24, № 11. – С. 87–94.

2. Викулина И.А. Экспериментальное исследование гармонического состава голографических дифракционных структур в фотополимерных материалах / И.А. Викулина, К.О. Гусаченко, А.О. Семкин // Сб. науч. тр. XIV Междунар. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых: «Перспективы развития фундаментальных наук». – 2017. – Т. 7. – С. 39–41.

3. Семкин А.О. Трехмерная модель голографического формирования неоднородных дифракционных ФПМ–ЖК-структур / А.О. Семкин, С.Н. Шарангович // Известия вузов. Физика. – 2018. – Т. 61, № 1. – С. 51–58.

4. Серебрякова В.С. Интегральная оптика: учеб. пособие / В.С. Серебрякова, В.Ф. Пашин, Е.В. Стригалев. – СПб., 2012. – 86 с.

ПРИМЕНЕНИЕ ЭКШЕН-ВИДЕОКАМЕРЫ ДЛЯ КОНТРОЛЯ ТЕПЛОФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ

Н.Я. Бикбердина, Р.Р. Габдрахимова, студентки

Научный руководитель М.П. Бороненк, доцент каф. ФОТД, к.т.н. г. Ханты-Мансийск, ЮГУ, т boronenko@ugrasu.ru

В последнее время в трудных экономических и политических условиях существует потребность промышленности в материалах, обладающих заранее заданными свойствами. Одним из перспективных методов получения новых материалов, обладающих определенными механическими и термическими свойствами, является самораспространяющийся высокотемпературный синтез (СВС). При этом теплофизические параметры реакции СВС являются фактором, определяющим конечные свойства продуктов реакции. Задачи регистрации и визуализации быстропротекающих процессов СВС позволяет решать скоростная видеосъёмка [1–5]. В статье приведены результаты исследования возможности использования экшен-камеры для контроля температуры и скорости процессов СВС.

Приборы и техника эксперимента. Экспериментальный стенд (рис. 1), на котором проводились исследования, включает видеокамеру SJCAM, блок питания, кварцевую оснастку и вольфрамовую спираль. Камера калибрована по эталонной лампе.

Для высокотемпературного синтеза использовали порошок алюминия ПА4 дисперсностью до 50 мкм, карбид титана дисперсностью до 100 мкм и оксид железа дисперсностью до 300 мкм. Порошки смешивались в весовых процентах: FeO – 80 мас.%; Al – 20 мас.%, что составляло термитную смесь. К термитной смеси добавляли TiC до 20 мас.%. Шихта помещалась в кварцевый реактор. Инициирование шихты проходило с помощью электрической спирали, которая подключалась к блоку питания. Так как процесс получения является быстропротекающим, требуется автоматизация запуска съемки процесса горения. Для получения образцов системы FeO–Al–TiC самораспространющимся высокотемпературным синтезом использовали порошок алюминия ПА4 дисперсностью до 50 мкм, карбид титана дисперсно-

стью до 100 мкм и оксид железа дисперсностью до 300 мкм. Порошки смешивались в весовых процентах: FeO – 80 мас.%; Al – 20 мас.%, что составляло термитную смесь. К термитной смеси добавляли TiC. Проведено 2×5 экспериментов с добавлением TiC – 10 мас.% и 20 мас.% Шихту помещают в кварцевый реактор. Весь процесс синтеза снимали на видеокамеру.



Рис. 1. Экспериментальная установка

Калибровка по эталонной лампе. Измерение температуры тел по тепловому излучению базируется на использовании законов излучения АЧТ. Излучение реальных тел отличается от излучения АЧТ, и, следовательно, измеренная температура будет отличаться от истинной. Главное условие применимости оптической пирометрии – излучение нагретого тела должно подчиняться закону Кирхгофа (излучение тела должно быть тепловым). Обычно твердые тела и жидкости при высокой температуре удовлетворяют этому требованию.

Яркостная пирометрия основана на равенстве яркости исследуемого объекта и яркости АЧТ на одной и той же длине волны λ_0 . В соответствии с законом Кирхгофа поверхностная яркость нагретого тела может быть записана в виде

$$\varepsilon_{\lambda_0,T} \cdot r_0(\lambda_0,T) = r_b(\lambda_0,T_b),$$

где спектральная плотность излучения абсолютно черного тела (АЧТ) описывается законом Планка:

$$r = \frac{c_1}{\lambda^5 \cdot \left(\exp\left(\frac{c_2}{\lambda \cdot T}\right) - 1 \right)},$$

 λ – длина волны; T_b – яркостная температура нечерного тела; $r_b(\lambda_0, T_b)$ – поверхностная спектральная яркость нагретого тела; $\epsilon_{\lambda_0,T}$ – коэффициент излучения (или коэффициент серости); $r_0(\lambda_0,T)$ –

поверхностная спектральная яркость АЧТ. Очевидно, что яркостная температура совпадает с истинной при $\varepsilon = 1$. В приближении Вина

$$\exp\!\left(\frac{c_2}{\lambda \cdot T}\right) >> 1,$$

для яркостной T_b и истинной температуры T имеем следующее приближенное выражение:

$$\frac{1}{T} = \frac{1}{T_b} + \frac{\lambda_0}{c_2} \ln \varepsilon_{\lambda_0,T}, \quad \Delta T = T^2 \sqrt{\left(\frac{\Delta T_b}{T_b^2}\right)^2 + \left(\frac{\ln \varepsilon_\lambda}{c_2} \Delta \lambda\right)^2 + \left(\frac{\lambda}{c_2 \varepsilon_\lambda} \Delta \varepsilon_\lambda\right)^2},$$

где ΔT — методическая погрешность измерения термодинамической температуры яркостным методом. Таким образом, сопоставив яркостную температуру эталонного источника излучения и яркость полученного изображения, становится возможным определить истинную температуру излучающего тела по калибровочным кривым или аппроксимирующим формулам.

Также проведена проверка спектральной чувствительности видеокамеры. Излучение вольфрамовой лампы через монохроматор попадало на зрачок объектива видеокамеры. Измеряли интенсивность (яркость пикселей на изображении) сигнала при разных длинах волн. Получаемые спектры (рис. 2) при конвертации цветного изображения в отдельные цветовые каналы RGB автоматически преобразовываются в шкалу серого с учетом весовых коэффициентов.

Изображения RGB преобразуются в оттенки серого с помощью формулы grey = (красный + зеленый + синий) / 3 или серый = 0,299 × × красный + 0,587 × зеленый + 0,114 × синий, если в меню поставлена отметка «взвешенные преобразования RGB». Спектральная чувствительность видеокамеры представлена на рис. 3.



Рис. 2. Спектры, зарегистрированные видеокамерой после пропускания света через монохроматор: *a* – полный сигнал; *б* – сигнал канала R; *в* – сигнал канала G; *г* – сигнал канала B

Также был снят темновой кадр. Измерение уровня темнового сигнала в каждом пикселе видеоизображения, представленное в виде диаграммы, представлено на рис. 4.



Рис. 3. Спектральная чувствительность видеокамеры отдельных цветовых каналов RGB, полученных методом конвертации



Рис. 4. Статистика уровня темнового сигнала

Выводы. Экспериментальным путем установлено, что спектральная чувствительность видеокамеры покрывает весь видимый диапазон излучения, а темновые шумы невелики. Таким образом, применение видеокамеры для определения температуры и других количественных характеристик в быстропротекающих процессах возможно. Исследование выполнено при частичной финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-08-01475 А.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кирпиченко Ю.Р., Курячий М.И., Пустынский И.Н. Видеоинформационные системы наблюдения и контроля при сложных условиях видимости // Доклады ТУСУРа. – 2012. – № 2-1 (26).

2. Пустынский И.Н. Уточнение зависимости освещённости оптического изображения от освещённости объекта в телевизионных датчиках // Доклады ТУСУРа. – 2009. – № 1-1 (19).

3. Гуляев П.Ю., Котванова М.К., Омельченко А.И. Нанотехнологии обработки и получения сложных оксидов переходных металлов с высоким фототермическим эффектом // Физика и химия обработки материалов. – 2017. – № 4. – С. 74–82.

4. Йесперс П. Полупроводниковые формирователи сигналов изображения / П. Йесперс, Ф. Ван де Виле, М. Уайт. – М.: Мир, 1979.

5. Гарколь Д.А. и др. Новая методика высокоскоростной яркостной пирометрии для исследования процессов СВС // Образование. – 1994. – Т. 3. – С. 4.

ФОРМИРОВАНИЕ ДИФРАКЦИОННЫХ СТРУКТУР В ФОТОРЕФРАКТИВНОМ КРИСТАЛЛЕ НИОБАТА ЛИТИЯ С ПОМОЩЬЮ БЕССЕЛЕПОДОБНЫХ ОПТИЧЕСКИХ ПОЛЕЙ

И.А. Трушников, А.В. Инюшов, студенты

Научный руководитель А.С. Перин, доцент каф. СВЧиКР, к.т.н. г. Томск, ТУСУР, trushnikov@mail.ru

В большинстве случаев лазерные источники генерируют световые лучи с Гауссовым профилем, которые можно сфокусировать в области перетяжки пучка в продольном направлении на длине волны света с минимальными изменениями ширины перетяжки пучка. Однако в некоторых ситуациях требуются нестандартные формы световых полей, обладающие свойствами, отличными от свойств Гауссовых лазерных лучей. Это бездифракционные лучи, включающие в себя Бесселеподобные пучки [1], пучки Эйри [2] и некоторые другие бездифракционные лучи, сохраняющие амплитудный профиль [3]. Реальные Бесселевы лучи не могут существовать из-за бесконечной оптической мощности, которую они должны перенести. Бесселеподобные пучки близки к теоретическому распределению бездифракционных полей, которые не ограничены в поперечном направлении.

Целью нашего исследования является демонстрация использования световых полей, полученных в схемах на основе дифракции света на амплитудных транспарантах, при формировании дифракционных структур в фоторефрактивных кристаллических образцах ниобата лития (LiNbO₃).

В качестве источника излучения в экспериментах использовался твердотельный лазер $YAG:Nd^{3+}$ с длиной волны излучения $\lambda = 532$ нм.

Для формирования квазиодномерного бесселеподобного пучка лазерное излучение освещает амплитудный транспарант, расположенный в фокальной плоскости линзы (цилиндрической или сферической). В некоторой области после линзы, в результате интерференции двух почти параллельных световых пучков, образуется квазиодномерная интерференционная картина. Распределение интенсивности в области интерференции зависит от длины волны света, соотношения ширины щелей и расстояния между их центрами. В области пересечения пучков оно может быть близким к распределению, характерному для пучка Бесселя (рис. 1).

Фотонные структуры формировались в фоторефрактивных кристаллических образцах ниобата лития. Характеристики полученных фазовых структур оценивались по картинам дифракции света в ближней зоне (на выходной плоскости образца) и в дальней зоне (в фокальной плоскости фокусирующей линзы) при считывании структуры параллельными лазерными пучками с длиной волны $\lambda = 532$ нм. Световые картины в ближней зоне, на выходной плоскости образца, исследовались с помощью анализатора лазерных пучков. Образцы ниобата лития легированы в процессе роста кристаллов ионами Cu и Fe (LiNbO₃:Cu, LiNbO₃:Fe). Размеры пластины LiNbO₃:Cu составляют $10 \times 2 \times 15$ мм³ по осям X, Y и Z. Образец, легированный железом, имеет размеры $5 \times 10 \times 10$ мм³ по тем же осям. Для

размеры 5×10×10 мм³ по тем же осям. Для формирования фотонных структур образцы экспонировались бесселеподобными световыми полями, длина волны света при этом составляла 532 нм.



Рис. 1. Картина распределения интенсивности в одномерном бесселеподобном пучке с пространственным периодом 100 мкм

На рис. 2 представлены примеры световых полей и профили интенсивности в направлении оптической оси кристалла (получены с помощью анализатора лазерных пучков) при их формировании в схеме с амплитудным транспарантом в образце LiNbO₃:Сu. Ширина щелей в непрозрачном экране 0,2 мм, а расстояние между их центрами 0,5 мм. Пространственный период структуры составляет также 100 мкм. Согласно результатам, в начальный момент времени экспонирования образца распределение интенсивности на выходной поверхности кристалла соответствует световой картине, изображенной на рис. 2. Однако с течением времени соотношение интенсивностей разных максимумов в профиле интенсивности (см. рис. 2) изменяется. При времени экспонирования 80 с и мощности лазерного пучка 3 мВт интенсивности отдельных максимумов становятся практически одинаковыми. Это связано с насыщаемым характером нелинейно-оптического отклика среды при фоторефрактивном эффекте.



Рис. 2. Картины светового поля (a) и профиль его интенсивности (δ) на выходной плоскости пластины LiNbO₃:Си при разном времени экспонирования



Рис. 3. Картина светового поля (*a*) и профиль его интенсивности (*б*) в дальней зоне дифракции света на одномерной фазовой решетке в образце LiNbO₃:Си

Формирование фазовой дифракционной структуры при экспонировании кристалла ниобата лития бесселеподобными пучками подтверждается дифракционной картиной в дальней зоне при зондировании образца параллельным световым пучком (рис. 3).

Одномерные фотонные структуры с пространственными периодами 7–30 мкм получены также в образце LiNbO₃:Fe с помощью бесселеподобных пучков, формируемых в схемах с амплитудным транспарантом. В данных структурах изучены особенности дискретной дифракции света [3, 4], связанные с малым числом элементов и различием параметров волноводных элементов. Таким образом, экспериментально продемонстрировано создание фотонных структур в фоторефрактивных кристаллах бесселеподобными световыми пучками.

Работа выполнена в рамках проектной части Госзадания Минобрнауки РФ на 2017–2019 годы (проект по заявке 3.1110.2017/ПЧ).

ЛИТЕРАТУРА

1. Пятницкий Л.Н. Волновые бесселевы пучки. – М.: Физматлит, 2012. – 399 с.

2. Duocastella M., Arnold C.B. Bessel and annular beams for materials processing // Laser Photonics Rev. -2012. - Vol. 6, No 5. - P.607–621.

3. Siviloglou G.A., Christodoulides D.N. Accelerating finite energy Airy beams // Optics Letters. – 2007. – Vol. 32, No. 8. – P. 979–981.

4. Bandres M.A. Accelerating beams // Optics Letters. – 2013. – Vol. 34, No. 24. – P. 3791–3793.

ИССЛЕДОВАНИЕ ДЕФОРМАЦИИ ПРОКАТАННОЙ МЕТАЛЛИЧЕСКОЙ ПЛАСТИНЫ С ПОМОЩЬЮ НЕКОГЕРЕНТНОГО ПРОСТРАНСТВЕННО-МОДУЛИРОВАННОГО БЕЛОГО ИСТОЧНИКА СВЕТА *А.О. Кадырбаева, магистрант*

Научный руководитель Н.Д. Хатьков, доцент каф. РЗИ, к.т.н. г. Томск, ТУСУР, каф. РЗИ, akerke0395@mail.ru

Промышленность выпускает большими партиями катаные листы различных металлов. Во время прокатки металла на прокатном стане нередко возникают технические неполадки, которые приводят к небольшим локальным деформациям металлической полосы, которые необходимо оперативно выявлять. В ряде случаев на производстве при использовании металлопроката в различных изделиях, при формовании, отработке техотверстий и других операциях, также возникают деформации, которые необходимо выявлять. Целью данной работы является определение возможности использования бесконтактного оптического метода, выявляющего деформации металлической полосы. Существующие аналоги не совсем отвечают данным требованиям [1].

Для исследований была разработана оптическая схема установки, представленная на рис. 1. В этой установке использовался фотоаппарат Iphone 5s, а щелевой модулятор содержал шесть щелей. В схеме рис. 1, *а* угол между фотодиодным источником белого света был не более 10° , а на рис. 1, δ – около 45° . Высота фотоаппарата и источника света регулировалась синхронно и была не более 500 мм. Положение

и размеры пространственного модулятора подбирались таким образом, чтобы на пластине возникали поперечные полосы света.



Рис. 1. Схема лабораторной установки: *1* – фотоаппарат; 2 – светодиодная вспышка; *3* – алюминиевая полоса размером 1000×50×3 мм³; *4* – щелевой пространственный модулятор



Рис. 2. Исходная фотография алюминиевой полосы с тестовым разрезом и с фоновой помехой (1) и ее дальнейшая обработка (2, 3) в первой установке

При использовании первой схемы установки (*a*) была получена фотография, представленная на рис. 2 (*I*). После процедуры удаления фоновой помехи фотография преобразовывалась в вид рис. 2 (*2*). Вид рис. 2 (*3*) получен посредством выделения центральной части изображения по вертикальной оси *Y*. Здесь хорошо видно, что на вертикальном тестовом разрезе полосы практически не видно деформаций, несмотря на то, что они там присутствуют. Из этого следует, что схема рис. 1, *a* является неэффективной. Результаты работы второй схемы рис. 1, *б* представлены на рис. 3.



Рис. 3. Исходная фотография алюминиевой полосы с тестовым разрезом и с фоновой помехой (1) и ее дальнейшая обработка (2, 3) во второй установке

На этом рисунке этапы обработки фотографии аналогичны первой схеме. Из анализа фотографии видно, что на ней хорошо проявились деформации полосы около ее разреза и что они более сильные с левой стороны этого разреза, что и есть на самом деле. Все это показывает более эффективную работу второй схемы лабораторной установки по выявлению деформаций.

Таким образом, в работе получены положительные результаты выявления деформаций на металлической плоскости при использовании разработанной лабораторной установки с некогерентным источником белого света и пространственным щелевым модулятором.

ЛИТЕРАТУРА

1. Александров А.В., Потапов В.Д., Державин Б.П. Сопротивление материалов. – 3-е изд. – М.: Высшая школа, 2003.

ИССЛЕДОВАНИЕ ОПТИЧЕСКОГО ПРОПУСКАНИЯ ФОТОРЕФРАКТИВНОГО КРИСТАЛЛА Linbo₃ ПУТЁМ ВОЗДЕЙСТВИЯ КОГЕРЕНТНОГО ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ *М.С. Ни, студент*

Научный руководитель А.С. Перин, доцент каф. СВЧиКР, к.т.н. г. Томск, ТУСУР, каф. СВЧиКР, perin.anton@gmail.com

Лазерная техника и лазерные технологии представляют собой совокупность технических устройств, с помощью которых происходит генерация, преобразование, приём и использование лазерного излучения. Перспективы использования лазерной техники зависят от спектра возможностей материалов и элементов, на базе которых строятся различные устройства и системы. Одним из самых распространённых материалов в этой сфере являются кристаллы. Из всего многообразия кристаллов можно выделить сегнетоэлектрические кристаллы ниобата лития (LiNbO₃). Такие кристаллы, благодаря наличию электрооптических, акустооптических и нелинейно-оптических характеристик [1], были использованы для создания различных устройств интегральной и нелинейной оптики, таких как акустооптические модуляторы, планарные оптические волноводы, адаптивные интерферометры, лазеры с обращающим волновым фронтом (ОВФ) зеркалами и многие другие [2].

Целью данной работы является экспериментальное исследование изменения оптического пропускания фоторефрактивного кристалла LiNbO₃ путём воздействия когерентного лазерного излучения с длиной волны $\lambda = 0,457$ нм.

В данном эксперименте установка состояла из следующих элементов: твердотельный лазер с диодной накачкой (DPSS) (длина волны света $\lambda = 0,457$ нм); кристалл ниобата лития, легированный железом (Fe) Z-среза, размерами $10 \times 10 \times 2$ мм³ вдоль осей X, Y и Z соответственно; два фотоприёмных устройства для фиксирования значения фототока прямого и отражённого пучков. Также для повторного проведения эксперимента использовались стеклянные фильтры 3С-7 и СЗС-9. Схема экспериментальной установки представлена на рис. 1.

Излучение, генерируемое лазером, попадает на кристалл ниобата лития, который расположен на стойке таким образом, чтобы угол между прямым лучом и отражённым составлял 45°. Фотоприёмные устройства 4 и 5 фиксируют значения фототока излучения прямого и отражённого пучков. Эксперимент проводился три раза: первый раз без ослабления лазерного излучения; второй раз - с ослаблением излучения в 2 раза при помощи стеклянного фильтра ЗС-7; третий раз – с ослаблением излучения в 4 раза при помоши стеклянных фильтров 3С-7 и СЗС-9



Рис. 1. Схема экспериментальной установки: 1 – источник лазерного излучения (DPSS лазер, $\lambda = 0,457$ нм); 2 – стеклянный фильтр;

- 3 фоторефрактивный кристалл ниобата лития; 4 фотоприёмное устройство для приёма прямого (прошедшего) пучка;

 - 5 фотоприёмное устройство для приёма отражённого пучка

Ослабление происходило относительно значения фототока, снятого напрямую, без влияния кристалла ниобата лития: лазер – фотоприёмное устройство ($I_{\phi} = 1,6$ мА). Контрольные значения фиксировались с интервалом в 10 с, а сам эксперимент длился до того момента, пока значения фототока прямого и отражённого пучков не стабилизируются относительно друг друга. Данные по эксперименту приведены в таблице. На рис. 2 представлены результаты эксперимента, а именно зависимости значений фототока прямого и отражённого пучков от длительности эксперимента.

данные экспериментов						
№ экспери-	Длительность	Интервал,	Значение фототока	Наличие стек-		
мента	эксперимента,	с	излучения, мА	лянного фильт-		
	МИН			ра		
1	20	10	1.6	-		
2	30	10	0.77	3C-7		
3	35	10	0.36	3C-7, C3C-9		

Поницио эксспоримонтор

Из рис. 2 видно, что со временем значение фототока прямого пучка убывает, а значение фототока отражённого пучка возрастает. Объяснить данное явление можно тем, что при распространении пучка происходит многократное переотражение света внутри образца, что позволяет сформировать внутри кристалла интерференционную картину, вследствие чего в объеме образца формируется периодическая оптическая неоднородность показателя преломления.



Рис. 2. Зависимость значений фототока прямого и отражённого пучков от времени экспонирования в эксперименте №1
На рис. 2, б, в зафиксированы резкие изменения значений фототока. Так как эксперимент проходил в неидеальных условиях, то это могли быть колебания образца или же самой установки, различные внешние воздействия.

Таким образом, в данной работе было исследовано изменение оптического пропускания фоторефрактивного кристалла LiNbO₃ путём воздействия когерентного лазерного излучения. Можно предположить, что многократное переотражение света внутри объема образца, обусловленное эффектом интерферометра Фабри–Перо, приводит к формированию оптической неоднородности показателя преломления кристалла, что обусловливает изменение характеристик пропускания кристалла.

Работа выполнена в рамках госзадания Минобрнауки РФ (проект № 3.1110.2017/ПЧ).

ЛИТЕРАТУРА

1. Toshiaki S. Waveguide Nonlinear-Optic Devices / S. Toshiaki, F. Masatoshi. Photorefractive-peroelectric effect / S.T. Popescu, A. Petris, V.I. Vlad // J. Appl. Phys. -2013. – Vol. 11. - 320 p.

2. Петров М.П. Фоторефрактивные кристаллы в когерентной оптике / М.П. Петров, С.И. Степанов, А.В. Хоменко. – СПб.: Наука. С.-Петербургское отд., 1992. – 320 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ НЕКОГЕРЕНТНОГО ОПТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ В ПОЛЫХ ТРУБЧАТЫХ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ВОЛНОВОДАХ

Д.В. Окунев, магистрант

Научный руководитель А.О. Семкин, доцент каф. СВЧиКР, к.ф.-м.н. г., Томск, ТУСУР, каф. СВЧиКР, okunev.dv@yandex.ru

Изучение распространения света в оптических волноводах является важной задачей для телекоммуникаций, медицины, светотехники, электроники и т.п. Полые волноводы используются для экологического освещения зданий и снижения затрат на электроэнергию [1].

Целью данной работы является экспериментальное исследование распространения некогерентного излучения с длиной волны 568 нм, формируемого светодиодами в полых металлических волноводах диаметрами 2,9 и 5 мм, в зависимости от изменения их длины. Использование светоизлучающих диодов перспективно из-за их низкой стоимости и большого времени безотказной работы [2].

Металлические полые волноводы в перспективе можно использовать для уменьшения угла расходимости излучения светодиодов, 216 что может значительно увеличить эффективность ввода излучения в оптические волокна, в том числе полимерные.

В данной работе приведены результаты экспериментов по распространению оптического излучения в цилиндрических металлических волноводах из алюминия. В качестве источника излучения были выбраны светоизлучающие диоды (СИД) с длиной волны излучения 568 нм и разными размерами излучающей поверхности (таблица). В качестве материала волновода использовалась алюминиевая фольга толщиной 20 мкм. Выбор алюминиевой фольги обусловлен высоким коэффициентом отражения и его низкой зависимостью от угла падения, а также низкой стоимостью [3].

Характеристики светодиодов

Наименование	Диаметр колбы d, м	м Длина волны λ, нм	Угол расходимости в
L-53GD	5	568	60°
L-934SGC	2,9	568	50°

Эксперимент проводился с длинами трубок L от 1 до 5 см, а диаметр трубок соответствует диаметру колб светоизлучающих диодов из таблицы.

Эксперимент заключался в вычислении затухания оптического излучения (1) в зависимости от длины полого алюминиевого волновода и его диаметра. Металлические алюминиевые волноводы разной длины по очереди насаживали на стеклянную колбу СИД (рис. 1). На фотодиоде фиксировались показания фототока.



Рис. 1. Схема экспериментальной установки: ФД – фотодиод

Расчёт фототока на фотодиоде в децибелы производился по формуле (1):

$$N = 20 \lg \left(\frac{I_L}{I_{\rm CB}} \right), \tag{1}$$

где I_n – фототок на выходе волновода с длиной L; $I_{\rm CB}$ – фототок без волновода.

Свет отражается от стенок трубки, что приводит к уменьшению величины фототока при увеличении длины волновода (рис. 2).



---- L-53GD ----- L-934SGC Рис. 2. График зависимости затухания от длины металлического волновода из алюминиевой фольги

Значение фототока уменьшается с увеличением длины волновода. Кроме этого, для светодиода L-934SGC характерно более быстрое затухание с изменением расстояния, что, возможно, связано с отличием диаметра колбы и угла расходимости, а также с параметрами самого светодиода.

Вывод. Результаты экспериментов показали, что при распространении некогерентного света в полых металлических волноводах из алюминиевой фольги величина потерь растет с увеличением длины волноводов. При этом скорость роста затухания с увеличением длины волновода растет с уменьшением его диаметра. Потери в подобных волноводах, очевидно, обусловлены многократным переотражением от их стенок и неоднородностей их внутренней поверхности, однако выявленная зависимость от диаметра волновода требует дополнительного изучения.

Работа выполнена в рамках госзадания Минобрнауки РФ (проект № 3.1110.2017/ПЧ).

ЛИТЕРАТУРА

1. Куприянов В.Н. Экологическое освещение помещений с использованием полых волноводов // Изв. КГАСУ. – 2015. – № 2(32). – С. 154–160.

2. Берлиц Ш. Светодиоды сейчас, что дальше // Светотехника. – 2008. – N
е5.– С. 9–12.

3. Довгань Д.Ю. Исследование возможности создания широкополосного отражающего покрытия на металлической основе // Матер. 12-й Междунар. конф., Минск, Беларусь, 19–22 сент. 2017 г. / Редкол.: В.В. Углов (отв.ред.) и др. – Минск: Изд. центр БГУ, 2017. – С. 386–387.

ФОРМИРОВАНИЕ БЕССЕЛЕПОДОБНЫХ СВЕТОВЫХ ПУЧКОВ С ПОМОЩЬЮ ГОЛОГРАФИЧЕСКИХ ДИФРАКЦИОННЫХ ФПМ-ЖК-ЭЛЕМЕНТОВ, УПРАВЛЯЕМЫХ ВНЕШНИМ ЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ПОЛЕМ В.О. Долгирев, Д.И. Сон, студенты; А.О. Семкин, доцент каф. СВЧиКР, к.ф.-м.н. Научный руководитель С.Н. Шарангович, с.н.с., к.ф.-м.н. г. Томск, ТУСУР, vitial2@mail.ru

Бесселеподобные пучки лазерного излучения имеют широкое применение, например для устройств манипулирования наноразмерными объектами [1]. Актуальность работы обусловлена необходимостью поиска технологичного и дешевого метода формирования таких пучков. Одним из них является метод преобразования волнового фронта Гауссовой волны дифракционными элементами [2, 3]. Одним из наиболее простых методов формирования дифракционных оптических элементов (ДОЭ) является голографический с использованием фоточувствительных сред, в частности фотополимеризующихся.

В данной работе представлена теоретическая модель дифракции световых пучков на голографически сформированных ДОЭ в фотополимерно-жидкокристаллических (ФПМ-ЖК) композициях. Структура элемента позволяет преобразовать падающие световые поля в бесселеподобные. В работе методом численного моделирования исследовано влияние внешнего электрического поля на эффективность преобразования световых пучков.

На рис. 1 приведены пространственные распределения показателя преломления ДОЭ, полученные в [4], для двух характерных случаев голографического формирования.



Рис. 1. Пространственные распределения показателя преломления ДОЭ при преобладании: *a* – фотополимеризации; *б* – диффузии

Для описания задачи дифракции необыкновенных волн (воздействие внешнего электрического поля не оказывает влияния на дифракцию обыкновенных волн) в режиме Брэгга составлена система уравнений связанных волн (УСВ) [5]. Ее решение системы найдено в приближении заданного поля и выражено в виде передаточной функции (ПФ) ДОЭ [5]:

$$T_{1}(\Delta, E) = \frac{1}{w^{2}} \cdot \int_{-w/2}^{w/2} \int_{-w/2}^{w/2} C_{1}^{e}(r, E) \cdot \exp[i \cdot (\Delta \cdot r + \Delta K(r, E))] dr, \qquad (1)$$

где $C_1^e(r, E)$ – амплитудные коэффициенты связи; $\Delta K(r, E)$ – модуль пространственно-неоднородного локального вектора фазовой расстройки, характеризующей фазовый профиль ДОЭ и изменение геометрии дифракции вследствие воздействия электрического поля; Δ – относительная фазовая расстройка, характеризующая отклонение от условий дифракции Брэгга; w – апертура падающего пучка.

Амплитудное распределение дифрагировавшего пучка в виде его углового спектра (УС) выражено через ПФ (1) и УС падающего пучка: $E_1(\theta, E) = E_{inc}(\theta) \cdot T_1(\Delta, E).$ (2)

Численное моделирование проведено для амплитудного распределения дифрагировавшего в первый порядок пучка путем расчета его углового спектра по приведенному выражению (2) и последующего перехода к пространственным (апертурным) координатам.

На рис. 2, 3 ξ и η – апертурные координаты, соответствующие плоскости, перпендикулярной направлению распространения пучка.



Рис. 2. Дифрагировавший в первый порядок пучок при дифракции на первой гармонике ДОЭ, сформированного при преобладании диффузионного механизма [4]

При увеличении напряженности внешнего электрического поля $E > E_c$ (E_c – критическая напряженность перехода Фредерикса [5]) дифракционная эффективность ДОЭ снижается, амплитуда дифрагировавшего пучка падает (см. рис. 2).



Рис. 3. Дифрагировавший в первый порядок пучок при дифракции на первой гармонике ДОЭ, сформированного при преобладании фотополимеризационного механизма – *a* [4]; фаза дифрагировавшего пучка – *б*

Распределение интенсивности дифрагировавшего пучка (см. рис. 2; рис. 3, a) имеет бесселеподобный вид, волновой фронт (см. рис. 3, δ) имеет вид «вихря». Для ДОЭ, сформированного в условиях преобладания фотополимеризационного механизма (см. рис. 3, a), дифракционная эффективность на первой гармонике показателя преломления ниже, таким образом, и эффективность преобразования пучков таким ДОЭ ниже.

Таким образом, в работе показана возможность создания управляемых электрическим полем дифракционных оптических элементов преобразования лазерных пучков.

Работа выполнена в рамках госзадания Минобрнауки РФ (проект № 3.1110.2017/ПЧ).

ЛИТЕРАТУРА

1. Соколовский Г.С., Лосев С.Н., Соболева К.К. и др. Манипулирование микрочастицами при помощи бесселевых пучков, полученных от полупроводниковых лазеров // Письма в ЖТФ. – 2014. – Т. 57 (11). – С. 53–59.

2. Костылев А.Ю., Ильина И.В., Черезова Т.Ю., Кудряшов А.В. Формирование вихревых пучков управляемыми фазовыми элементами // Оптика атмосферы и океана. – 2007. – Т. 20 (11). – С. 1028–1032.

3. Казак А.А., Казак Л.А., Толстик А.Л., Мельникова Е.А. Дифракционные ЖК-элементы для формирования вихревых световых полей // Вестник БГУ. Сер. 1: Физика. Математика. Информатика. – 2011. – №1. – С. 3–6.

4. Семкин А.О., Шарангович С.Н. Голографическое формирование дифракционных элементов для преобразования световых пучков в ФПМ-ЖКкомпозициях // Изв. вузов. Физика. – 2017. – Т. 60 (11). – С. 109–115.

5. Семкин А.О., Шарангович С.Н. Дифракционные характеристики ФПМ-ЖК-фотонных структур при воздействии знакопеременного электрического поля // Изв. Рос. академии наук. Сер. физическая. – 2013. – Т. 77 (12). – С. 1723–1726.

ИССЛЕДОВАНИЕ ФОТОХИМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ ЗАПИСИ ПРОПУСКАЮЩИХ ГОЛОГРАММ В РАЗЛИЧНЫХ ФОТОПОЛИМЕРАХ

В.Г. Иванченко, А.С. Котков, Д.О. Ковалев, К.В. Волченко, студенты; А.О. Семкин, доцент каф. СВЧиКР, к.ф.-м.н.

г. Томск, ТУСУР, a.o.semkin@gmail.com Проект ГПО СВЧиКР-1805 «Разработка голографических проекционных экранов на основе фотополимерных композиций»

В данной работе приведены результаты экспериментальных исследований физико-химических процессов, происходящих при записи элементарных голограмм пропускающей геометрии в коммерчески доступных фотополимерных материалах.

В экспериментах использовались фотополимерные пленки двух типов: Bayfol HX 200 производства Covestro AG (Германия) и ГФПМ633.5 производства ООО «Полимерные голограммы – Новосибирск» (РФ). Эксперименты проводились на экспериментальной установке кафедры СВЧиКР ТУСУРа, в состав которой входит Не-Neлазер (длина волны излучения – 633 нм).

Исследуемые образцы представляют собой тонкий слой фотополимера, нанесенного на подложку и покрытого защитной пленкой. Параметры образцов приведены в таблице.

параметры пестедусмых образдов						
Образец	Материал и толщина	Материал и толщина	Толщина слоя			
	подложки	защитной пленки	фотополимера			
Bayfol HX 200	Триацетат целлюлозы 50±2 мкм	Полиэтилен 40±1 мкм	16±2 мкм			
ГФПМ633.5	Стекло 1±0,1 мм	Полиэтилентерефталат (лавсан) 50±2 мкм	45±5 мкм			

Параметры исследуемых образцов

Для исследования фотохимических процессов, происходящих в образцах при воздействии на них оптического излучения, на них направлялся один пучок лазерного излучения с длиной волны 633 нм (угол падения составлял $25\pm1^{\circ}$), интенсивность прошедшего пучка измерялась фотоприемником на основе фотодиода. Кинетика изменения коэффициента пропускания T определялась в процентах как функция от времени воздействия излучения:

$$T = \frac{\max(I_{ph})}{I_{ph}} \cdot 100\%, \qquad (1)$$

где *I*_{*ph*} – величина измеренного фототока.

Кинетика записи голограмм в образцах определялась по методике, описанной в [1]. Углы падения записывающих пучков составляли ±25°. Суммарная мощность записывающего излучения составляла ~1 мВт. Дифракционная эффективность (ДЭ) записанной голограммы определялась следующим образом:

$$\eta = \frac{I_d}{I_d + I_t} \cdot 100\%, \qquad (2)$$

где η – дифракционная эффективность; I_d , I_t – фототоки фотодиодов, на которые падают соответственно дифрагировавший и прошедший пучки.

Каждый эксперимент повторялся 3 раза. Результаты в виде средних арифметических значений приведены на рис. 1, 2.



Анализ рис. 1 показывает, что для фотополимеров характерен резкий рост коэффициента пропускания (просветление образца) в первые секунды воздействия. Данный эффект может быть объяснен активным поглощением квантов света молекулами красителя [1]. Этот же вывод подтверждают результаты исследования записи голограмм (см. рис. 2): в начале процесса наблюдается быстрый рост ДЭ, обусловленный процессом фотополимеризации. Далее (см. рис. 1) величина пропускания образцов падает, что связано с развитием в образцах побочных неоднородностей, на которых рассеивается свет. Из-за рассеяния часть энергии не принимается фотоприемником, что определяет спадающий вид характеристики. Наиболее выраженно данный эффект проявляется у образцов ГФПМ633.5.



Анализ рис. 2 показывает, что результирующая ДЭ двух образцов близка, при этом Bayfol HX 200 характеризуется меньшей толщиной фотополимера (см. таблицу). Кроме этого, из рис. 2 видно, что запись в Bayfol HX 200 происходит в 2–3 раза быстрее, что наверняка связано с более эффективным протеканием фотохимических реакций, что косвенно подтверждается и результатами исследования пропускания образцов (см. рис. 1). Также рис. 2 показывает, что Bayfol HX 200 является более однородным, т.к. три проведенных эксперимента характеризуются более близкими друг к другу результатами в отличие от ГФПМ633.5.

Работа выполнена при поддержке Минобрнауки Российской Федерации в рамках проектной части Госзадания (проект № 3.1110.2017/4.6).

ЛИТЕРАТУРА

1. Довольнов Е.А., Миргород В.Г., Пен Е.Ф., Шарангович С.Н., Шелковников В.В. Импульсная запись пропускающих и отражающих голографических дифракционных решеток в поглощающих фотополимерах. – Ч. 2: Численное моделирование и эксперимент // Изв. вузов. Физика. – 2007. – Т. 53, №4. – С. 34–39.

СЕЛЕКТИВНЫЕ СВОЙСТВА ПРОПУСКАЮЩИХ ГОЛОГРАММ, ЗАПИСАННЫХ В РАЗЛИЧНЫХ ФОТОПОЛИМЕРАХ

А.А. Ботвинский, Д.С. Растрыгин, К.В. Волченко, студенты; А.О. Семкин, доцент каф. СВЧиКР, к.ф.-м.н.

г. Томск, ТУСУР, a.o.semkin@gmail.com Проект ГПО СВЧиКР-1805 «Разработка голографических проекционных экранов на основе фотополимерных композиций»

Работа содержит результаты экспериментальных исследований селективных свойств (угловой селективности) элементарных голограмм пропускающей геометрии, записанных в коммерчески доступных фотополимерных материалах.

Пропускающие голограммы, используемые в экспериментах, были записаны в фотополимерных пленках двух типов: Bayfol HX 200 производства Covestro AG (Германия) и ГФПМ633.5 производства ООО «Полимерные голограммы – Новосибирск» (РФ). Оба материала обладают максимумом поглощения в красной области видимого спектра, эксперименты проводились на установке кафедры СВЧиКР ТУСУРа на основе He-Ne-лазера (длина волны излучения – 633 нм).

Исследуемые голограммы записаны в тонком слое фотополимера, нанесенного на подложку и покрытого защитной пленкой. Параметры фотополимерных материалов приведены в табл. 1.

Таблица 1

in parte i per neerie gy en en ante primi oe							
Образец	Материал и толщина	Материал и толщина	Толщина слоя				
	полложки	защитной пленки	фотополимера				
Bayfol HX	Триацетат целлюлозы	Полиэтилен	16±2 мкм				
200	50±2 мкм	40±1 мкм					
ГФПМ633.5	Стекло 1±0,1 мм	Полиэтилентерефталат (лавсан) 50±2 мкм	45±5 мкм				

Параметры исследуемых материалов

Для исследования угловой селективности (УС) записанных пропускающих голограмм после их записи на них направлялся один пучок лазерного излучения с длиной волны 633 нм (угол Брэгга составлял 25±1°), затем образец вращался на поворотном столике, интенсивность прошедшего и дифрагировавшего пучков измерялась фотоприемниками на основе фотодиодов.

Для определения угловой селективности голограмм определялась дифракционная эффективность (ДЭ) как функция от угла поворота образца θ (отклонения от угла Брэгга):

$$\eta(\theta) = \frac{I_d(\theta)}{I_d(\theta) + I_t(\theta)} \cdot 100\%, \qquad (1)$$

где
 η — дифракционная эффективность; I_d ,
 I_t — фототоки фотодиодов, на которые падают соответственно дифрагировавший и прошедший пучки.

Каждый эксперимент повторялся 3 раза. Результаты в виде средних арифметических значений приведены на рис. 1.



Анализ рис. 1 показывает, что голограммы, записанные в ГФПМ633.5, являются более селективными по углу падения (длине волны падающего излучения) (УС по уровню 0,5 $\Delta \theta_{0,5} \approx 1^{\circ}$), что обусловлено большей толщиной фотополимерного слоя (см. табл. 1). Кроме этого, из рис. 1 видно, что материал Bayfol HX 200 обеспечивает сравнимую ДЭ при гораздо меньшей толщине, что может говорить о более высокой величине изменения показателя преломления образца Bayfol HX 200. Далее произведены численные оценки для проверки данного вывода.

Измерение ширины угловой селективности по уровню 0,5 позволяет произвести оценку толщины записанной голограммы *d* по известному выражению [1]:

$$2\Delta\theta_{0.5} \approx \Lambda/d , \qquad (2)$$

где $2\Delta\theta_{0,5}$ – угловая селективность голограммы; Λ – ее пространственный период, который может быть найден из параметров геометрии записи.

Оценка величины изменения показателя преломления (ПП) Δn для пропускающих голограмм может быть проведена по выражению [1]

$$\eta = \sin^2 \left(\pi \cdot \Delta n \cdot d / \lambda \cdot \cos \theta_B \right), \tag{3}$$

где λ , $\cos\theta_B$ – длина волны и угол падения считывающего излучения, соответствующие условиям дифракции Брэгга.

Полученные оценочные параметры голограмм приведены в табл. 2.

Таблица 2

Образец	Угловая селектив- ность $2\Delta \theta_{0,5}$, град	ая селектив- $2\Delta \theta_{0,5}$, град граммы d , мкм	
Bayfol HX 200	2,8	15,3	0,012
ГФПМ633.5	1	42,9	0,0045

Оценочные параметры исследуемых голограмм

Приведенные в работе результаты показывают, что образцы коммерчески доступного фотополимерного материала ГФПМ633.5 позволяют записывать в них высокоселективные пропускающие голограммы. При этом образцы материала Bayfol HX 200 позволяют записывать в них менее селективные голограммы, но характеризующиеся сравнимой дифракционной эффективностью.

Работа выполнена при поддержке Минобрнауки Российской Федерации в рамках проектной части Госзадания (проект № 3.1110.2017/4.6).

ЛИТЕРАТУРА

1. Kogelnik H. Coupled Wave Theory for Thick Hologram Gratings // The Bell System Technical Journal. – 1969. – Vol. 48, № 9. – P. 2909–2947.

ФОРМИРОВАНИЕ КАНАЛЬНЫХ ВОЛНОВОДНЫХ СТРУКТУР С РАЗЛИЧНОЙ ТОПОЛОГИЕЙ В ФОТОРЕФРАКТИВНОМ КРИСТАЛЛЕ НИОБАТА ЛИТИЯ А.Д. Безпалый, аспирант каф. СВЧиКР

Научный руководитель В.М. Шандаров, проф., д.ф.-м.н. г. Томск, ТУСУР, id_alex@list.ru

За последние годы преобразование световых полей и изучение способов управления светом привлекают набольший интерес в интегральной оптике и волноводной фотонике [1]. В связи с этим большинство задач требует решения по созданию и разработке элементов локализации лазерного излучения, что способствует развитию и совершенствованию оптических устройств и приборов [2, 3]. В качестве таких элементов могут выступать дифракционные и канальные волноводные структуры на основе фоторефрактивных материалов, одним из которых является ниобат лития [4–6]. Благодаря своим физическим и нелинейно-оптическим свойствам кристаллы ниобата лития (LiNbO₃) широко используются на практике. Таким образом, при помощи света в LiNbO₃ возможно формировать канальные оптические волноводы и дифракционные решетки, топология которых определяется способом оптического индуцирования и формой пути экспонирующего пучка [7, 8].

Формирование канальных оптических волноводов осуществлялось при помощи поточечного экспонирования поверхности пластины LiNbO₃:Cu Y-среза с размерами $30 \times 3 \times 15$ мм³ по осям $X \times Y \times Z$ при смещении образца относительно светового пучка. Источниками излучения послужили твердотельный YAG:Nd³⁺-лазер с длиной волны $\lambda = 532$ нм и полупроводниковый лазер с $\lambda = 450$ нм.

Вследствие фоторефрактивного эффекта показатели преломления LiNbO₃ в экспонированной области понижаются [9], поэтому волноводно-оптический эффект может проявляться в промежутке между двумя такими областями. В экспериментах экспонированные области представляли собой параллельные полоски. Каждая полоска индуцировалась фокусированным световым пучком и состояла из перекрывающихся точек, центры которых в различных экспериментах отстояли на 20–60 мкм. Расстояние между полосками также изменялось от нескольких единиц до десятков мкм в зависимости от условий эксперимента. Время экспонирования точки в разных экспериментах составляло от 3 до 12 с при вариации мощности излучения в пределах 1– 10 мВт. Диаметр светового пучка по уровню половинной интенсивности равен ~15 мкм. Смещение образца относительно светового пучка осуществлялось с помощью линейного позиционера с точностью перемещения 5 мкм.

Индуцированные в легированной поверхностной области LiNbO₃ неоднородности зондировались при помощи He-Ne-лазера с длиной волны излучения $\lambda = 633$ нм. Рисунок 1 иллюстрирует световые картины в ближней зоне при зондировании образца параллельным пучком с диаметром 1 мм. Рисунок 1, *а* показывает результат зондирования связанной структуры, состоящей из двух волноводов с различной однородностью. Параллельные темные полосы в центральной части соответствуют областям с пониженным показателем преломления.

Светлые промежутки между ними – волноводные области. На рис. 1, *б* представлена картина для случая с волноводным каналом, имеющим сложную топологию. Центральная часть представляет собой две параллельные изогнутые полосы, плавно переходящие в прямолинейные отводы у краев.



Рис. 1. Световые картины в ближней зоне при зондировании образца параллельным пучком с диаметром 1 мм

Полученные результаты наглядно демонстрируют, что поточечное индуцирование возможно осуществлять по продольным и поперечным координатам материала. В связи с этим можно сделать вывод, что формирование одиночным световым пучком позволит индуцировать подобные структуры не только по двум координатам, но и углублять их внутри поверхностного слоя. Таким образом, в работе продемонстрированы результаты по исследованию формирования канальных волноводных структур с пространственной неоднородностью их параметров и различной топологией в приповерхностных областях кристаллического образца ниобата лития, легированного фоторефрактивными примесями.

Работа выполнена в рамках проектной части Госзадания Минобрнауки РФ на 2017–2019 годы (проект по заявке № 3.1110.2017/ПЧ).

ЛИТЕРАТУРА

1. Kivshar Y.S. Optical solitons: from fibers to photonic crystals. – Academic Press, 2003. – 540 p.

2. Kroesen S., Horn W., Imbrock J. and Denz C. Electro-optical tunable waveguide embedded multiscan Bragg gratings in lithium niobate by direct femto-second laser writing // Opt. Expres. – 2014. – Vol. 22, No. 19. – P. 23339–23348.

3. Kip D. Photorefractive waveguides in oxide crystals: fabrication, properties, and applications // Appl. Phys. B. - 1998. - Vol. 67. - P. 131-150. 4. Davydov S.A., Trenikhin P.A., Shandarov V.M. et al. Quasi-One-Dimensional Photonic Lattices and Superlattices in Lithium Niobate: Linear and Nonlinear Discrete Diffraction of Light // Phys. of Wave Phen. -2010. - Vol. 18, No. 1. - P. 1-6.

5. Chen F. Photonic guiding structures in lithium niobate crystals produced by energetic ion beams // J. Appl. Phys. -2009. - Vol. 106, No 8. - P. 081101.

6. Das B.K. Distributed Feedback-Distributed Bragg Reflector Couple Cavity Laser With a Ti:(Fe):Er:LiNbO₃ Waveguide // Optics Letters. -2004. - Vol. 29. - P. 165–167.

7. Vittadello L., Zaltron A., Argiolas N. et al. Photorefractive direct laser writing // J. Phys. D: Appl. Phys. – 2016. – Vol. 49, No. 12. – P. 1–9.

8. Bazzan M., Sada C. Optical waveguides in lithium niobate: Recent developments and applications // Appl. Phys. Rev. -2015. - Vol. 2, No. 4. - P. 040603-1–040603-25.

9 Петров М.П. Фоторефрактивные кристаллы в когерентной оптике // СПб.: Наука, 1992. – 315 с.

ДИФРАКЦИЯ КОГЕРЕНТНОГО СВЕТА НА ПЕРИОДИЧЕСКОЙ ДОМЕННОЙ СТРУКТУРЕ В КРИСТАЛЛЕ НИОБАТА ЛИТИЯ

Е.Н. Савченков, аспирант;

И.К. Казак, А.Ю. Яковлева, магистранты

Научные руководители: А.Е. Мандель, проф. каф. СВЧиКР, С.М. Шандаров, проф., зав. каф. ЭП г. Томск, ТУСУР, каф. СВЧиКР, MandelAE@svch.tusur.ru

Дифракция света на периодических доменных структурах (ПДС) в электрооптических кристаллах является одним из информативных и неразрушающих методов контроля качества таких структур [1–3].

В данном сообщении приведены результаты экспериментального исследования углов отклонения дифрагированных световых пучков при изотропной и анизотропной брэгговской дифракции света на периодической доменной структуре в кристалле ниобата лития.

В экспериментах по исследованию дифракции света использовался образец ПДС, изготовленный в ООО ЛАБФЕР в монокристаллической пластине LiNbO₃: 5% MgO методом переполяризации во внешнем электрическом поле [4]. Кристалл ниобата лития имел размеры $40 \times 2 \times 1$ мм по осям X, Y, Z соответственно. Периодическая доменная структура в кристалле LiNbO₃ имела период $\Lambda = 8,79$ мкм. Доменные стенки были перпендикулярны оси X кристалла и параллельны плоскости YZ кристалла.

В экспериментах в качестве источника излучения использовался полупроводниковый лазер с длиной волны $\lambda = 655$ нм и выходной мощностью ~25 мВт. Излучение лазера коллимировалось и направлялось вдоль оси У кристалла с ПДС. Входная поляризация светового пучка вдоль оси X или оси Z кристалла задавалась поляризационной призмой. Цилиндрическая линза формировала световой пучок размером ~30 мкм в плоскости XY. Специальная диафрагма позволяла регулировать апертуру светового пучка для согласования размеров перетяжки светового пучка с размерами кристалла вдоль оси У. Для настройки на брэгговские дифракционные максимумы кристалл с ПДС устанавливался на столик с прецизионными механическими узлами. Настройка на дифракционные максимумы осуществлялась с использованием кремниевого фотодиода, подключенного к микроамперметру. Поляризация дифрагированного света определялась с помощью анализатора, скрещенного с входным поляризатором, устанавливаемым после образца. За кристаллом на расстоянии ~50 см устанавливался экран, на котором фиксировалось положение основного и дифрагированного световых пучков. В экспериментах измерялись расстояния между основным и дифрагированным световыми пучками и рассчитывался угол отклонения дифрагированного света.

Экспериментально измеренные значения разности углов между основным и дифрагированным световыми пучками на выходе из кристалла при изотропной дифракции света приведены в табл. 1, при анизотропной дифракции света – в табл. 2.

Таблица 1

Результаты экспериментальных и расчетных значений разности углов между основным и дифрагированным световыми пучками на выходе из кристалла при изотропной лифракции света

			11 1					
Порядок дифракции	+1	+2	+3	+4	+5	+6	+7	+8
Угол экспериментальный, град	4,08	8,45	12,8	16,9	21,5	25,9	30,3	34,9
Угол расчетный, град		8,55	12,84	17,14	21,74	25,84	30,24	34,68

Таблица 2

Результаты экспериментальных и расчетных значений разности углов между основным и дифрагированным световыми пучками на выходе из кристалла при анизотропной лифракции света

	- pointo:	- A- PP				
Порядок дифракции	+4	+5	+6	+7	+8	+9
Угол экспериментальный, град	22,79	25,82	29,22	32,99	37	41,47
Угол расчетный, град	22,95	25,43	28,94	32,86	36,99	41,28

При изотропной дифракции были зарегистрированы 8 дифракционных максимумов. При анизотропной дифракции – 6 дифракционных максимумов Используемый образец вследствие преломления световых пучков на входной и выходной гранях кристалла позволял реализовать процессы анизотропной дифракции только для дифракционных максимумов, начиная с четвертого.

Для сопоставления экспериментальных данных с теоретическими были рассчитаны разности углов между основным и дифрагированным световыми пучками при изотропной и анизотропной дифракции света.

Векторные диаграммы взаимодействия падающей и дифрагированной волн при дифракции света приведены на рис. 1.



Рис. 1. Векторные диаграммы взаимодействия падающей и дифрагированной волн при изотропной (*a*) и при анизотропной (*б*) дифракции света

На рис. 1, *а* \mathbf{k}_{on} , \mathbf{k}_{od} и \mathbf{k}_{p} – волновые векторы падающей обыкновенной волны, дифрагированной обыкновенной волны и волновой вектор дифракционной решетки соответственно. $\beta_{0\pi}$ и β_{0g} – углы, под которыми распространяется основной и дифрагированный световые лучи внутри кристалла соответственно.

Угол $\beta_{0\pi}$ рассчитывается по формуле [5]

$$\beta_{0\pi} = \arcsin\left(\frac{\lambda}{\Lambda \cdot n_0 \cdot 2} \cdot p\right),\tag{1}$$

где λ – длина волны излучения лазера; Λ – период дифракционной решетки; n_0 – показатель преломления кристалла для обыкновенной световой волны; p – порядок дифракционного максимума.

Угол $\beta_{0\pi}$ рассчитывается по формуле [5]

$$\beta_{0,\mathrm{f}} = -\beta_{0,\mathrm{f}} = -\mathrm{arcsin}\left(\frac{\lambda}{\Lambda \cdot n_0 \cdot 2} \cdot p\right). \tag{2}$$

232

На рис. 1, б \mathbf{k}_{o} , \mathbf{k}_{e} и \mathbf{k}_{p} – волновые векторы обыкновенной падающей волны, необыкновенной дифрагированной волны и волновой вектор дифракционной решетки для случая анизотропной дифракции света. β_{0} и β_{e} – углы, под которым распространяется основной и дифрагированный световые лучи внутри кристалла соответственно.

Угол β₀ рассчитывается по формуле [5]

$$\beta_0 = \arcsin\left(\frac{n_o^2 - n_e^2 + \left(\frac{\lambda}{\Lambda} \cdot p\right)^2}{n_o \cdot \left(\frac{2 \cdot \lambda}{\Lambda} \cdot p\right)}\right),\tag{3}$$

где *n*_e – показатель преломления кристалла для необыкновенной световой волны.

Угол β_е рассчитывается по формуле [5]

$$\beta_{e} = \arcsin\left(\frac{n_{o}^{2} - n_{e}^{2} - \left(\frac{\lambda}{\Lambda} \cdot p\right)^{2}}{n_{e} \cdot \left(\frac{2 \cdot \lambda}{\Lambda} \cdot p\right)}\right).$$
(4)

Вследствие преломления световых пучков на входной и выходной гранях кристалла углы распространения основного и дифрагированного пучков света внутри кристалла отличаются от соответствующих углов на выходе из кристалла. Данные расчета разности углов между основным и дифрагированным световыми пучками на выходе из кристалла с учетом преломления световых пучков приведены в табл. 1, 2.

Как видно из таблиц, экспериментальные результаты хорошо согласуются с расчетными как при изотропной, так и при анизотропной дифракции света.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки РФ в рамках проектной части Госзадания на 2017–2019 годы (проект № 3.8898.2017/8.9) и РФФИ (грант № 16-29-14046-офи м).

ЛИТЕРАТУРА

1. Müller M., Soergel E., Buse K., Langrock C., Fejer M.M. Investigation of periodically poled lithium niobate crystals by light diffraction // J. Appl. Phys. - 2005. - Vol. 97, No. 4. - P. 044102.

2. Shandarov S.M., Mandel A.E., Smirnov S.V. et al. Collinear and Isotropic Diffraction of Laser Beam and Incoherent Light on Periodically Poled Domain Structures in Lithium Niobate // Ferroelectrics. – 2016. – Vol. 496. – P. 134–142.

3. Shandarov S.M., Mandel A.E., Andrianova A.V. et al. The linear diffraction of light waves on periodically poled domain structure in lithium niobate crystal // Ferroelectrics. -2017. - Vol. 508. - P. 49–57.

4. Shur V.Y. Domain engineering in lithium niobate and lithium tantalate: Domain wall motion // Ferroelectrics. -2006. - Vol. 340. - P. 3-16.

5. Магдич Л.Н. Акустооптические устройства и их применение. – М.: Сов. радио, 1978. – 112 с.

ПОДСЕКЦИЯ 2.6

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ

Председатель – Заболоцкий А.М., доцент каф. ТУ, к.т.н. зам. председателя – Куксенко С.П., доцент каф. ТУ, к.т.н.

ТЕСТИРОВАНИЕ ПРОГРАММНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ АНАЛИТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ РЕВЕРБЕРАЦИОННОЙ КАМЕРЫ

Е.А. Сафронова, А.М. Артюшкина, студенты; А.В. Демаков, инж. Научный руководитель М.Е. Комнатнов, доцент каф. ТУ, к.т.н. г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, limpompusik2407@mail.ru

Проект ГПО ТУ-1503 «Разработка устройств для испытаний на ЭМС»

Реверберационная камера (РК) представляет собой устройство для испытаний радиоэлектронной аппаратуры на устойчивость к воздействию внешнего электромагнитного поля (ЭМП). На предварительном этапе разработки данного вида устройств применяются аналитические модели, позволяющие получить грубые оценки распределения ЭМП [1]. Аналитическая модель прямоугольной РК основана на полевых уравнениях резонансных типов волн, в которой напряженность ЭМП рассчитывается как сумма типов волн, возбуждаемых в РК на заданной частоте [2]. Основным показателем качества работы для любого испытательного устройства на ЭМС является однородность ЭМП [3], которая для РК характеризуется частотной зависимостью среднеквадратического отклонения амплитуды напряженности, измеренной в ряде точек рабочего объема. Для получения корректных данных о ЭМП в модели необходимо выбрать оптимальный шаг дискретизации по частоте Δf , при котором возможна точная оценка статистических характеристик ЭМП в рабочем объеме РК.

Целью данной работы является тестирование аналитической модели РК и выбор шага дискретизации по частоте, при котором достигается удовлетворительная точность описания частотных зависимостей напряженности ЭМП внутри корпуса РК. Исходными данными выбрана прямоугольная РК с размерами корпуса ($a \times b \times d$) 1,2×1,7×2,1 м³ (рис. 1). Источник воздействия представляет собой изотропный излучатель, расположенный в точке A (0,2; 0,2; 0,1) м. Для нахождения оптимального значения Δf вычислено абсолютное значение напряженности электрического поля $|E_{abs}|$ в точке наблюдения M (0,4; 0,7; 0,9) м в диапазоне частот 100 МГц – 1 ГГц. На рис. 2 приведены результаты вычисления частотной зависимости $|E_{abs}|$ для $\Delta f = 50, 5, 1$ и 0,5 МГц соответственно.



Рис. 1. Геометрическая модель РК с прямоугольным корпусом, изотропным излучателем в точке *A* и точкой наблюдения *M*



236



Рис. 2 (окончание). Частотные зависимости $|E_{abs}|$ в точке наблюдения M, полученные при $\Delta f = 50$ МГц (a), 5 МГц (δ), 1 МГц (s), 500 кГц (c)

Из полученных результатов видно, что на частотной зависимости $|E_{abs}|$ (рис. 2, *a*) отсутствуют резонансы на ряде частот, наблюдаемых на частотных зависимостях, полученных с малым шагом дискретизации по частоте (рис. 2, *б*-*г*). При $\Delta f = 5$ МГц модель достаточно точно описывает изменение напряженности электрического поля, что является необходимым для анализа РК в области низких частот. Выявлено, что дальнейшее уменьшение Δf является нецелесообразным, поскольку при изменении шага дискретизации с 50 до 5 МГц временные затраты на вычисление кода увеличиваются в 32,38 раза (7935 с), а с 5 до 1 МГц – в 42,57 раза (332047 с).

Таким образом, в данной работе выполнено тестирование аналитической модели РК и выбран шаг дискретизации по частоте $\Delta f = 5$ МГц, подходящий для описания частотных зависимостей напряженности электрического поля.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по проекту RFMEFI57417X0172.

ЛИТЕРАТУРА

1. Amador E. Source stirring analysis in a reverberation chamber based on modal expansion of the electric field / E. Amador, P. Besnier // IEEE Int. Symp. on Electromagn. Compat. – Aug. 16–22, 2015. – P. 434–439.

2. Andrieu G. Analythical Model of a Mechanically Stirred Reverberation Chamber Based on EM Field Modal Expansion / G. Andrieu, A. Soltane, A. Reineix // IEEE Int. Symp. on Electromagn. Compat. – Sept. 5–9, 2016. – P. 217–222.

3. Demakov A.V. Improved TEM-cell for EMC tests of integrated circuits / A.V. Demakov, M.E. Komnatnov // Proc. of IEEE Intern. multi-conf. on engineering, computer and information sciences (Novosibirsk, Akademgorodok, Russia, 18– 24 Sep. 2017). – Novosibirsk, 2017. – P. 399–402.

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА И ПРОГРАММЫ ДЛЯ КВАЗИСТАТИЧЕСКОГО АНАЛИЗА СОГЛАСОВАННОЙ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ ЛИНИИ В ВОЗДУХЕ

Л.К. Болатова, магистрант

г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, lai 95@bk.ru

Построение систем обработки цифровой информации на основе специально сформированных дифференциальных сигналов является одним из наиболее перспективных направлений в развитии цифровой техники. Дифференциальная передача сигналов становится стандартным интерфейсом, позволяющим передавать информацию со скоростью 100 Мбит/с и выше, вплоть до гигабитного уровня. Устройства на основе дифференциальной передачи сигналов отличаются высокими показателями по быстродействию, параметрами электромагнитной совместимости и целостности сигнала. Поэтому точность при изготовлении цепей дифференциальной линии (ДЛ) в качестве физической поддержки для схем дифференциальной передачи сигналов является важным аспектом.

В большинстве случаев при изготовлении межсоединений и схемных компонентов имеет место разброс параметров, который создает отклонения от наилучшего варианта разработки. Вследствие этого на реальные ДЛ обычно влияют даже несущественные асимметрии и нерегулярности, которые могут значительно ухудшить ожидаемую работу. Предложена новая математическая модель для квазистатического анализа ДЛ с асимметрией и нерегулярностью [1]. Однако отсутствие алгоритма анализа затрудняет реализацию вычислений по этой модели. Между тем эта модель основана на исходном случае без асимметрии и нерегулярности. Поэтому начать разработку алгоритма целесообразно именно с этого случая.

Цель работы – разработка алгоритма для квазистатического анализа ДЛ без асимметрии и нерегулярности, согласно новой математической модели, предложенной в [2].

Детальный анализ математической модели из работы [1] для ДЛ из пары проводов в воздухе над плоскостью земли позволил разработать следующий алгоритм:

1. Ввод исходных параметров поперечного сечения ДЛ: r_W – радиус проводов, s – расстояние между проводами, h – высота, на которой расположены провода над идеально проводящей плоскостью земли (рис. 1).

2. Вычисление погонных элементов матрицы индуктивностей

$$\tilde{L} = \begin{bmatrix} l_1 & l_m \\ l_m & l_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{l} & \tilde{l}_m \\ \tilde{l}_m & \tilde{l} \end{bmatrix},$$
(1)

где

$$\tilde{l} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{2h}{r_w}\right), \ \tilde{l}_m = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{2h}{s}\right),$$
(2)

при выполнении условия $s^2 \ll h^2$.



3. Вычисление погонных элементов модальной матрицы индуктивностей

$$\tilde{L}_m = T_V^{-1} \tilde{L} T_I = \begin{bmatrix} \tilde{l}_{CM} & \Delta \tilde{l} \\ \Delta \tilde{l} & \tilde{l}_{DM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{l}_{CM} & 0 \\ 0 & \tilde{l}_{DM} \end{bmatrix},$$
(3)

где

$$T_V = \begin{bmatrix} 1 & 1/2 \\ 1 & -1/2 \end{bmatrix}, \quad T_I = \begin{bmatrix} 1/2 & 1 \\ 1/2 & -1 \end{bmatrix}.$$
 (4)

4. Вычисление значения сопротивлений на концах ДЛ в эквивалентной схеме для дифференциальной моды (ДМ) (рис. 2) для выполнения условия согласования

$$Z_D = \tilde{Z}_{DM} = c_0 \tilde{l}_{DM} , \qquad (5)$$

где *c*₀ – скорость света в вакууме.



Рис. 2. Эквивалентная схема ДЛ для ДМ, согласованной с 50 Ом

5. Вычисление для воздействующей ЭДС *V*_S распределений напряжения и тока ДМ по координате *z* вдоль ДЛ

$$\tilde{V}_{DM}\left(z\right) = \frac{V_S}{2} e^{-\gamma_0 z}, \ \tilde{I}_{DM}\left(z\right) = \frac{V_S}{2\tilde{Z}_{DM}} e^{-\gamma_0 z}, \tag{6}$$

где $\gamma_0 = j\omega/c_0$; ω – угловая частота воздействия.

Алгоритм для сравнения программно реализован и апробирован в программных пролуктах MathCad и TALGAT [2]. Для этого из примера в [1] взяты следующие исходные данные: $r_W = 0.5$ мм, s = 5 мм, h = 50 мм. При аналитическом вычислении индуктивностей получены значения: собственные – 1,659·10⁻⁶ Гн/м, взаимные – 1,198·10⁻⁶ Гн/м, а волновое сопротивление ДМ – 276,31 Ом. По геометрической модели поперечного сечения, построенной в TALGAT, рассчитаны собственные и взаимные индуктивности при различной сегментации до сходимости: собственные – 1,057·10⁻⁶ Гн/м, а взаимные – 6,204·10⁻⁷ Гн/м. Различие для собственных индуктивностей составило около ±22%, а для взаимных – около ±32%. Значительное различие может быть связано с тем, что при аналитическом решении используются приближенные формулы (2), не учитывающие эффекта близости проводников при сильной связи. Поэтому в случае сильной связи проводников ДЛ может быть целесообразнее применять на аналитические формулы, а численные методы, например метод моментов, - в TALGAT. Что касается напряжения и тока вдоль линии в воздухе, то для согласованного случая без потерь их амплитуды оказываются не зависящими от частоты и координаты. Так что их вычисление оказывается тривиальным. Между тем для более общих случаев всё будет несколько сложнее. Их предполагается рассмотреть в будущем.

ЛИТЕРАТУРА

1. Grassi F. Effects of undesired asymmetries and nonuniformities in differential lines / F. Grassi, P. Manfredi, X. Liuy et al. // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – October 2017. – Vol. 59, No. 5. – P. 1613–1624.

2. НИЛ «БЭМС РЭС» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://talgat.org/ (дата обращения: 20.02.2018).

АНАЛИТИЧЕСКИЕ ВЫРАЖЕНИЯ ДЛЯ ВЫЧИСЛЕНИЯ ПОГОННЫХ ЗАДЕРЖЕК МОД ЗЕРКАЛЬНО-СИММЕТРИЧНОГО МОДАЛЬНОГО ФИЛЬТРА *Е.Б. Черникова, магистрант; А.О. Белоусов, аспирант*

г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, chiernikova96@mail.ru

В настоящее время наблюдается массовое внедрение радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) практически во все отрасли жизнедеятельности человека, в том числе военную, атомную, космическую, промышленную. Как результат, возникает необходимость решения вопросов по защите РЭА от электромагнитных помех. Для защиты РЭА от сверхкороткого импульса (СКИ) предложена технология модальной фильтрации, основанная на модальном разложении воздействующего импульса на импульсы меньшей амплитуды [1]. Предложен новый подход к совершенствованию модальной фильтрации за счет зеркальной симметрии модального фильтра (МФ). Выполнена оптимизация зеркально-симметричного МФ по нескольким критериям: минимизация максимальной амплитуды на выходе МФ; согласование с трактом 50 Ом и выравнивание временных интервалов между импульсами разложения [2]. Последний критерий достигается за счет вычисления матрицы погонных задержек с помощью встроенного модуля в системе TALGAT [3]. Однако представляется возможным вычисление матрицы погонных задержек другим способом – с использованием аналитических выражений. Между тем формулировка задачи в таком виде ранее не выполнялась. Цель работы – выполнить такое исследование.

В [4] представлены аналитические выражения (1)–(2) для расчета погонных задержек применительно к четырехпроводной линии передачи:

$$\gamma_{1,2} = \frac{1}{2} \left(A_{11} + A_{14} + A_{22} + A_{23} \pm \sqrt{\left(A_{11} + A_{14} - A_{22} - A_{23}\right)^2 + 4\left(A_{12} + A_{13}\right)\left(A_{21} + A_{31}\right)} \right), (1)$$

$$\gamma_{3,4} = \frac{1}{2} \Big(-A_{11} + A_{14} + A_{22} - A_{23} \pm \sqrt{(A_{11} - A_{14} - A_{22} + A_{23})^2 + 4(A_{12} - A_{13})(A_{21} - A_{31})} \Big), (2)$$

где A_{ii} – матрица, элементы которой вычисляются с помощью умножения соответствующих элементов матриц погонных коэффициентов электростатической (*C*) и электромагнитной (*L*) индукций.

Выражения (1)–(2) были использованы при моделировании зеркально-симметричного МФ. Для наглядности вычисляется временной отклик на импульсное воздействие трапецеидального сигнала с общей длительностью $t_{\Sigma} = 150$ пс и амплитудой 5 В, значения сопротивлений резисторов R_{Γ} , $R_{\rm H}$, R выбраны равными 50 Ом. Допускалось, что в рассматриваемых линиях распространяется только Т-волна. Потери в проводниках и диэлектриках не учитывались, чтобы устранить их влияние на данном этапе исследования. МФ моделировался при следующих параметрах: расстояние между проводниками s = 510 мкм, ширина проводников w = 1600 мкм, толщина проводников t = 18 мкм, толщина диэлектрика h = 500 мкм, относительная диэлектрическая проницаемость среды $\varepsilon_{r2} = 1$, а диэлектрика – $\varepsilon_{r1} = 4,5$ при длине линии l = 1 м. Поперечное сечение зеркально-симметричной структуры представлено на рис. 1, a, а принципиальная электрическая схема – на рис. 1, δ .

Результаты вычисления погонных задержек с использованием модуля системы TALGAT и при помощи аналитических выражений приведены в таблице.



Рис. 1. Поперечное сечение (*a*) и принципиальная электрическая схема (*б*) зеркально-симметричного МФ

-	1						
	noninino	$\mathbf{n} \circ \mathbf{n}$	THE TOTOD	DI HIHA TAHHA	MOTOTINE	TOTOTION	DOTODITAT
•	пякнение		иныйник	кычистения	минины	погоннои	киленжки
~	publiching		,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,,	DDI Incolonina	man printip	morom	эндорлин
			/				

Погонная задержка	TALGAT HC	Аналитические		
<i>i</i> -го импульса	THEORY, NO	выражения, нс		
1	5,46988	5,46988		
2	5,95914	5,95914		
3	6,47467	6,47467		
4	6,96879	6,96879		

Из таблицы видно, что значения погонных задержек, полученных с помощью модуля системы TALGAT и при помощи аналитических выражений, полностью совпадает.

На рис. 2 представлена форма сигнала на выходе активного проводника зеркально-симметричного МФ.



Рис. 2. Форма сигнала на выходе активного проводника

Из рис. 2 видно, что погонные задержки импульсов совпадают со значениями, приведенными в таблице. Отметим, что для зеркальносимметричного МФ можно использовать аналитические выражения в сокращенном виде (3)–(4), поскольку диагональные и взаимные элементы матрицы погонных задержек одинаковы:

$$\gamma_1 = \sqrt{\left(A_{11} + A_{14} + A_{12} + A_{13}\right)}, \quad \gamma_2 = \sqrt{\left(A_{11} + A_{14} - A_{12} - A_{13}\right)}, \quad (3)$$

$$\gamma_3 = \sqrt{\left(A_{11} - A_{14} + A_{12} - A_{13}\right)}, \quad \gamma_4 = \sqrt{\left(A_{11} - A_{14} - A_{12} + A_{13}\right)}.$$
(4)

Таким образом, вычислены значения погонных задержек с помощью аналитических выражений. Результаты показали возможность ускоренного (в 1,3 раза) вычисления погонных задержек импульсов, а также использования аналитических выражений для оптимизации.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по проекту RFMEFI57417 X0172.

ЛИТЕРАТУРА

1. Заболоцкий А.М. Теоретические основы модальной фильтрации / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Техника радиосвязи. – 2014. – №3. – С. 79–83.

2. Белоусов А.О. Трехкритериальная оптимизация как ресурс для совершенствования зеркально-симметричного модального фильтра / А.О. Белоусов, Е.Б Черникова, А.М. Заболоцкий // Матер. 23-й Междунар. науч.-практ. конф. «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири (Сибресурс-23–2017)». – Томск, 24 ноября, 2017. – С. 150–154.

3. Куксенко С.П. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Доклады ТУСУРа. – 2015. – Т. 2, № 36. – С. 45–50.

4. You H. Crosstalk analysis of interconnection lines and packages in highspeed integrated circuits / H. You, M. Soma // IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility. – Aug. 1990. – Vol. 37, No. 8. – P. 1019–1026.

АНАЛИТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ РЕВЕРБЕРАЦИОННОЙ КАМЕРЫ

А.В. Демаков, инженер

Научный руководитель М.Е. Комнатнов, доцент каф. ТУ, к.т.н. г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, vandervals@inbox.ru

Анализ распределения электромагнитного поля (ЭМП) в реверберационных камерах (РК) основывается на численных методах, которые позволяют получить общую картину электрического и магнитного полей на заданной частоте и в определенный момент времени [1, 2]. Однако использование подобных методов требует значительных вычислительных затрат из-за сложности конструкции и больших размеров камеры. На предварительном этапе разработки РК возникает необходимость в получении грубых и быстрых оценок распределения ЭМП на заданных частотах.

Цель данной работы – представить теоретические основы для разработки аналитической модели для РК с прямоугольным корпусом и механическим перемешиванием типов волн.

Резонансные частоты возбуждаемых типов волн в РК могут быть вычислены согласно выражению для прямоугольного резонатора

$$f_{mnp} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{d}\right)^2} , \qquad (1)$$

где c – скорость света в вакууме; m, n, p – целые неотрицательные числа, a, b и d (a < b < d) – ширина, высота и глубина корпуса РК соответственно.

На заданной частоте внутри РК возбуждается ряд типов волн, суперпозиция которых определяет результирующее ЭМП. Каждому возбуждаемому типу волны на частоте f соответствует весовой коэффициент I, который определяется как функция от теоретической частоты его резонанса f_{mnp} и добротности РК Q(f) [3]:

$$I(f, f_{mnp}) = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2(f)(f/f_{mnp} - f_{mnp}/f)^2}}.$$
 (2)

Предполагая, что электромагнитная волна распространяется вдоль оси *z*, прямоугольные компоненты для ТЕ- и ТМ-волн могут быть найдены по выражениям [4]

$$E_{x_{mnp}}^{TE^{z}} = \frac{-j\omega_{mnp}\mu k_{y}H_{0}}{k_{mnp}^{2} - k_{z}^{2}} \cos k_{x}x \sin k_{y}y \sin k_{z}z, \qquad (3)$$

$$E_{y_{mnp}}^{TE^{z}} = \frac{-j\omega_{mnp}\mu k_{x}H_{0}}{k_{mnp}^{2} - k_{z}^{2}} \sin k_{x}x\cos k_{y}y\sin k_{z}z, \qquad (4)$$

$$E_{z_{mnp}}^{TE^{z}} = 0, \qquad (5)$$

$$E_{x_{mnp}}^{TM^z} = \frac{-k_x k_z E_0}{k_{mnp}^2 - k_z^2} \cos k_x x \sin k_y y \sin k_z z , \qquad (6)$$

$$E_{y_{mnp}}^{TM^z} = \frac{-k_y k_z E_0}{k_{mnp}^2 - k_z^2} \sin k_x x \cos k_y y \sin k_z z , \qquad (7)$$

$$E_{z_{mnp}}^{TM^{z}} = E_{0} \sin k_{x} x \cos k_{y} y \sin k_{z} z .$$
(8)

Результирующее электромагнитное поле на частоте *f* вычисляется как сумма полей, возбуждаемых каждым резонансным типом волны (3)–(8), в пределах диапазона $f \pm \Delta f$, где $\Delta f = 100f/Q(f)$, с учетом (3)

$$E_i(f, x, y, z) = \sum_{f_{mnp} \in f \pm \Delta f} I(f, f_{mnp}) \left(E_{x_{mnp}}^{TM^i} + E_{x_{mnp}}^{TE^i} \right), \tag{9}$$

244

где i – индекс, определяющий прямоугольную компоненту напряженности поля (*x*, *y* или *z*).

В качестве источника воздействия в модели используется бесконечно малый изотропный излучатель, помещенный внутрь корпуса РК. Для учета влияния расположения излучателя на распределение ЭМП используются коэффициенты [5]

$$C_{x_{mnp}}^{TM^{z}} = I(f, f_{mnp}) \frac{-k_{x}k_{z}}{k_{mnp}^{2} - k_{z}^{2}} \cos k_{x}x_{e} \sin k_{y}y_{e} \sin k_{z}z_{e}, \qquad (10)$$

$$C_{x_{mnp}}^{TE^z} = I(f, f_{mnp}) \frac{-j\omega_{mnp}\mu k_y}{k_{mnp}^2 - k_z^2} \cos k_x x_e \sin k_y y_e \sin k_z z_e , \qquad (11)$$

где *x_e*, *y_e*, *z_e* – координаты местоположения излучателя внутри корпуса.

Таким образом, выражение для расчета прямоугольной компоненты напряженности электрического поля примет вид

$$E_{i}(f, x, y, z) = \sum_{f_{mnp} \in f \pm \Delta f} \left(C_{x_{mnp}}^{TM^{i}} E_{x_{mnp}}^{TM^{i}} + C_{x_{mnp}}^{TE^{i}} E_{x_{mnp}}^{TE^{i}} \right).$$
(12)

Механическое перемешивание типов волн является наиболее распространенным способом изменения граничных условий в РК. В реальных РК изменение пространственного положения механического смесителя приводит к сдвигу резонансных частот каждого типа волны. Также в модели необходимо учитывать корреляцию между распределением ЭМП при различных позициях смесителя. Для имитации вращения смесителя в модели выполнено вычисление резонансных частот каждого типа волны для М-положений смесителя [6]

$$f'_{mnp_i} = f_{mnp} + S_i , \qquad (13)$$

где s_i – сумма N случайных чисел r в диапазоне от 0 до 1, i = 1...M.

Принцип расчета последовательности чисел S_i с заданным коэффициентом корреляции ρ пояснен на примере для четырех положений смесителя (M = 4), N = 100, $\rho = 0.8$ (рис. 1).



Рис. 1. Последовательность S_i с коэффициентом корреляции р

Таким образом, в данной работе представлены теоретические основы для нахождения оценки распределения ЭМП в РК с прямоугольным корпусом и механическим перемешиванием типов волн.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по проекту RFMEFI57417 X0172.

ЛИТЕРАТУРА

1. Bruns C. A closer look at reverberation chambers – 3D-simulation and experimental verification / C. Burns, R. Vahldieck // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. – 2005. – Vol. 45, №1. – P. 117–119.

2. Demakov A.V. Improved TEM-cell for EMC tests of integrated circuits / A.V. Demakov, M.E. Komnatnov // Proc. of IEEE Intern. multi-conf. on engineering, computer and information sciences (Novosibirsk, Akademgorodok, Russia, 18– 24 Sep. 2017). – Novosibirsk, 2017. – P. 399–402.

3. Terman F.E. Radio Engineer's Handbook. – McGraw-Hill Book Company, 1943.

4. Hill D.A. Electromagnetic Fields in Cavities: Deterministic and Statistical Theories. – Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2009.

5. Amador E. Source stirring analysis in a reverberation chamber based on modal expansion of the electric field / E. Amador, P. Besnier // IEEE Int. Symp. on Electromagn. Compat. – Aug. 16–22, 2015. – P. 434–439.

6. Andrieu G. Analythical Model of a Mechanically Stirred Reverberation Chamber Based on EM Field Modal Expansion. / G. Andrieu, A. Soltane, A. Reineix // IEEE Int. Symp. on Electromagn. Compat. – Sept. 5–9, 2016. – P. 217–222.

ВЫЯВЛЕНИЕ И ЛОКАЛИЗАЦИЯ ЭКСТРЕМУМОВ СИГНАЛА В ДВУХВИТКОВОЙ МЕАНДРОВОЙ ЛИНИИ С УЧЕТОМ ПОТЕРЬ Рустам Р. Газизов, студент каф. БИС;

Руслан Р. Газизов, м.н.с. НИЛ «БЭМС РЭС», аспирант каф. ТУ

С развитием радиоэлектронной аппаратуры повышаются требования к обеспечению электромагнитной совместимости (ЭМС). Поэтому важны выявление и локализация экстремумов сигнала в многопроводных линиях передачи (МПЛП), поскольку их результаты могут быть полезны для определения мест возможных паразитных взаимовлияний и излучений, чтобы своевременно принять меры по их устранению для обеспечения ЭМС. Теоретические основы и алгоритм квазистатического вычисления отклика вдоль каждого проводника каждого отрезка МПЛП приведены в [1, 2] и здесь опускаются.

Ранее были выполнены исследования по выявлению и локализации экстремумов сигнала в двухвитковой [3] и одновитковой [4] меандровых линиях, а также в шине печатной платы системы автономной навигации [5]. Однако вычисления выполнялись без учета потерь в проводниках и диэлектриках.

Цель данной работы – исследовать влияние потерь в проводниках и диэлектриках на выявление и локализацию экстремумов сигнала в двухвитковой меандровой линии.

В качестве исследуемой структуры выбрана двухвитковая меандровая линия, исследованная в [3]. Принципиальная схема линии изображена на рис. 1. На концах каждого проводника включены сопротивления 50 Ом. В качестве воздействия использован сверхкороткий импульс в форме трапеции с длительностями фронтов и вершины по 100 пс с амплитудой ЭДС 1 В.



Рис. 1. Принципиальная схема двухвитковой меандровой линии в системе TALGAT с локализацией максимума (*a*) и минимума напряжения (*б*)

Формы напряжений, вычисленные вдоль проводников линии с учетом потерь, представлены на рис. 2, *a*, а без учета – на рис. 2, *б*, где (U_b) – форма напряжений в начале линии, (U_e) – в конце, (U_{max}) – с максимальным значением напряжения, а (U,) – с минимальным.

Поскольку вычисленные формы напряжений с учетом и без учета потерь практически полностью совпадают, то целесообразно сравнить формы с их экстремумами более детально. Для наглядного сравнения отдельно представлены формы напряжений, вычисленные в меандровой линии с максимальным (рис. 3, *a*) и минимальным значениями напряжения (рис. 3, *б*), где U_{max} – форма напряжения с максимумом без потерь, $U_{\text{max} \log s}$ – с потерями, U_{min} – форма напряжения с минимумом без потерь, $U_{\text{min} \log s}$ – с потерями.

Из рис. З *а* видно, что без учета потерь выявлен максимум напряжения, равный 0,573 В, а с учетом потерь – 0,563 В. Рисунок 3, б показывает, что без учета потерь минимум напряжения равен минус 1,78 В, а с их учетом – минус 1,61 В. Отличие в амплитудах для максимумов составляет 0,01 В (1,7%), а для минимумов – 0,17 В (10%). Кроме того, следует отметить, что их локализация не изменяется, а именно, максимум локализован в сегменте два 2-го полувитка, а минимум – в сегменте 18 второго полувитка (показано на рис. 1 стрелками).



Рис. 2. Формы напряжений, вычисленные в меандровой линии без учета потерь (a) и с потерями (δ)



Рис. 3. Формы напряжений с максимумом (а) и минимумом (б)

Таким образом, учет потерь незначительно влияет на амплитуду максимума, однако довольно сильно – на амплитуду минимума. Малое влияние потерь на амплитуду максимума вызвано, вероятнее всего, малыми геометрическими размерами тестовой схемы. В дальнейшем целесообразно проверить, как повлияет учет потерь при изменении геометрических параметров линии.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по проекту RFMEFI57417 X0172.

ЛИТЕРАТУРА

1. Achar R., Nakhla M.S. Simulation of high-speed interconnects $\prime\prime$ Proc. IEEE. – 2001. – Vol. 89, No. 5. – P. 693–728.

2. Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р. Временной отклик мнгопроводных линий передач. – Томск: Том. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. – 152 с.

3. Газизов Р.Р., Заболоцкий А.М., Орлов П.Е. Локализация максимумов сигнала в многопроводных линиях передачи печатных плат с помощью системы TALGAT // Докл. ТУСУРа. – 2015. – № 4(38). – С. 153–156.

4. Газизов Р.Р., Заболоцкий А.М., Газизов Т.Т. Исследование распространения сверхкороткого импульса в микрополосковой С-секции при изменении зазора между связанными проводниками // Докл. ТУСУРа. – 2016. – № 1 (19). – С. 79–82.

5. Газизов Р.Р., Газизов Т.Т. Исследование локализации пиковых значений сигнала в печатной плате системы автономной навигации // Инфокоммуникационные технологии. – 2017. – Т. 15, №2. – С. 170–178.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ TVS-СБОРКИ НА ЯВЛЕНИЕ РАЗЛОЖЕНИЯ И ВОССТАНОВЛЕНИЯ СВЕРХКОРОТКОГО ИМПУЛЬСА В ОТРЕЗКАХ ДВУХПРОВОДНЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ

А.О. Губин, магистрант каф. ТУ

Научный руководитель А.М. Заболоцкий, проф., д.т.н. г. Томск, ТУСУР, nzrv1955@bk.ru

Современное общество во многом стало зависеть от всевозможных радиоэлектронных средств (РЭС), в том числе и средств вычислительной техники. При этом возникает высокий риск потери информации или управления над важными объектами инфраструктуры из-за влияния электромагнитных воздействий на РЭС. Одной из частых причин возникновения критических ситуаций, связанных с нарушением качества функционирования РЭС, может стать электромагнитное воздействие по сети электропитания [1].

Известно явление модального разложения и последующего восстановления импульса (РПВИ) [2]. Суть этого явления заключается в том, что до защитного прибора (ЗП), включенного между сигнальным и общим проводниками, опасный импульс может разложиться в линии передачи на импульсы меньшей амплитуды из-за различия скоростей распространения мод. В качестве защитного прибора могут использоваться TVS-диоды и их сборки, они обычно используются для защиты сетевых и вычислительных систем и размещаются на входе разъема или на входе чувствительных компонентов интегральной схемы. Тогда напряжение на ЗП будет ниже порога его срабатывания, и он не выполнит свою функцию, а затем произойдет восстановление импульсов в исходный из-за одновременного прихода мод к концу отрезка. Цель работы – выполнить моделирование влияния TVS-сборки на явление разложения и восстановления сверхкороткого импульса в отрезках двухпроводных линий передачи.

На рис. 1 представлена схема, состоящая из двух отрезков двухпроводных линий передачи, последовательно включенных отрезка 1 и отрезка 2, являющегося антиподом первого [3]. В качестве источника воздействия используется генератор импульсов в форме трапеции (с равными временами фронта, плоской вершины и спада) с амплитудой ЭДС 1000 В. Длительность импульса по уровню 0,5 равна 200 пс, значения сопротивлений $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 60$ Ом. Результаты моделирования представлены на рис. 2.

Из рис. 2 видно, что исходный импульсный сигнал в конце отрезка 1 делится на два импульса (V2) и их амплитуды в 2,2 и 2,6 раза меньше амплитуды исходного сигнала. В конце отрезка 2 наблюдается восстановление импульса (V3).



Рис. 1. Эквивалентная схема, состоящая из двух отрезков двухпроводных линий передачи



Рис. 2. Формы напряжения в активном проводнике для схемы на рис. 1

Далее был включен защитный прибор на стыке двух отрезков между активным и общим проводниками (рис. 3). В качестве защит-

ного прибора использовалась TVS-сборка. Результаты моделирования представлены на рис. 4.



Рис. 3. Эквивалентная схема, состоящая из двух отрезков двухпроводных линий передачи и TVS-сборки



Рис. 4. Формы напряжения в активном проводнике для схемы на рис. 3

Видно, что исходный импульсный сигнал на стыке двух отрезков делится на два импульса (V2), а их амплитуды в 14,2 и 12,3 раза меньше амплитуды исходного сигнала. В конце отрезка 2 наблюдает-
ся импульс (V3) амплитудой в 1,3 раза меньше амплитуды исходного сигнала.

Таким образом, получено, что добавление TVS-сборки приводит к уменьшению амплитуды сигнала в конце второго отрезка в 1,3 раза.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гизатуллин Р.М., Гизатуллин З.М. Помехоустойчивость и информационная безопасность вычислительной техники при электромагнитных воздействиях по сети электропитания. – Казань: Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2014. – 142 с.

2. Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р., Калимулин И.Ф. Новые решения для обеспечения электромагнитной совместимости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата. – Томск: Изд-во ТУСУРа, 2016. – 288 с.

3. Модальный фильтр с TVS-сборкой для защиты сети FastEthernet / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов, И.Е. Самотин // Доклады ТУСУРа. – 2010. – № 2(22), ч. 2. – С. 160–163.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОМЕХОПОДАВЛЯЮЩЕГО ФИЛЬТРА ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ ПЕРСОНАЛЬНОГО КОМПЬЮТЕРА И.П. Ромашов, Р.Р. Хажибеков, студенты

Научный руководитель А.М. Заболоцкий, профессор, д.т.н. г. Томск, ТУСУР, sagittariusigor@mail.ru

В настоящее время в большинстве устройств постоянного тока используются импульсные блоки питания (ИБП). ИБП могут быть как внешними, так и встроенными. Эти устройства являются источниками интенсивных электромагнитных помех. Так как сигналы представляют собой периодическую последовательность импульсов, их спектры могут занимать диапазон частот шириной в несколько мегагерц. Также ИБП восприимчивы к влиянию внешних электромагнитных помех. В связи с этими недостатками возникает необходимость в подавлении помех, которые они генерируют и наводят в сеть питания, и защите их от внешних помех. Для этих целей используют фильтры подавления электромагнитных помех, или помехоподавляющие фильтры.

Цель данной работы – моделирование помехоподавляющего фильтра блока питания персонального компьютера.

На рис. 1 представлена фотография фильтра блока питания персонального компьютера (ПК). Этот фильтр работает как в прямом, так и обратном направлении и ослабляет как входящие, так и исходящие помехи. Конденсаторы C_{Y1} , C_{Y1} и дроссель L_Y подавляют синфазные помехи, которые воздействуют на изоляцию проводов относительно земли и могут вести к электрическим пробоям. Также может происходить частичное или полное преобразование синфазной помехи в противофазную. Конденсатор C_X выполняет подавление противофазных помех, которые могут быть восприняты как управляющие сигналы и вызвать ложные срабатывания устройства.



Рис. 1. Фотография помехоподавляющего фильтра блока питания ПК: C_X – конденсатор подавления противофазной помехи; C_{Y1} и C_{Y2} – конденсаторы подавления синфазной помехи; L_Y – синфазный дроссель

Принципиальная схема защиты блока питания показана на рис. 2, *а*. Емкости конденсаторов равны $C_X = C_{Y1} = C_{Y2} = 0,22$ мкФ. Индуктивности равны L1 = L2 = 5 мкГн. На рис. 2, *б*, *в* представлены эквивалентные схемы для общей и дифференциальной моды, емкость CY = 0,11 мкФ, индуктивность L = 17 мкГн. Сопротивления $R_r = R_H = 50$ Ом.



Рис. 2 (окончание). Принципиальная схема фильтра блока питания ПК (*a*); эквивалентные схемы для дифференциальной моды (б) и общей моды (в)

Полоса пропускания схемы для общей моды равна 4,4 кГц, частота среза $f_{cp} = 4,4$ кГц, максимальное затухание 40 дб/дек. В схеме для дифференциальной моды полоса пропускания 8,2 кГц, $f_{cp} = 8,2$ кГц, максимальное затухание составляет 40 дб/дек.

РЕАЛИЗАЦИЯ МЕТОДА ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭКРАНИРОВАНИЯ КОРПУСОМ С АПЕРТУРОЙ

А.А. Иванов, магистрант

Научный руководитель М.Е. Комнатнов, к.т.н. г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, anton.ivvv@gmail.com

Экранирование металлическим корпусом широко используется как конструкторское средство обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронной аппаратуры (РЭА). На ранних этапах проектирования РЭА целесообразно вычисление значения эффективности экранирования (ЭЭ) с помощью аналитических методов [1, 2]. Существенное влияние на ЭЭ корпусом оказывают апертуры, находящиеся в его стенках, что требует введения выражений, учитывающих расположение и геометрические параметры апертуры, в алгоритм расчета. Так, в работе [3] апертура во фронтальной стенке корпуса рассматривается как щелевая линия передачи (ЛП). Влияние апертуры учитывается путем введения импеданса фронтальной стенки Z_{ap} , полученного как произведение сопротивления двух короткозамкнутых отрезков ЛП и корректирующего коэффициента l/a, полученного геометрически и вводимого для согласования между корпусом и апертурой:

$$Z_{ap} = \frac{1}{2} \frac{l}{a} j Z_{0s} tg \frac{k_0 l}{2}$$

При этом положение апертуры оказывается ограничено центром фронтальной стенки корпуса. В работе [4] аналогичный подход расширен для обеспечения возможности смещения апертуры из центра фронтальной стенки, путем введения коэффициента связи C_m , полученного из электродинамического описания поля в корпусе и апертуре. В работе [5] предложен альтернативный подход представления фронтальной стенки корпуса с апертурой в качестве комбинации несимметричных емкостной и индуктивной диафрагм (рис. 1). Сопротивление стенки с апертурой может быть найдено как

$$Z_{\rm ap} = \frac{1}{Y_C + Y_L + Y_1 + Y_2} \,, \tag{1}$$

где Y_C и Y_L – проводимости емкостной и индуктивной диафрагм; Y_1 и Y_2 – проводимости, соответствующие изменению площади поперечного сечения фронтальной стенки корпуса с полным раскрывом путем

помещения вертикальных и горизонтальных диафрагм при условии отсутствия их наложения. Существенным преимуществом данного метода является отсутствие необходимости численного интегрирования для расчета $Z_{\rm ap}$ при сохранении возможности смещения апертуры, расположенной на фронтальной стенке корпуса, из центрального положения.



Рис. 1. Модель апертуры корпуса в виде комбинации волноводных диафрагм

Цель данной работы – реализация метода оценки ЭЭ корпусом с апертурой, использующего комбинацию емкостной и индуктивной диафрагм.

В ходе работы выполнены тригонометрические преобразования аналитических формул из [5] для вычисления проводимостей Y_C и Y_L , при условии режима распространения электромагнитной волны (ЭМВ) основного типа TE_{10} :

$$Y_{C} = j \frac{b}{\mu_{0} \cdot f} \left(4 \cdot f^{2} - \frac{1}{l^{2}} \right) \ln \left[\frac{1}{\sin(\pi Y_{0}/b) \cdot \sin(\pi w/2b)} \right],$$
(2)

$$Y_{L} = -j \frac{1}{a \cdot \mu_{0} \cdot f} \left[\frac{1}{\sin^{2}(\pi X_{0}/a) \cdot \sin^{2}(\pi l/2a)} - 1 \right].$$
 (3)

Далее произведена оценка ЭЭ на примере корпуса с геометрическими размерами a = d = 300 мм, b = 120 мм и квадратной апертурой w = 1 = 80 мм расположенной в центре фронтальной стенки (рис. 2).



Рис. 2. Модель корпуса с апертурой при падении с ее стороны плоской ЭМВ

Толщина стенок корпуса t = 1 мм. Положение точки наблюдения P – в центре корпуса (p = 150 мм). Диапазоны частот источника излучения: от 1 МГц до 100 МГц и от 1 МГц до 1 ГГц, при условии распространения ЭМВ основного типа TE_{10} .

Также для выбранного корпуса выполнен расчет частотных зависимостей ЭЭ: при помощи модуля SE_Box системы TALGAT, использующей метод [3], аналитическим методом [4] и численным методом (электродинамическое моделирование). При аналитических расчетах потери в стенках корпуса не учитывались.

На рис. 3-4 приведены полученные зависимости.



Рис. 3. Частотные зависимости ЭЭ корпусом в диапазоне 1-100 МГц



Рис. 4. Частотные зависимости ЭЭ корпусом в диапазоне 1-1000 МГц

Видно, что они согласуются между собой, а максимальное расхождение составляет не более 10 дБ, что объясняется отличием методов оценки влияния апертуры в рассмотренных методах, отсутствием учета толщины стенок корпуса в реализованном методе (1)–(3), а также влиянием проводящих свойств материала при электродинамическом моделировании. Средняя величина абсолютной погрешности характеристик, рассчитанных аналитическими методами, относительно численного составила для метода [3] – 1,7 дБ; [4] – 1,9 дБ; (1)–(3) – 3,2 дБ.

Рассчитанные погрешности демонстрируют меньшую точность метода (1)–(3) для рассмотренного в работе примера. Время вычисления ряда значений ЭЭ (1000 точек) в соответствии с (1)–(3) составляет 0,46 с, а методом [4], также позволяющим смещать апертуру, – 1,37 с (ПК Intel Core i5, 8 Гб ОЗУ). Таким образом, реализованный метод оценки ЭЭ требует меньшего объема вычислительных затрат, а отсутствие необходимости численного интегрирования упрощает его программную реализацию.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по проекту RFMEFI57417 X0172.

ЛИТЕРАТУРА

1. Комнатнов М.Е. Оценка эффективности экранирования корпуса соединителя бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата / М.Е. Комнатнов, Т.Р. Газизов // Авиакосмическое приборостроение. – 2013. – №4. – С. 37–42.

2. Комнатнов М.Е. Эффективность экранирования унифицированных электронных модулей / М.Е. Комнатнов, Т.Р. Газизов, А.С. Дементьев // Известия вузов. Физика. – 2012. – Т. 55, № 7/2. – С. 89–92.

3. Robinson M.P., Benson T.M., Christopoulos C. Analytical formulation for the shielding effectiveness of enclosures with apertures // IEEE Trans. Electromagn. Compat. Aug. – 1998. – Vol. 40, No. 3. – P. 240–248.

4. Shi D., Shen Y., Gao Y. 3 high-order mode transmission line model of enclosure with off-center aperture // IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat. -2007. - P.361-364.

5. Nie B.L., Du P.A. An efficient and reliable circuit model for the shielding effectiveness prediction of an enclosure with an aperture // IEEE Trans. Electromagn. Compat. June -2015. – Vol. 57, No. 3 – P. 357–364.

РЕЗУЛЬТАТЫ АПРОБАЦИИ МОДАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ ДЛЯ ЗАЩИТЫ ОТ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ ТЕХНИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА МЧС РОССИИ

Д.С. Смирнова, магистрант; О.С. Каймонов, аспирант

Научный руководитель О.С. Каймонов, ассистент каф. ТУ. г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, d.s smirnova@mail.ru

С развитием и широким распространением автоматизированных систем управления (АСУ) различного назначения возникла необходи-

мость обеспечения их защиты, в том числе от преднамеренных электромагнитных воздействий (ПДЭМВ) и скачков напряжения электросети, вызванных, например, разрядами молний. Под ПДЭМВ понимают воздействие с применением излучателей электромагнитного поля, генераторов напряжения и тока путем генерирования в информационных системах электромагнитной энергии, уровень которой вызывает нарушение нормального функционирования технических и программных средств информационных систем [1, 2]. Основными каналами распространения ПДЭМВ являются проводные линии связи, сети электропитания и эфир. Одним из видов ПДЭМВ являются сверхкороткие электромагнитные импульсы (СКИ).

В связи со спецификой работы особенно актуальна проблема ПДЭМВ для АСУ экстренно-оперативных служб, а именно аппаратное обеспечение систем связи. При эксплуатации стационарных АСУ вероятными каналами ПДЭМВ являются проводные линии связи. Для их защиты наиболее эффективны активные устройства защиты. В настоящее время существующие приборы защиты АСУ от ПДЭМВ обладают рядом недостатков, таких как малая мощность, недостаточное быстродействие, паразитные параметры, что затрудняет защиту от мощных ПДЭМВ. Между тем наряду с высокими характеристиками практика требует простоты и дешевизны, так что необходим поиск новых принципов совершенствования защиты.

Коллективом ученых кафедры телевидения и управления (ТУ) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) разработан и защищен патентом на изобретение модальный фильтр (МФ).

Цель работы – представление результатов внедрения МФ для защиты от электромагнитных воздействий оборудования технического комплекса МЧС России.

Принцип модальной фильтрации основан на использовании модальных искажений (изменений сигнала за счет разности задержек мод многопроводной линии передачи) для защиты за счет последовательного модального разложения импульса в отрезках связанных линий [3].

Отличие МФ от аналогов заключается в том, что аналоги только поглощают или отражают опасный импульс, а МФ, кроме вышеуказанного, прежде разлагает воздействующий СКИ на импульсы меньшей амплитуды. В МФ не используются радиоэлектронные компоненты, а применяются особые структуры соединений, которые способствуют разложению опасных СКИ. МФ имеет практически неограниченный ресурс, при его изготовлении используются дешевые материалы. Поскольку не используются полупроводниковые радиоэлектронные компоненты, МФ стоек к воздействию радиации.

Важное применение МФ нашли в Центре управления кризисных ситуаций ГУ МЧС России по Томской области для зашиты программно-технического комплекса, а именно для ПК оперативной дежурной смены, подключенные к сети Ethernet (Рис. 3), и сервера видеоконференц-связи, представляющей собой мощный мультимедийный мост для конференций, который обеспечивает высококачественную аудиои видеосвязь до 60 абонентов (Рис. 4).



Рис. 3. МФ, подключенный к сети Ethernet



Рис. 4. МФ, подключенный к серверу

С января 2015 г. в ГУ МЧС России по Томской области проводится тестовая эксплуатация ряда образцов МФ, установленных для защиты сетевых адаптеров вычислительной техники и серверного оборудования (5 ПК, 3 сервера). Монтаж МФ для защиты серверного оборудования осуществлен непосредственно в серверных стойках, в рабочих станциях – непосредственно на рабочих местах. Во время эксплуатации произошли неоднократные скачки напряжения сети энергоснабжения. В результате одного из них выведен из строя коммутатор локальной сети, вышли из строя сетевые адаптеры на два ПК, а оборудование, защищенное модальными фильтрами, не пострадало.

Таким образом, были получены результаты апробации МФ для защиты систем связи технического комплекса экстренно-оперативных служб МЧС России. МФ зарекомендовали себя как надежное средство в рамках дополнительной защиты, в связи с этим было принято решение по дальнейшему внедрению МФ на базе ГУ МЧС России по Томской области.

ЛИТЕРАТУРА

1. Тихонов М.Н., Богословский М.М. Электромагнитный терроризм – новая угроза в информационно-энергетической среде [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.proatom.ru/modules.php?name=News&file=print&sid =5925 (дата обращения: 21.02.2018).

2. Электромагнитный терроризм на рубеже тысячелетий: сб. статей; под ред. Т.Р. Газизова. – Томск, 2002.

3. Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р. Модальные фильтры для защиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата. – Томск: Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2013. – 151 с.

МИНИМИЗАЦИЯ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ИСКАЖЕНИЙ МОДАЛЬНОГО ФИЛЬТРА В ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ ДО 2 ГГц Ш.В. Куулар, студент; Р.Р. Хажибеков, магистрант

Научный руководитель А.М. Заболоцкий, проф., д.т.н. г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, kuular-1996@inbox.ru

В настоящее время широко применяются различные системы радиосвязи и передачи информации, которые используют волновое сопротивление 50 Ом. Оборудование этих систем подвержено воздействию кондуктивных помех. Наиболее опасной из помех является сверхкороткий импульс (СКИ). Использование известных устройств защиты для решения данной проблемы затруднено рядом противоречивых требований, например защиты как можно большего числа цепей, малой массы защитного устройства и подавления импульсов наносекундной и пикосекундной длительности. В связи с этим предложена защита от СКИ, основанная на модальной фильтрации [1]. Физический принцип такой защиты основан на эффекте разложения помехового импульса в отрезке связанной линии на моды, каждая из которых распространяется со своей задержкой. При неоднородном диэлектрическом заполнении в поперечном сечении отрезка связанной линии разность этих задержек может быть больше длительности помехового импульса, и тогда один импульс, поданный между активным и опорным проводниками в начале отрезка, разложится на два импульса в конце отрезка. Кроме возможности защиты от СКИ, модальный фильтр (МФ) должен обладать приемлемыми частотными характеристиками.

Цель работы — выполнить минимизацию высокочастотных искажений МФ в диапазоне частот до 2 ГГц.

Исследуемый МФ содержит три медных проводника: А – активный, О – опорный и П – пассивный. В этой структуре активный и пассивный проводники расположены симметрично по отношению к оси, перпендикулярной опорному и проходящей через его середину. Размеры структуры выбраны таким образом, чтобы обеспечивалось волновое сопротивление 50 Ом (ширина проводников w = 1200 мкм, толщина проводников t = 0,105 мкм, расстояние между проводниками s = 400 мкм, толщина подложки h = 200 мкм, материал подложки FR-4 с $\varepsilon_r = 4,3$). Построение структуры выполнено в программе TALGAT [2]. Значения сопротивлений $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 50$ Ом. Коэффициент передачи для данной структуры МФ представлен на рис. 2.



Рис. 1. Поперечное сечение (а) и схема включения (б) МФ



Рис. 2. Коэффициент передачи (S12) для исходной структуры МФ

Вначале была выполнена параметрическая оптимизация эвристическим поиском в частотном диапазоне от 0 до 2 ГГц. Получены следующие оптимальные параметры: w = 1,6 мм, t = 0,105 мм, s = 0,9 мм, h = 0,3 мм. Коэффициент передачи МФ, полученный на основе параметрической оптимизации эвристическим поиском, представлен на рис. 3.

Затем была выполнена оптимизация с помощью метода доверительных интервалов в частотном диапазоне от 0 до 2 ГГц. Величина доверительного интервала – 70% от исходного значения. В результате получены следующие значения геометрических параметров: w = 1,7 мм, s = 0,9 мм, h = 0,1 мм. Коэффициент передачи МФ, полученный после оптимизации методом доверительных интервалов, представлен на рис. 4.

Значения коэффициентов передачи для исходной и полученных структур сведены в таблицу.



Рис. 3. Коэффициент передачи (*S*₁₂) МФ, полученный на основе параметрической оптимизации эвристическим поиском



Таким образом, получено, что на основе параметрической оптимизации эвристическим поиском значения S_{12} на частотах до 1 ГГц уменьшились на 8% по сравнению с исходной структурой МФ, а от 1 до 2 ГГц – на 32%. Оптимизация методом доверительных интервалов позволила уменьшить значения S_{12} на частотах до 1 ГГц на 9% по сравнению с исходной структурой МФ, а от 1 до 2 ГГц – на 35%. Следовательно, высокочастотные искажения МФ в диапазоне частот до 2 ГГц менее 1 дБ.

	Коэффициент передачи (S ₁₂), дБ						
Способ оптимизации	Час	готный ди	апазон, ГГц				
	0	1	2				
Исходная структура (рис. 2)	0	-0,98	-4,4				
Оптимизация эвристиче- ским поиском (рис. 3)	0	-0,26	-1,06				
Оптимизация с помощью метода доверительных ин- тервалов (рис. 4)	0	-0,15	-0,63				

Значения коэффициента передачи (МФ)

Исследование выполнено при поддержке гранта Президента Российской Федерации № 14.256.18.356 МД.

ЛИТЕРАТУРА

1. Газизов Т.Р., Долганов Е.С., Заболоцкий А.М. Модальный фильтр как устройство защиты бортовых вычислителей и блоков управления космических аппаратов от электростатического разряда. – Томск: Изд-во Том. гос. унта систем упр. и радиоэлектроники, 2012. – 43 с.

2. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Доклады ТУСУРа. – 2015. – Т. 2, № 36. – С. 45–50.

РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО МОДУЛЯ ДЛЯ ВЫЧИСЛЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭКРАНИРОВАНИЯ КОРПУСОМ С АПЕРТУРОЙ

А.А. Квасников, магистрант

Научный руководитель С.П. Куксенко, доцент каф. ТУ, к.т.н. г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, aleksejkvasnikov@gmail.com

Одним из конструкторских средств обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) является экранирование. При проектировании радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) применяют экранирование пластиной или корпусом [1]. Их эффективность экранирования (ЭЭ) может быть вычислена с помощью различных аналитических и численных методов. Аналитические методы целесообразно использовать на начальных этапах разработки РЭА для предварительной оценки ЭЭ корпусом. Так, известны методы, которые пригодны для предварительной оценки ЭЭ корпусом с прямоугольной апертурой в заданной точке наблюдения [2, 3]. При оценке в нескольких точках наблюдения практически значимо использовать трехмерное отображение с возможностью использования различных аналитических методов. Однако такой программной реализации автору неизвестно.

Цель работы – освещение результатов разработки программного модуля с графическим интерфейсом и трехмерным отображением частотных зависимостей ЭЭ при перемещении точки наблюдения.

Программный модуль реализован на языке С++ с применением возможностей платформы Ot из-за имеющегося в ней большого набора библиотек и возможности кроссплатформенной разработки [4]. Оболочка программного модуля разработана с применением технологии Ot Ouick, особенностью которой является разделение декларативного способа описания дизайна интерфейса и императивной логики программирования. Совместное использование вышеописанных инструментов позволило внедрить архитектуру «Модель-Представление-Контроллер», часто используемую при создании приложений со сложным интерфейсом [5]. В данной работе модель представляет собой часть приложения, которое предназначено для построения трехмерного графика, и методы для генерации его данных. Реализован класс surfaceModelList, унаследованный от абстрактного QAbstract-ListModel, а также определены его методы, требуемые для корректной работы модели. Так, метод rowCount возвращает количество строк, data – данные элемента (элемент списка состоит из трёх координат x, v. z для каждой точки графика), roleNames – список ролей, доступных для каждого элемента, который необходим для связи конкретных данных модели с ее представлением.

Аналитические методы вычисления ЭЭ согласно [2, 3] вынесены в отдельный класс calculation. Реализованы функции численного интегрирования методом трапеций и прямоугольников для одинарных (рис. 1, a) и двойных (рис. 1, δ) интегралов, используемых в этих методах, для вычисления коэффициента связи апертуры с корпусом.

Графический интерфейс разработанного модуля реализован на языке QML с использованием библиотеки для написания QML приложений (QtQuick), модуля с набором элементов управления для графической оболочки (QtQuick.Controls) и модуля визуализации данных в виде трехмерных графиков (QtDataVisualization). Реализовано всплывающее меню с пунктами (разделами), каждый из которых отвечает за детальную настройку режимов работы модуля (рис. 2). Раздел Файл содержит стандартные функции (Новый файл, Сохранить, Загрузить).

```
double integral(...) {
                                           double doubleintegral(...) {
  auto h = (max - min)/n:
                                             double hx = (b - a)/(nx):
                                             double hy = (d - c)/(ny);
  double result;
  result = 0.5 * (func(...) + func(...));
                                             double xi, vi;
  for (int i=1; i<n; i++){
                                             double result = 0:
     result += func(...);
                                             for(int i=0: i<nx: i++){
                                                for(int j=0; j < ny; j++)
  }
                                                   xi = a + hx/2 + i*hx;
  result *= h;
                                                   yj = c + hy/2 + j*hy;
  return result:
                                                   result += hx*hy*func(...);
3
                                             return result;}
                                                                 б
                    a
```

Рис. 1. Реализация функций методов численного интегрирования: трапеций (*a*) и прямоугольников (б)



Рис. 2. Графический интерфейс программного модуля

В разделе *Моделирование* задаются требуемые значения геометрических параметров корпуса и апертуры. За настройку работы алгоритмов численного интегрирования (задание параметров воздействия, выбор методов и параметров точки наблюдения) отвечает раздел *Вычисление*. В разделе *Результаты* задаются режимы отображения результатов вычислений (частотная зависимость ЭЭ в виде двухмерного или трехмерного (при изменении точки наблюдения на заданном интервале) изображения, цветовая гамма, резонансные частоты). Язык интерфейса программного модуля может быть изменен в разделе *Настройки*.

Таким образом, в ходе работы освещены особенности реализации программного модуля оценки ЭЭ корпусом с апертурой, который позволяет анализировать частотные зависимости ЭЭ на заданном интервале точек наблюдения при предварительной его оценке. В дальнейшем предполагается интеграция разработанного модуля в систему моделирования ЭМС TALGAT.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по проекту RFMEFI57417 X0172.

ЛИТЕРАТУРА

1. Комнатнов М.Е. Анализ эффективности экранирования бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата и создание устройств для испытаний на электромагнитную совместимость: дис. ... канд. техн. наук. – Томск: ТУСУР, 2016. – 216 с.

2. Po'ad F.A. Analytical and experimental study of the shielding effectiveness of a metallic enclosure with off-centered apertures / F.A. Po'ad, M.M.Z. Jenu, C. Christopoulos, D.W.P. Thomas // 17th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility. – Zurich, Switzerland, 2006. – P. 618–621.

3. Shi D. Shielding analysis of enclosure with aperture irradiated by plane wave with arbitrary incident angle and polarization direction / D. Shi, Y. Shen, F. Ruan, Z. Wei, Y. Gao // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. – Qingdao, China, 2008. – P. 361–364.

4. Сайт инструментария Qt [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.qt.io/, свободный (дата обращения: 14.02.2018).

5. Фаулер М. Архитектура корпоративных программных приложений. – М.: Вильямс, 2006. – 544 с.

РАЗРАБОТКА БАЗЫ ДАННЫХ ПОМЕХОВЫХ СИГНАЛОВ СИСТЕМЫ АНАЛИЗА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ

А.А. Квасников, магистрант

Научный руководитель С.П. Куксенко, доцент каф. ТУ, к.т.н. г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, aleksejkvasnikov@gmail.com

Оценка уязвимости радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) к преднамеренным электромагнитным помехам играет важную роль на ранних стадиях проектирования РЭА. Задача обеспечения электромагнитной совместимости зачастую связана с дорогостоящими и длительными испытаниями. Так, использование специализированного программного обеспечения (ПО), позволяющего моделировать потенциально опасное воздействие генераторов, а также вычислять нормы восприимчивости оборудования, снижает риск возникновения подобных проблем.

Цель работы – освещение результатов разработки базы данных оцифрованных помеховых сигналов и соответствующего математического аппарата вычисления норм восприимчивости для систем моделирования задач электромагнитной совместимости.

Как было отмечено ранее, при проектировании РЭА важен учет возможного влияния помеховых сигналов на работу аппаратуры. Различают два вида помех: естественные – помехи природного происхождения и искусственные – помехи, образованные устройствами, излучающими электромагнитные колебания. Искусственные помехи в свою очередь разделяются на непреднамеренные и преднамеренные. При разработке базы данных использованы оцифрованные сигналы, полученные из публично зарегистрированных генераторов высоковольтных импульсов и мощных электромагнитных излучателей, которые могут быть рассмотрены как потенциальные источники преднамеренных электромагнитных воздействий [1]. Для анализа сигналов целесообразно применять *N*-нормы [2].

N-нормы являются параметрами, используемыми для характеристики сигнала во временной области и определения предела восприимчивости оборудования. Расчет *N*-норм основан на применении математических операторов ко всей форме сигнала. Краткое описание норм с указанием того, почему норма представляет интерес, представлено в таблице.

В результате разработана база данных, содержащая 11 сигналов (ВАЕ-NLTL, GaAs, RADAN303B, STUN GUN и др.), возможность их редактирования и методы вычисления 5 *N*-норм. При реализации функционала базы данных использованы язык C++ и возможности платформы Qt. Графический интерфейс взаимодействия с базой данных разработан с применением технологии (Qt Quick), особенностью которой является разделение способа описания дизайна интерфейса и логики программирования [3]. Реализована функция численного интегрирования методом трапеций. Графический интерфейс окна, содержащего функционал вычисления *N*-норм (рис. 1), разработан на языке QML с использованием: библиотеки для написания QML-приложений (QtQuick), модуля с набором элементов управления для графической оболочки (QtQuick.Controls). По нажатии на кнопки « N_1 – N_5 » производится расчет значений норм, а полученные значения

отображаются в специальный графический элемент. Функциональной особенностью данной разработки является процесс разбора массива входных строк из исходных файлов, и последующее преобразование их в структуры данных, пригодные для графического отображения.

Норма	Название	Применение
$N_1 = \left R(t) \right _{\max}$	Пиковое (абсолютное) значение	Сбой схемы / электрический пробой / дуговые эффекты
$N_2 = \left \frac{\partial R(t)}{\partial t} \right _{\max}$	Пиковая (абсолютная) производная	Искрение компонента / сбой схемы
$N_3 = \left \int_0^t R(t) dt \right _{\max}$	Пиковый (абсолютный) импульс	Диэлектрический пробой (если <i>R</i> обозначает поле <i>E</i>)
$N_4 = \int_0^\infty R(t) dt$	Выпрямленный общий импульс	Повреждение оборудования
$N_5 = \left\{ \int_0^\infty \left R(t) \right ^2 dt \right\}^{\frac{1}{2}}$	Квадратный корень ин- теграла действия	Выгорание компонента

N-нормы, используемые для мощных переходных сигналов

Для апробации полученных результатов разработанный функционал был интегрирован в систему TALGAT. На рис. 2, *а* приведен пример работы разработанного функционала, на примере анализа простой печатной структуры. Так, получены соответствующие графики временного отклика и значения норм.



Рис. 1. Графический интерфейс модуля базы данных

268



Рис. 2. Принципиальная схема в системе TALGAT (*a*), диалоговое меню выбора источника напряжения (δ)

В процессе загрузки сигнала в соответствующий элемент в редакторе принципиальных схем реализован выбор необходимого сигнала из выпадающего списка. Для просмотра доступно предварительное изображение формы сигнала (рис. 2, δ). Библиотека сигналов доступна для редактирования и хранится в виде файлов специального формата «.tsgl».

Таким образом, разработана база данных оцифрованных помеховых сигналов и соответствующий математический аппарат, позволяющие разработчикам за короткое время протестировать схему на предмет восприимчивости к потенциально опасным воздействиям.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по проекту RFMEFI57417 X0172.

ЛИТЕРАТУРА

1. Mora N. Study and classification of potential IEMI sources / N. Mora, F. Vega, G. Lugrin, F. Rachidi, M. Rubinstein // System and assessment notes. – Note 41. – July 8, 2014.

2. Baum C.E. Norms and Eigenvector norms // Mathematics Notes. – 1979. – Vol. 63.

3. Сайт инструментария Qt [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.qt.io/, свободный (дата обращения: 12.02.2018).

ВЫЯВЛЕНИЕ И ЛОКАЛИЗАЦИЯ ЭКСТРЕМУМОВ СКИ ОТ ИСТОЧНИКОВ ПРЕДНАМЕРЕННЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ В МИКРОПОЛОСКОВОЙ МЕАНДРОВОЙ ЛИНИИ ИЗ ДВУХ ВИТКОВ

Ч.Л. Хомушку, студент; А.А. Квасников, магистрант Научный руководитель Р.Р. Газизов, аспирант каф. ТУ г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, ruslangazizow@gmail.com

Выявление и локализация экстремумов сигнала в многопроводных линиях передачи (МПЛП) важны, поскольку их результаты полезны для обеспечения электромагнитной совместимости, что особенно актуально при разработке и анализе современной радиоэлектронной аппаратуры [1].

Ранее были разработаны методика и программный комплекс по выявлению и локализации экстремумов сигнала в МПЛП [2], а также выполнены исследования по выявлению и локализации экстремумов сверхкороткого импульса (СКИ) в форме трапеции [3], а также при воздействии электростатического разряда [4]. Однако другие типы сигналов не были использованы. Между тем существует большое разнообразие форм сигналов, порождаемых источниками преднамеренных воздействий [5].

Цель данной работы заключается в исследовании выявления и локализации экстремумов ряда СКИ, порождаемых источниками преднамеренных воздействий.

В качестве тестовой схемы взята микрополосковая меандровая линия из двух витков, исследованная в работе [2]. Формы и параметры СКИ взяты из [5] и реализованы в системе компьютерного моделирования TALGAT, которая и была использована в работе. В работе использовано 4 типа СКИ.



Формы напряжений первого СКИ в отрезках линии представлены на Рис. 1, а результаты локализации его экстремумов – на Рис. 2.

Рис. 1. Формы напряжений с максимальным (*a*) и минимальным (*б*) значением 270



Рис. 2. Локализация максимума (a) и минимума (δ) напряжений на принципиальной схеме

Выявлен максимум напряжения, на 4,03% превышающий амплитуду сигнала на входе, который равен 31,2 кВ. Максимум выявлен в сегменте 13 (из 20) четвертого полувитка, также выявлен минимум напряжения, равный – минус 22,1 кВ, локализованный в сегменте 14 первого полувитка меандровой линии.

Формы напряжений второго СКИ представлены на Рис. 3, а результаты локализации его экстремумов – на Рис. 4.

Выявлен максимум напряжения, на 8,9% превышающий амплитуду сигнала на входе, который равен 12,8 кВ в сегменте 18 четвертого полувитка, также выявлен минимум напряжения, равный –912 В, локализованный в сегменте 15 третьего полувитка меандровой линии.



Рис. 3. Формы напряжений с максимальным (а) и минимальным (б) значениями



Рис. 4. Локализация максимума (a) и минимума (δ) напряжений на принципиальной схеме

Формы напряжений третьего СКИ представлены на Рис. 5, а результаты локализации его экстремумов – на Рис. 6.



Рис. 5. Формы напряжений с максимальным (а) и минимальным (б) значениями



Рис. 6. Локализация максимума (a) и минимума (δ) напряжений на принципиальной схеме

Выявлен максимум напряжения, на 4,3% превышающий амплитуду сигнала на входе, который равен 2167 В и локализован в сегменте 2 второго полувитка, также выявлен минимум напряжения, равный минус 54 В, локализованный в сегменте 2 первого полувитка меандровой линии.

Формы напряжений четвертого СКИ представлены на Рис. 7, а результаты локализации его экстремумов – на Рис. 8.

В сегменте 1 четвертого полувитка выявлен максимум напряжения, на 6,9% превышающий амплитуду сигнала на входе, который равен 574 В, также выявлен минимум напряжения, равный минус 17 В, локализованный в сегменте 18 второго полувитка меандровой линии.



Рис. 7. Формы напряжений с максимальным (а) и минимальным (б) значениями



Рис. 8. Локализация максимума (a) и минимума (δ) напряжений на принципиальной схеме

В результате проведенной работы видно, что локализация экстремумов СКИ не постоянна: они находятся как в разных сегментах, так и на разных проводниках. Наибольшее превышение амплитуды наблюдается для второго СКИ (на 8,9%). Далее целесообразно выполнить моделирование распространения этих СКИ в более сложной структуре, например в шине реальной печатной платы.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по проекту RFMEFI57417 X0172.

ЛИТЕРАТУРА

1. Paul C. Analysis of Multiconductor Transmission Lines. – New York, NY: Wiley, 2007. – 821 p.

2. Газизов Р.Р. Методика и алгоритмы для выявления и локализации экстремумов сигнала в многопроводных линиях передачи // Системы управления, связи и безопасности. – 2017. – №4. – С. 1–14. – URL: http://sccs.intelgr. com/ archive/2017-04/01-Gazizov.pdf

3. Газизов Р.Р., Заболоцкий А.М., Орлов П.Е. Локализация максимумов сигнала в многопроводных линиях передачи печатных плат с помощью системы TALGAT // Докл. Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2015. – № 4(38). – С. 153–156.

4. Gazizov R.R. Simulation of ESD effects on PCB bus of spacecraft autonomous navigation system // Proc. of IEEE 2017 International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON) (Novosibirsk, Akademgorodok, Russia, 18–24 Sep. 2017).

5. Mora N., Vega F., Lugrin G., Rachidi F., Rubinstein M. Study and Classification of Potential IEMI Sources // System Design and Assessment Notes. - 2014. – No. 41. – 92 p.

АЛГОРИТМ ВЫЧИСЛЕНИЯ ФОРМ СИГНАЛА НА КОНЦАХ ОТРЕЗКА ДВУХПРОВОДНОЙ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ, ОСНОВАННЫЙ НА МЕТОДЕ МОДАЛЬНОГО РАЗЛОЖЕНИЯ ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ

М.В. Рыжова, магистрант

Научный руководитель А.М. Заболоцкий, проф. каф. ТУ, д.т.н. г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, mariya rijova@mail.ru

На начальных этапах конструирования радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) используют компьютерное моделирование для анализа форм сигнала на концах отрезков многопроводных линий передачи. Для более детального анализа частных структур и выявления причин искажения форм сигнала используют аналитические подходы.

В работе [1] детально рассматривается вычисление форм сигнала последовательно соединенных отрезков одиночных и связанных линий передачи с учетом дополнительных составляющих. Анализ форм сигнала с учетом каждого проводника многопроводной линии передачи представлен в [2]. Аналитический подход из [3] применяет метод модального разложения для вычисления форм сигнала, использующий источник изначально падающей моды и моды коэффициента отражения.

Цель работы – разработать алгоритм и выполнить программную реализацию для вычисления форм сигнала на концах отрезка двух-проводной линии передачи на основе метода модального разложения во временной области.

Теоретические основы аналитического подхода изложены в [3]. Для разработки алгоритма ниже приведены необходимые формулы и выражения.

Матрицы преобразования мод для двухпроводной линии представлены как

$$\mathbf{T}_{V} = \begin{bmatrix} 1 & 1-\rho \\ 1 & -\rho \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}_{I} = \begin{bmatrix} \rho & 1 \\ 1-\rho & -1 \end{bmatrix}, \tag{1}$$

где $\rho = \frac{C_{11} + C_{12}}{C_{11} + C_{22} + 2C_{12}}$.

Матрицы источника напряжения и импедансов на концах линии (индексы *S* и *L* обозначают начало и конец линии):

$$\mathbf{V}_S = \begin{bmatrix} V_S \\ 0 \end{bmatrix},$$

где V_s – амплитуда сигнала

$$\mathbf{R}_{S} = \begin{bmatrix} R_{S1} & 0\\ 0 & R_{S2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}_{L} = \begin{bmatrix} R_{L1} & 0\\ 0 & R_{L2} \end{bmatrix}.$$
(2)

Матрицы модальных источников и модальных импедансов

$$\mathbf{V}_{sm} = \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{V}_s \,, \qquad \mathbf{R}_{Vm} = \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{R}_V \mathbf{T}_I \,. \tag{3}$$

Диагональные матрицы для L и C

$$\mathbf{L}_m = \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{L} \mathbf{T}_I, \ \mathbf{C}_m = \mathbf{T}_I^{-1} \mathbf{C} \mathbf{T}_V$$

Характеристический импеданс

$$Z_{cmi} = \sqrt{\frac{L_{mi}}{C_{mi}}}, i = 1, 2, ..., n.$$
(4)

Вектор источников изначально падающих мод

$$\mathbf{V}_{0m} = \left(\mathbf{E} + \mathbf{R}_{Sm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1}\right)^{-1} \mathbf{V}_{sm} = \begin{bmatrix} V_{0a} \\ V_{0b} \end{bmatrix}.$$
 (5)

Матрица мод коэффициентов отражения

$$\boldsymbol{\Gamma}_{\nu m} = \left(\mathbf{R}_{\nu m} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} + \mathbf{E} \right)^{-1} \left(\mathbf{R}_{\nu m} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} - \mathbf{E} \right), \tag{6}$$

где Е – единичная матрица.

Для вычисления форм напряжения двухпроводной линии на ближнем конце задается по формуле (1), на дальнем конце по формуле (2):

$$V_{\delta}(0,t) = V_{c}(t) \mp V_{d}(t)/2 = \{V_{0c}(t) - V_{0d}(t)/2\} \pm \\ \pm \{\Gamma_{Ldd} \Gamma_{Scd} - \Gamma_{Ldd} (1 + \Gamma_{Sdd})/2\} V_{0d} (t - 2T_{d}) \pm \\ \pm \{\Gamma_{Ldc} \Gamma_{Scd} - \Gamma_{Ldc} (1 + \Gamma_{Sdd})/2) V_{0c} (t - (T_{d} - T_{c})) \pm \\ \pm (\Gamma_{Lcd} (1 + \Gamma_{Scc}) - \Gamma_{Lcd} \Gamma_{Sdc}/2) V_{0d} (t - (T_{d} + T_{c}))\} \pm \\ \pm \{(\Gamma_{Lcc} (1 + \Gamma_{Scc}) - \Gamma_{Lcc} \Gamma_{Sdc}/2) V_{0c} (t - 2T_{c})\}.$$
(7)
$$V\partial(\ell, t) = V_{c}(t) \mp V_{d}(t)/2 = \{\Gamma_{Lcd} \mp (1 + \Gamma_{Ldd}/2)\} V_{0d} (t - T_{d}) + \\ + \{(1 + \Gamma_{Lcc}) \mp \Gamma_{Ldc}/2\} V_{0c} (t - T_{c}).$$
(8)

Алгоритм вычисления напряжения на концах отрезка двухпроводной линии передачи имеет следующий вид:

1. Задать параметры входного сигнала: амплитуда, длительность входного сигнала, фронт, спад.

2. Задать параметры отрезка двухпроводной линии передачи: длина, матрицы погонных параметров C, L, R, G. При этом элементы матриц R и G равны 0.

3. Задать значения импедансов на концах линии \mathbf{R}_{S1} , \mathbf{R}_{S2} , \mathbf{R}_{L1} , \mathbf{R}_{L2} .

- 4. Вычислить **Т**_{*V*}, **Т**_{*I*} из (1).
- 5. Задать V_S из (2).
- 6. Вычислить **R**_S, **R**_L из (2).
- 7. Получить **V**_{sm} и **R**_{vm} из (3).
- 8. Вычислить L_m и C_m и Z_{cmi} из (4).
- 9. Получить V_{0m} из (5).
- 10. Вычислить **Г**_{vm} из (6).

11. Определить формы сигналов на ближнем и на дальнем концах по формулам (7), (Ошибка! Источник ссылки не найден.).

Для выполнения вычислений значение параметров сигнала, нагрузки и линии передачи взяты из [4], где длина линии 0,1 м, длительность вершины импульса 6 нс, фронт 1,5 нс, спада 1,5 нс, временной шаг 1 пс. Результаты, полученные на основе предложенного алгоритма, представлены на рис. 2.



Рис. 1. Формы напряжений в начале и конце активного проводника, полученные на основе разработанного алгоритма (- - -), в TALGAT (---), полученные по выражениям из [2] (-- --)

Из рис. 1 видно, что формы сигналов в активной линии, вычисленные предложенным алгоритмом по амплитуде на ближнем конце, совпадают с вычислениями, выполненными в TALGAT. На дальнем конце результаты отличаются на 1,5%. Формы сигнала, вычисленные по выражениям из [2], по амплитуде на ближнем конце и на дальнем концах отличаются на 15% от результатов, полученных в TALGAT. Длительности на ближнем на дальнем концах совпадают.

Из рис. 2 видно, что формы сигнала в пассивной линии, вычисленные предложенным алгоритмом по амплитуде на ближнем конце совпадают с результатом, полученным в TALGAT. На дальнем конце для переднего фронта совпадают, для спада различаются на 5%. Формы сигнала, вычисленные по выражениям из [2] по амплитуде на ближнем конце, отличаются в 3 раза, на дальнем конце отличаются в 5 раз от результатов, полученных в TALGAT. Длительности сигналов на ближнем и дальнем концах отличаются на 10% от результатов TALGAT.



Рис. 2. Формы напряжений в начале и конце пассивного проводника, полученные на основе разработанного алгоритма (---), в TALGAT (---), полученные по выражениям из [2] (----)

В ходе работы разработан алгоритм для вычисления форм сигнала; выполнена программная реализация в Mathcad; получены формы сигнала на концах отрезка двухпроводной линии передачи.

Работа выполнена в рамках проекта 8.9562.2017/8.9 Минобрнауки России.

ЛИТЕРАТУРА

1. Леонтьев Н.А. Анализ временного отклика в межсоединениях быстродействующих радиоэлектронных схем: дис. ... канд. техн. наук. – Томск: Том. гос. ун-т, 2000. – 126 с.

2. You H., Soma M. Crosstalk analysis of interconnection lines and Packages in High-speed integrated circuits // IEEE Transactions On Circuits And Systems. – 1990. – Vol. 37. – P. 1019–1026.

3. Park S.W., Xiao F., Kami Y. Analytical approach for crosstalk characterization of multiconductor transmission lines using mode decomposition technique in the time domain // IEEE Transactions On Electromagnetic Compatibility. -2010. - Vol. 52. - P. 436–446.

4. Заболоцкий А.М. Временной отклик многопроводных линий передачи / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: Том. гос. ун-т, 2007. – 152 с.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК МИКРОПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ С БОКОВЫМИ ЗАЗЕМЛЕННЫМИ ПРОВОДНИКАМИ У ГРАНИЦЫ ВОЗДУХ–ПОДЛОЖКА И.Е. Сагиева, аспирант

г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, indira sagieva@mail.ru

Печатные платы (ПП) в том или ином виде являются основой большинства электронных средств и приборов. Расположение печатных проводников на ПП играет решающую роль для получения стабильных значений характеристик линии передачи, таких как погонная задержка (τ) и волновое сопротивление (Z). В связи с этим исследования этих характеристик актуальны.

Одной из основных линий, реализуемых на ПП, является микрополосковая линия (МПЛ) [1]. Важной задачей является получение стабильных характеристик линий. В этой связи актуальна минимизация чувствительности характеристик линий к изменению их параметров. Между тем возможности такой минимизации ограничены простотой конструкции классической МПЛ. Поэтому предметом повышенного интереса становятся различные модификации МПЛ, например подвешенная и обращенная полосковые линии, позволяющие получить нулевую чувствительность погонной задержки и волнового сопротивления к изменению толщины диэлектрических слоев [2]. В многослойных печатных платах используются разновидности МПЛ, например МПЛ с полигонами на различных слоях, позволяющая получить стабильное значение погонной задержки [3]. Подобная закономерность обнаружена в МПЛ с боковыми заземленными проводниками сверху [4] и углубленными в подложку [5]. Возможность минимизации чувствительности появляется за счет перераспределения электрического поля в слоях воздуха и подложки. Также выявлено, что боковые заземлённые проводники оказывают особое влияние вблизи границы раздела двух сред. В связи с этим полезно более детальное исследование характеристик т и Z МПЛ с заземленными боковыми проводниками, расположенными у границы воздух-подложка.

Цель работы – исследовать зависимости т и Z МПЛ от расположения боковых заземленных проводников, в частности, непосредственной близости от границы воздух–подложка.

Для достижения указанной цели исследованы три вида МПЛ (рис. 1). Строгий электродинамический анализ полей в исследуемых линиях довольно сложен. Параметры заполняющей среды в линиях неоднородны по сечению, так что лишь часть поля концентрируется в диэлектрической подложке, а остальная – в воздухе. Поэтому в линиях распространяется не чистая ТЕМ-мода, а квази-ТЕМ. Тем не менее для таких линий применяют квазистатический анализ на основе вычисления погонной ёмкости.

_	w1	s_w_ts_	w1	
ε _r				h
	w1	asw_ts	w1	
£ _r				h
	w1	б <i>sts_</i>	wl	
ε _r				,

Рис. 1. Поперечное сечение МПЛ с боковыми заземленными проводниками, над (*a*), посреди (*б*) и под (*в*) границей воздух–подложка

В системе TALGAT построены геометрические модели поперечного сечения линии (см. рис. 1) и методом моментов вычислены матрицы (порядка 3×3) погонных коэффициентов электростатической индукции с учетом диэлектрика и без него. Значения ряда параметров выбраны типовыми и не менялись: толщина сигнального и заземленных проводников t = 18 мкм, толщина подложки h = 1 мм, относительная диэлектрическая проницаемость подложки $\varepsilon_r = 4,5$. Из матриц брались значения (обозначаемые далее C и C_0) диагонального элемента, соответствующего сигнальному проводнику, и вычислялись значения т и Z (v_0 – скорость света в вакууме):

$$\tau = (C/C_0)^{0.5}/v_0, \ Z = 1/(v_0(CC_0)^{0.5})$$

Выполнены вычисления при изменении разноса проводников *s* (рис. 2). При увеличении *s* значения τ и *Z* плавно увеличиваются. Однако изменение τ гораздо меньше. Углубление заземленных провод-

ников уменьшает чувствительность τ к изменению *s*. Изменение τ во всем диапазоне *s* менее 2%. Можно предположить, что при определенных параметрах МПЛ чувствительность может быть снижена до нуля. Тем самым появляется возможность выбором параметров линии получить требуемое значение *Z* при минимальной чувствительности τ к изменению *s*.



Рис. 2. Зависимости τ (*a*) и *Z* (*б*) от *s* для рис. 1 *a* (\Diamond); *б* (Δ), *в* (\times)

Таким образом, в работе исследованы характеристики МПЛ с боковыми заземленными проводниками у границы воздух-подложка и показана возможность минимизации чувствительности погонной задержки к разносу проводников при расположении в непосредственной близости от границы воздух-подложка. Результаты работы могут быть использованы для проектирования линий передачи со стабильной задержкой.

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. Газизов Т.Р. Характеристики подвешенной и обращенной полосковых линий // Известия вузов. Физика. – 1995. – Т. 39, №2. – С. 126–128.

3. Gazizov T.R., Salov V.K., Kuksenko S.P. Stable delay of microstrip line with side grounded conductors // Wireless Communications and Mobile Computing. -2017. - P. 1-5.

4. Сагиева И.Е. Моделирование характеристик микрополосковой линии с боковыми заземленными проводниками, углубленными в подложку // Сборник тезисов науч.-техн. конф. молодых специалистов АО «ИСС». – Железногорск, Россия, 23–25 августа, 2017. – С. 89–91.

5. Сагиева И.Е. Моделирование характеристик микрополосковой линии с боковыми заземленными проводниками сверху // Матер. XIII Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления», посвященной 55-летию ТУСУРа. – Томск, Россия, 29 ноября – 1 декабря, 2017. – Ч. 2. – С. 19–20.

280

МОДЕРНИЗАЦИЯ МОДУЛЯ ОКОНЕЧНОГО УСТРОЙСТВА МУЛЬТИПЛЕКСНОГО КАНАЛА ОБМЕНА *В.Р. Шарафутдинов, аспирант* г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, dovod@bk.ru

В качестве исполнительных органов системы стабилизации и ориентации космических аппаратов. применяются двигатели-маховики (ДМ) [1]. Основным электронным компонентом ДМ является канал управления моментом (КУМ). В свою очередь, КУМ состоит из нескольких металлических оснований, на которые интегрированы печатные платы (ПП), на одной из которых размещается модуль мультиплексного канала обмена (МО МКО).

В связи с постепенным исчезновением из поставок некоторых российских электрорадиоизделий (ЭРИ) и, в частности, микросборок МО МКО, а также с импортозамещением некоторых элементов схемы КУМ требовалось доработать конструкцию КУМ ДМ согласно актуальным изменениям в схеме.

Для замены МО МКО имелся ранее разработанный модуль оконечного устройства (МОУ) (рис. 1). Но его габариты выходили за рамки защитного кожуха ДМ и перекрывали области крепления оснований О1 и О2 (рис. 2) внутри корпуса ДМ. Для модернизации ДМ была поставлена задача о конструировании МОУ, который бы удовлетворял конструктивным требованиям обновляемой конструкции ДМ.

Цель работы – модернизация конструкции МОУ и интеграция его в конструкцию ДМ в виде отдельной блочной единицы.



Особенности конструкции ДМ накладывали определенные ограничения на расположение и высоту ЭРИ. Для размещения в ДМ был сконструирован собственный МОУ-01 (рис. 3), который удалось разместить на верхней части основания О1 (рис. 4).





Рис. 3. МОУ-01

Рис. 4. МОУ-01 на верхней части основания О1

Одно из требований конструкции – возможность извлечения блока МОУ-01 из ДМ для технологических операций программирования и настройки. Поэтому МОУ-01 не интегрировался на основание O1, а устанавливался на него в виде съемной блочной единицы и закреплялся механически через особый теплопроводящий герметик.

Во время модернизации МОУ в МОУ-01 удалось решить следующие задачи:

– упрощен стек слоев четырехслойной ПП заменой на двухстороннюю;

 – радиокомпоненты размещены с одной стороны ПП в отличие от исходного МОУ с двухсторонним расположением компонентов;

 – модернизирован «экран» заменой штыревой установки компонента (см. рис 1) на планарную (см. рис. 3);

 несмотря на сложность конфигурации МОУ-01, площадь модуля увеличилась незначительно – 67 см² против 56 см²;

 общую высоту модуля МОУ-01 удалось уменьшить на 2 мм, что имеет решающее значение при определенных допусках и посадках элементов ДМ.

Во время проектирования ПП МОУ-01 также решались задачи электромагнитной совместимости [2]. Для этого применялись следующие методы:

 модульное размещение компонентов на ПП по функциональному признаку;

- уменьшение длины связей проводников и количества ветвлений;

 ветвление шины питания и подведение ее к нагрузкам через фильтрующие конденсаторы;

- заполнение полигонами «земли» свободных участков площади ПП.

В результате модернизации удалось разработать единичную модульную конструкцию МОУ-01 и успешно установить ее в ДМ. При этом МОУ-01 был конструктивно упрощен, уменьшен по высоте на 2 мм и, несмотря на сложность конфигурации, претерпел незначительное увеличение по площади размещения на 11 см², что не оказало существенного влияния на его размещение. Таким образом, МОУ был успешно модернизирован до МОУ-01, составлен комплект конструкторской документации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Иосифьян А.Г. Электромеханика в космосе. – М.: Знание, 1977.

2. Хьюбинг Т., Ван Дорен Т. Проектирование печатных плат с учетом ЭМС: пер. А. Жук // Печатный монтаж. – 2008. – № 5. – С. 36–40.

РАЗРАБОТКА УПРОЩЕННОЙ КОНСТРУКЦИИ СИЛОВОЙ ШИНЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

С.А. Тернов, магистрант, инж. «НИЛ БЭМС РЭС»

Научный руководитель М.Е. Комнатнов, к.т.н. г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, stanislav.1995@mail.ru, maxmek@mail.ru

Особое внимание при проектировании силовой шины электропитания (СШЭП) уделяют погонным параметрам, а именно погонным индуктивности и емкости. Погонную индуктивность уменьшают различными способами, поскольку она может повлиять на стабильность работы радиоэлектронной аппаратуры (РЭА). Например, некорректно спроектированная СШЭП приводит к возникновению паразитных параметров, которые могут привести к нестабильной работе активных элементов из-за перенапряжения, падения напряжения, дисбаланса токов, резонанса в конденсаторах и т.д. [1, 2]. Значительное влияние на паразитные параметры СШЭП оказывает ее поперечное сечение. В [3] выполнено вычисление погонных параметров СШЭП для различных форм поперечного сечения (при $S = 50 \text{ мм}^2$) и значений диэлектрической проницаемости изоляционного материала. Представлены предварительные результаты вычислений паразитных параметров в зависимости от толщины, ширины и формы проводников СШЭП. Определены оптимальные параметры поперечного сечения СШЭП по критериям минимальной погонной индуктивности и максимальной погонной емкости. Предложена форма поперечного сечения СШЭП, представляющая экранированную полосковую линию. Подобная конструкция сложна в изготовлении, что объясняется её практическим неприменением.

Цель работы – упростить конструкцию СШЭП в виде экранированной полосковой линии для её практического применения с минимально возможными значениями паразитных параметров.

Для простоты реализации конструкция СШЭП выполнено упрощение изначальной формы (рис. 1, *a*) поперечного сечения СШЭП. На рис. 1, б представлена конструкция, у которой отсутствуют боковые стенки и толщина опорного проводника составляет половину толщины активного. На рис. 1, в показана конструкция, у которой отсутствует только одна боковая стенка.



Рис. 1. Формы поперечного сечения СШЭП

Для трех моделей СШЭП (см. рис. 1) вычислены (рис. 2) значения погонных индуктивности L и емкости C в зависимости от изменения соотношения сторон w/t_1 . При этом площадь поперечного сечения оставалась неизменной ($S = 50 \text{ мм}^2$). Вычисления выполнены в программе TALGAT [4].



Рис. 2. Значения погонных индуктивности L и емкости C при изменении w/t_1 для моделей из рис. 1: a (——), δ (——) и ϵ (···)

Из рис. 2 видно, что при увеличении w/t_1 значение L уменьшилось, а значение С увеличилось для конструкции (см. рис. 1, а) с 77,42 до 12,25 нГн/м; с 0,62 до 3,91 нФ/м (см. рис. 1, б), с 119,78 до 12,33 нГн/м; с 0,3 до 3,823нФ/м (см. рис. 1, в), с 93,33 до 12,29 нГн/м; с 0,46 до 3,865 нФ/м.

Вычислено волновое сопротивление для поперечных сечений из рис. 1, *а*-в.

Из рис. З видно, что по требуемым критериям оптимальным параметром является $w/t_1 = 50$ с $Z_B = 3,5$ Ом, поскольку при увеличении

284

 w/t_1 в 4 раза значение Z_B уменьшается незначительно – на 1,72 Ом (1,78 Ом), при этом масса конструкции увеличивается в 2 раза (с 411,18 до 819,79 г).



Также выполнено скругление углов для конструкции СШЭП (рис. 1 e) и вычислены параметры L, C. Анализ зависимостей, в том числе Z от w/t_1 , показал, что скругление не повлияло на погонные параметры. При этом подобное изменение поперечного сечения может оказать значительное влияние на напряжение пробоя диэлектрика СШЭП.

Таким образом, предложена модель СШЭП с оптимальными параметрами поперечного сечения и простотой в изготовлении.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по проекту RFMEFI57417 X0172.

ЛИТЕРАТУРА

1. Clavel E. Influence of the cabling geometry on paralleled diodes in a high power rectifier / IEEE Conf. Record of the Industry Applications Conference. – San Diego, CA, USA. – 6–10 Oct. 1996. – P. 993–998.

2. Huiqing W. Electric vehicle drive inverters simulation considering parasitic parameters // 13th Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC, 1–3 Sept. 2008, Poznan, Poland. – P. 417–421.

3. 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–2018) (принято к печати).

4. Куксенко С.П. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Доклады ТУСУРа. – 2015. – № 2(36). – С. 45–50.

АНАЛИЗ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЭКВИВАЛЕНТА СЕТИ

А.А. Дроздова, Н.В. Богданов, студенты; С.А. Тернов, магистрант Научный руководитель М.Е. Комнатнов, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, nastya040218@mail.ru, maxmek@mail.ru Проект ГПО ТУ-1503 «Разработка устройств для испытаний на ЭМС»

Измерение кондуктивных помех, распространяющихся по цепям питания от испытуемого радиоэлектронного средства (РЭС), проводят с использованием эквивалента сети (Line Impedance Stabilization Network (LISN)) [1]. Устройство эквивалента сети представляет собой фильтр, позволяющий снабжать испытуемое РЭС сетевым напряжением, отфильтровывать высокочастотные составляющие сетевого напряжения, согласовывать импеданс со стороны сети, выполнять измерения, используя контрольно-измерительные приборы (КИП). Фильтрация кондуктивных помех от испытуемого РЭС в цепь электропитания осуществляется с помощью элементов с сосредоточенными параметрами для работы в требуемом диапазоне частот [2]. Однако остается неясным, каким образом оказывает влияние сопротивление нагрузки на амплитудно-частотную характеристику эквивалента сети.

Цель работы – выполнить анализ амплитудно-частотной характеристики эквивалента сети при изменении значения сопротивления нагрузки.

Схема [3] эквивалента сети представлена на рис. 1. Схема согласно [3] содержит: $L_1 = 56 \text{ мк}\Gamma\text{H}$; $C_1 = 22,5 \text{ мк}\Phi$; $C_2 = 22,5 \text{ мк}\Phi$; $R_1 = 1 \text{ Ом}$; $R_2 = 1 \text{ кОм}$. С помощью ключей S_1 и S_2 включаются испытуемое РЭС и КИП.



Рис. 1. Схема эквивалента сети [3]

Выполнено моделирование схемы (см. рис. 1) и получены амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) эквивалента сети без (рис. 2, *a*) и с поочередным включением КИП (S_2 замкнут) (рис. 2, δ) и испытуемого РЭС (S_1 и S_2 замкнуты) (рис. 2, *в*, *г*). Сопротивление нагрузки изменялось от 5 до 50 Ом. Диапазон сопротивлений нагрузки *R*_н выбран исходя из возможных волновых сопротивлений силовой шины электропитания [7].

Из полученных результатов видно, что без испытуемого РЭС и КИП частота среза $f_{\rm CP}$ составляет 2,84 МГц (см. рис. 2, *a*), при этом крутизна 12,5 дБ/дек. При подключении КИП (см. рис. 2, *б*) $f_{\rm CP}$ уменьшается более чем в 2 раза (135 кГц), а крутизна увеличивается до 17,5 дБ/дек.



Рис. 2 (начало)


Рис. 2 (окончание). АЧХ эквивалента сети без подключения испытуемого РЭС и измерительного оборудования (*a*), с подключенным КИП (*б*), с подключенным испытуемым РЭС (*в*), с подключенными испытуемым РЭС и КИП (*г*)

При подключении испытуемого РЭС (см. рис. 2, *в*) и с ростом $R_{\rm H}$ увеличивается $f_{\rm CP}$ от 14,1 до 135 кГц, в то время как крутизна неизменна (17,5 дБ/дек). Из рис. 2, *г* видно, что при подключении КИП и изменении значения $R_{\rm H}$ увеличивается $f_{\rm CP}$ от 12,9 до 69,5 кГц, при этом крутизна составляет 20 дБ/дек.

Таким образом, выполнено вычисление АЧХ эквивалента сети без и с нагрузкой в виде испытуемого РЭС и КИП.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по проекту RFMEFI57417 X0172.

ЛИТЕРАТУРА

1. Clayton R.P. Introduction to Electromagnetic Compatibility. – John Wiley & Sons, 1992.

2. CISPR 16-1-2: 2006. Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods. – Part 1.2: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – Ancillary equipment – Conducted disturbances, IEC, Ginevra.

3. Richard L.O. EM1 Filter Design, Second Edition Revised and Expanded.

4. MIL-STD-461G: 2015. Department of defense interface standard. Requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipment.

5. AIAA S-121: 2009. Electromagnetic compatibility requirements for space equipment and systems.

6. ГОСТ Р 56529: 2015. Совместимость космической техники электромагнитная. Общие требования и методы испытаний.

7. 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–2018) (принято к печати).

ПОДСЕКЦИЯ 2.7

СВЕТОДИОДЫ И СВЕТОТЕХНИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА

Председатель – **Туев В.И.**, зав. каф. РЭТЭМ, д.т.н.; зам. председателя – **Вилисов А.А.**, проф. каф. РЭТЭМ, д.т.н.

УСТРОЙСТВО УПРАВЛЕНИЯ УРОВНЕМ ОСВЕЩЕННОСТИ О.О. Кушков, Д.Е. Прощенко, А.К. Гавря, И.Н. Грицук, К.В. Абрамова, В.Г. Шевелёв, студенты ИЯТШ ТПУ г. Томск, ТПУ, kushkov.oleg@mail.ru

Практически в каждом помещении существует проблема самостоятельного контроля и регулировки уровня освещенности, который изменяется под воздействием внешних и внутренних источников света. Установка автоматического устройства управления уровнем освещенности может помочь человеку сберечь хорошее зрение (зачастую зрение падает от чтения или другой деятельности, требующей напряжения глаз, при недостаточной освещенности помещения) и способствует более экономному использованию электроэнергии.

Целью данного проекта являлась разработка устройства управления уровнем освещенности.

В процессе создания на первом этапе был проведен анализ рынка и рассмотрены варианты реализации аналогичных устройств. На втором этапе был написан программный код для реализации заданных функций и разработана принципиальная схема устройства, представленная на Рис. .

На третьем этапе разработки была собрана схема устройства в САПР Proteus и проведено тестирование собранной схемы.

После тестирования схемы в Proteus была создана модель устройства, отвечающая поставленным требованиям, и проведена прошивка кода с помощью программатора USBISP. На четвертом этапе разработки было проведено тестирование собранной модели.

Принцип работы устройства управления уровнем освещенности следующий. При помощи программного обеспечения пользователь устанавливает комфортный уровень освещенности. Датчик света ВН1750 [1, 2] измеряет текущий уровень освещенности в помещении и передает полученные данные на микроконтроллер ATmega162-16PU

[3], который обрабатывает данные и отправляет сигнал включить лампочку, если уровень освещенности в помещении меньше установленного, и погасить лампочку, если уровень освещенности в помещении больше установленного. Процесс изменения света, излучаемого лампочкой, происходит плавно (это обеспечивается наличием в схеме инвертирующего триггера Шмитта). Также пользователь может в любой момент увидеть текущий уровень освещенности в комнате на семисегментном индикаторе, нажав на тактовую кнопку.



Рис. 1. Принципиальная схема устройства управления уровнем освещенности

Разработанное устройство поддерживает постоянный (выбранный пользователем) уровень освещенности в помещении. С экономической точки зрения, устройство несколько дешевле аналогов, представленных на рынке сегодня: цена данного устройства составляет 821 р., средняя цена аналогов [4, 5] – от 1500 до 2500 р.

ЛИТЕРАТУРА

1. Электротехническая энциклопедия #16. Датчики [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.electrolibrary.info/subscribe/sub_16_datchiki.htm, свободный. – Загл. с экрана (дата обращения: 17.02.2018).

2. Digital 16bit Serial Output Type Ambient Light Sensor IC BH1750FVI [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.mouser.com/ds/2/348/ bh1750fvi-e-186247.pdf, свободный. – Загл. с экрана (дата обращения: 17.02.2018).

3. Atmel AVR ATmega162 Datasheet Summary [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.farnell.com/datasheets/1699618.pdf, свободный. – Загл. с экрана (дата обращения: 17.02.2018).

4. Диммер с автоматической регулировкой уровня яркости освещения LIC-1 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://smartron.ru/katalog/ smartron/smarthome/domashnjaja-avtomatika/modulnye-elektronnye/dimmery/ dimmer-s-avtomaticheskoj-regulirovkoj-urovnja, свободный. – Загл. с экрана (дата обращения: 17.02.2018).

5. Мультидиммер мини, встраиваемый AWMD-250 CoCo/Trust [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.prestig.ru/elektrika/rozetki_ i_viklyuchateli/IK_priyomniki/CoCo/2528_71096_3?gclid=CjwKCAiAn5rUBRA3 EiwAUCWb24AplkSc0tCohrua9s3mepqoJQD8pca3-IaAHvp0og-icTB3cdTpQxo ClpwQAvD BwE, свободный. – Загл. с экрана (дата обращения: 17.02.2018).

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ПОЛЕЗНОГО УГЛА ИЗЛУЧЕНИЯ ОСВЕТИТЕЛЬНОГО ПРИБОРА

А.Д. Гончаров, нач. светотехнической лаб. ООО «Арлайт РУС»

Научный руководитель В.И. Туев, директор НИИ светодиодных технологий, д.т.н. г. Томск, ТУСУР, tvi retem@main.tusur.ru

Одним из важных параметров, по которому осуществляется выбор осветительного прибора (ОП) для применения его в конкретной осветительной установке (ОУ), является полезный угол излучения – угол, в котором заключен полезный световой поток и который характеризует эффективность использования кривой силы света (КСС) осветительного прибора (ОП) в ОУ [1].

Согласно [1] полезный угол излучения – часть угла излучения, в котором заключен световой поток ОП, полезный для конкретного применения ОП.

Определение численного значения полезного угла излучения является непростой задачей: одно дело, когда необходимо определить полезный угол излучения ОУ на открытых площадях, а другое – во внутренних помещениях, где существует процесс многократных переотражений светового потока от потолка стен и пола.

Целью данной работы является разработка методики расчета полезного угла излучения ОП.

Методика основана на поэтапном урезании угла излучения из рассматриваемой КСС и заключается в следующем:

- в выбранном ОП берется за основу фотометрический файл с расширением ies;

– осуществляется выбор шага угла урезания КСС $\Delta \alpha$ – чем он меньше, тем расчет получится точнее;

– на основе выбранного фотометрического файла создается ряд файлов с разными углами излучения, получаемыми путем поэтапного урезания КСС на угол $\Delta \alpha$ за счет присвоения соответствующим значениям интенсивности 0;

 проводится расчет коэффициента использования светового потока по разработанной авторами методике [2];

– строится зависимость полезного светового потока (*UF*) от угла излучения;

по полученной зависимости определяется полезный угол излучения.

Апробация методики выполнена на основе помещения шириной 3 м, длиной 3 м и высотой 3 м. Высота рабочей поверхности соответствует 0,8 м. Количество рассматриваемых светильников – 4 шт. (расположение в помещении 2×2).

За основу выбран квазиточечный источник света с КСС типа Д (рис. 1) размером $1 \times 1 \times 1$ мм³ со световым потоком 10000 лм, КСС которого приведена на рис. 1.

На основе выбранного типа КСС авторами создан фотометрический файл с расширением *.ies согласно Международному стандарту IESNA:LM-63–1995.



Рис. 1. Типы кривых силы света согласно ГОСТ Р 54350-2015

На основе предложенного метода по расчету полезного угла излучения построены зависимости *UF* от угла излучения ф (рис. 2) для рассматриваемого помещения с коэффициентами отражения стен, потолка, пола: 1) 0, 0, 0% – абсолютно черное помещение;

2) 70, 50, 30% – типовое помещение;

3) 90, 90, 90% – максимально светлое помещение в программе DIALux.



Рис. 2. Зависимость коэффициента использования светового потока от угла излучения

Из полученных зависимостей согласно рис. 2 определяется полезный угол излучения: угол, при котором значение *UF* не изменяется, будет являться полезным углом излучения.

Полезный угол излучения для рассматриваемых ОУ получился следующий:

- 1) 0, 0, 0% 84°;
- 2) 70, 50, $30\% 124^{\circ}$;
- 3) 90, 90, 90% 180° .

Выводы

1. Авторами разработана методика, которая позволяет рассчитать полезный угол излучения ОП для конкретной ОУ.

2. Из расчетов по разработанной методике видно, что полезный угол излучения ОП необходимо рассчитывать для конкретной рассматриваемой ОУ, что подтверждает определение существующего стандарта.

ЛИТЕРАТУРА

1. ГОСТ Р 55392–2012 «Приборы и комплексы осветительные. Термины и определения». – М.: Стандартинформ, 2014. – 43 с.

2. Гончаров А.Д. Универсальный метод расчета коэффициента использования светового потока осветительных приборов / А.Д. Гончаров, В.И. Туев // Доклады ТУСУРа. – 2017. – Т. 20, № 2. – С. 55–60.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЭНЕРГИИ АКТИВАЦИИ ДЛЯ УСКОРЕННЫХ ИСПЫТАНИЙ Ю.А. Литовкин, студент каф. ФЭ

Научный руководитель М.А. Лелеков, нач. лаб., к.т.н. г. Томск, АО «НИИПП»

В настоящее время развитие полупроводниковых оптоэлектронных устройств на основе гетероструктур идет очень высокими темпами. Важной особенностью полупроводниковых источников света является то, что они, в отличие от традиционных ламп, могут работать 50–100 тысяч часов. Однако вопрос оценки снижения излучения, то есть деградации полупроводниковых светодиодов, приобретает в таком случае особую актуальность.

С ростом увеличения срока работы становится нецелесообразно проводить натурные испытания, в связи с этим необходимо ускорить испытания. Ускорение процессов деградации при повышении температуры/тока и лежит в основе ускоренных испытаний на безотказность светодиодов. Коэффициент ускорения при этом определяется как [1]

$$K_y = \exp \frac{E_a}{k} \left(\frac{1}{\theta_{\rm H}} - \frac{1}{\theta_{\Phi}} \right),$$

где E_a – значение энергии активации, $E_a = 0,0863 \cdot k$, где тангенс угла наклона прямой зависимости $\ln(t_i)$ от $1000/T_{\text{пер}}$; θ_H и θ_{Φ} – температура нормальной и форсированной работы; k – постоянная Больцмана.

Для расчета коэффициента ускорения нового прибора излучающего диода в ИК-диапазоне необходимо определить энергию активации.

Согласно ОСТ II 336.938-83, для определения энергии активации были подготовлены три выборки ИК-диодов с длиной волны излучения 805 нм в корпусе поверхностного монтажа 5×5 мм по 10 штук. У данных выборок в качестве параметра-критерия годности выбрана основным параметром сила излучения. Условием окончания являлась деградация данного параметра до 20% от начального значения у двух и более диодов в каждой выборке.

В качестве ускоряющего фактора выбрана температура *p*-*n*-перехода ~95 °C с шагом ~10 °C.

Данные диоды были помещены в печь при T = +85 °C и каждый был подключен к своему источнику питания: 700, 1000 и 1500 мА соответственно. Параметры испытания представлены в табл. 1.

После проведения испытаний в течение 569 ч полученные данные занесены в табл. 2 и построен график зависимости $\ln(t_i)$ от $1000/T_{nep}$ на рис. 1.

Таблица 1

№ выборки	$\theta_{\text{kop}}, ^{\circ}\text{C}$	<i>R</i> _t , °С/Вт	<i>I</i> , мА	<i>U</i> , B	$\theta_{nep}, ^{\circ}C$
1	-		700	1,6	96
2	85	10	1000	1,74	102
3			1500	1,96	114

Параметры испытания

Таблица 2

	Да	анные	для	расч	нета Е	a	
№ выборки	T_{nep}, K	<i>t</i> , ч	N	d	<i>t</i> _{<i>i</i>} , ч	$\ln(t_i)$	$1000/T_{\text{nep}}, \text{K}$
1	260.2	560	10	ſ	569	6,34	2 71
1	309,2	509	10	2	381	5,94	2,71
2	275 4	291	10	2	381	5,94	266
2	575,4	301	10	2	192	5,26	2,00
2	297 /	200	10	2	288	5,66	2.59
5	367,4	200	10	2	192	5,26	2,38

 $T_{\text{пер}}$ – температура *p*–*n*-перехода в кельвинах; *t* – длительность испытаний; *N* – число светодиодов в выборке; *d* – число светодиодов, не прошедших по критерию годности; *t_i* – время выхода из строя светодиода.

Точками обозначены вышедшие из строя светодиоды.



Рис. 1. График линейной регрессии

По рис. 1 была определена энергия активации, которая составила $E_a = 0,466$ эВ.

В [2] энергия активации для GaAs составляет 0,366 эВ.

Зная энергию активации, можно найти коэффициент ускорения: для $T_{\text{пер}} = 96 \text{ °C}$; $K_v = 3.9$; $T_{\text{пер}} = 102 \text{ °C}$; $K_v = 4.9$; $T_{\text{пер}} = 114 \text{ °C}$; $K_v = 7.7$.

Для выявления возможных причин деградации было проведено исследование кристаллов диодов на тепловизоре.



Рис. 2. Термограммы кристаллов диодов

На левой картинке показан диод с низким процентом деградации после испытаний, на правой – диод, вышедший из строя. На нем заметны пятна, которые образовались предположительно из-за пробоя защитного покрытия мезы.

Заключение. Определенная энергия активации будет использоваться для данного типа приборов при разработке программы ускоренных испытаний.

ЛИТЕРАТУРА

1. ОСТ II 336.938-83. Приборы полупроводниковые. Методы ускоренных испытаний на безотказность и долговечность.

2. Смирнов С.В. Методы исследования надежности наногетероструктурных монолитных интегральных схем : учеб. пособие. – Томск: Изд-во Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2010. – 95 с.

РАЗРАБОТКА ИЗЛУЧАЮЩЕГО СВЕТОДИОДА ИК-ДИАПАЗОНА В МЕТАЛЛОПЛАСТМАССОВОМ КОРПУСЕ ПОВЕРХНОСТНОГО МОНТАЖА

Е.А. Малаева, студентка

Научный руководитель Д.В. Манекин, нач. цеха № 2, АО «НИИПП» г. Томск, ТУСУР, katrina.malaeva@bk.ru

В данной статье рассмотрены задачи моделирования кристалла в программе КОМПАС-3D V15.2; изготовления прибора, соответствующего заданным техническим требованиям; проведен анализ результатов измерений опытной партии диодов.

Моделирование излучающего кристалла проводилось в КОМПАС-3D V15.2. На рис. 1, *а*–*в* представлен чертеж кристалла, где *1* – эпитаксиальные слои, *2* – защитное покрытие, *3* – омический переход (катодный), *4* – омический переход (анодный).



296

Закупленные структуры представляют собой круглые пластины (рис. 2), которые после операции входного контроля поступают в цех для изготовления кристаллов по установленному маршруту.



Рис. 2. Пластины

Измерения проводились на партии диодов в количестве 44 штук. Происходят измерения: силы излучения, длины волны, угла излучения после испытаний при постоянном напряжении 1,4 В, номинальном токе 300 мА.

На рис. 3 представлен образец.



Рис. 3. Образецы: до разваривания выводов – а; до герметизации – б

На рис. 4 представлен образец после герметизации с держателем. Линза: d = 5 мм; h = 0,7 мм.



Рис. 4. Образец после герметизации на установке

В табл. 1 представлены результаты измерений опытной партии диодов до испытаний. Рассчитана мощность в относительных единицах для анализа ватт-амперной характеристики.

Таблица 1

для прямот	о тока от 50 до 500 м.	и с marom so mri (pesj	JIDTardi ye	реднены)
<i>I</i> _{пр} , мА	U _{пр} , В до испытаний	<i>I</i> _ф , мА до испытаний	Р, отн. ед.	$\Delta P, I_{np}, \%$
50	1,256	1,6	1	0
100	1,32	2,9	1,82	9
150	1,356	4,1	2,55	15
200	1,51	5,4	3,36	16
250	1,425	6,4	4	20
300	1,48	7,7	4,8	20

Результаты измерений опытной партии диодов до испытаний для прямого тока от 50 до 300 мА с шагом 50 мА (результаты усреднены)

В табл. 2 представлены результаты измерений опытной партии диодов после испытаний. Рассчитана мощность в относительных единицах для анализа ватт-амперной характеристики.

Таблица 2

Результаты измерений опытной партии после испытаний для прямого тока от 50 до 300 мА с шагом 50 мА (результаты усреднены)

		u i i i i i i i i i i i i i i i i i i i	, j. j. i i i i i i i i i i i i i i i i i	
$I_{\rm пр}$, мА	$U_{\rm np}$, В до испытаний	<i>I</i> _ф , мА до испытаний	<i>P</i> , отн. ед.	$\Delta P, I_{np}, \%$
50	1,23	1,1	1	0
100	1,28	2,3	1,9	5
150	1,3	3,4	2,91	3
200	1,33	4,3	3,92	2
250	1,35	5,2	5,75	5
300	1,37	6	0,6	9

На рис. 5 представлена ватт-амперная характеристика исследуемых диодов до и после испытаний.



298

После испытаний происходит увеличение мощности исследуемых диодов, начиная с прямого тока в 100 мА. Наблюдается резкий скачок при 250 мА, который связан с погрешностью при испытаниях.

В результате до испытаний при прямом токе 300 мА и прямом напряжении 1,41 В сила излучения минимум равна 23,5 мВт/ср, максимум – 27,9 мВт/ср, что больше требуемой силы излучения, равной 15 мВт/ср.

После испытаний сила излучения при прямом токе 300 мА и прямом напряжении 1,41 В минимум равна 17,6 мВт/ср, максимум – 22,4 мВт/ср, что больше требуемой силы излучения, равной 15 мВт/ср.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шуберт. Светодиоды: пер. с англ.; под ред. А.Э. Юновича. – 2-е изд. – М.: Физматлит, 2008. – 496 с.

2. Никифоров С.А. Температура в жизни и работе светодиодов // Компоненты и технологии. – 2006. – С. 42–47.

3. Черняев В.Н., Кожитов Л.В. Технология получения эпитаксиальных слоев арсенида галлия и приборы на их основе. – М., 1974. – 154 с.

ВЛИЯНИЕ ДОПОЛНИТЕЛЬНЫХ ФАКТОРОВ НА РОСТ И РАЗВИТИЕ ТОМАТОВ, ВЫРАЩЕННЫХ ПРИ ИСКУССТВЕННОМ ОСВЕЩЕНИИ Е.Г. Незнамова, к.б.н., доцент;

Н.Н. Саликова, О.М. Жукова, студентки

Научный руководитель В.И. Туев, д.т.н., директор НИИ СТ, зав. каф. РЭТЭМ г. Томск, ТУСУР, каф. РЭТЭМ, univerh66@mail.ru, nadyushkans@yandex.ru, lelya olya 9696@mail.ru

Одним из самых важных экологических показателей для растений является свет, но не менее важно значение других факторов [1]. Несмотря на дополнительные источники освещения и хороший уровень освещенности, несоблюдение температурного режима может оказывать отрицательное влияние на рост и развитие растений. Также результаты различных исследований подтверждают положительное влияние экологически безопасных способов предпосевной обработки семян на рост и развитие растений [2].

В данной работе рассмотрим воздействие на рост и развитие томатов таких факторов, как температура и предпосевная обработка семян.

Температурный режим имеет важное значение при выращивании растений, для прорастания семян томата необходима температура

плюс 22–25°. Два эксперимента были проведены в разное время года. Первый эксперимент был проведен весной 2017 г. и совпал с окончанием отопительного сезона в Томске, что препятствовало обеспечить оптимальный температурный режим. Второй эксперимент проводился в осенне-зимний период, стабильное отопление в этот период обеспечивало оптимальную температуру в помещении для выращивания томатов 20–22 °C.

Во втором эксперименте предпосевная обработка семян производилась аппаратом «Дюна-Т», который оказывал стимулирующее действие световым потоком красного и инфракрасного диапазонов, длины волн которых 632,7 и 840 нм соответственно. Аппарат «Дюна-Т», используется для неинвазивного лечения различных заболеваний человека и животных.

В первом и втором эксперименте исследовали 5 испытуемых групп растений: № 1–4. Первую группу растений поместили под лампу с доминантной длиной волны 580 нм, цветность лампы приближалась к более «нейтральному» белому свету, вторую группу растений под лампу с фито и белыми светодиодами в соотношении 1:1, доминантная длина волны светильника 510 нм, третью группу растений – под светодиодную лампу с белыми теплыми светодиодами, доминантная длиной волны которой равна 585 нм. Четвёртую группу растений – под лампу с фито- и белыми светодиодами в соотношении 2:1, доминантная длина волны лампы 500 нм. Контрольная группа растений находилась под естественным освещением.

Фитосветодиод имеет расширенный светодиодный спектр в одном чипе для улучшения роста растений, обеспечивает широкий спектр подобно солнечному свету с преобладанием красного и синего цвета, это ускоряет рост и цветение растений [4].

Анализ данных, представленных в табл. 1 и 2, позволяет заметить, что, несмотря на одинаковые условия освещения, значения высот стеблей томатов значительно отличаются.

Таблица 1

Дата	Лампа №1	Лампа №2	Лампа №3	Лампа №4	Контроль
28.03.17	3,74±0,1	3,97±0,12	4,14±0,12	4,06±0,13	2,11±0,13
04.04.17	3,99±0,1	4,14±0,12	4,10±0,12	4,74±0,13	3,37±0,13
20.04.17	4,5±0,1	3,8±0,12	3,8±0,12	4,6±0,13	3,46±0,13
11.05.17	4,36±0,1	4±0,12	4,16±0,12	4,7±0,13	3,78±0,13
18.05.17	4,5±0,1	4±0,12	4,4±0,12	4,8±0,13	4,2±0,13

Среднестатистические значения высоты стеблей томатов без предпосевной обработкой семян

Таблица 2

Дата	Высот	га стебля в г	руппах №1-	-4, см	Контроль,
измерения	1	2	3	4	СМ
16.11.2017	3,6±015	3,8±04	3,3±029	3±021	2,9±007
23.11.2017	5,4±029	4,7±051	4,8±04	3,9±026	3,7±023
30.11.2017	7±034	7±034	6,8±038	6±025	5,8±025
07.12.2017	9,6±033	9±039	8,9±038	8±025	7,5±03
14.12.2017	11,7±032	11±04	11±041	10±025	9,8±023

Среднестатистические значения высоты стеблей томатов с предпосевной обработкой семян

По результатам проведённых исследований можно сделать выводы о том, что максимальные значения высот стеблей томатов наблюдались во втором эксперименте, где соблюдался температурный режим выращивания томатов и проводилась предпосевная обработка семян. То есть искусственное освещение максимально эффективно при соблюдении правильного температурного режима.

Также можно рекомендовать для практического использования в тепличном хозяйстве предпосевную обработку аппаратом «Дюна-Т».

ЛИТЕРАТУРА

1. Влияние света [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.floralworld.ru/care/light.html (дата обращения: 27.02.2018).

2. Туев В.И., Незнамова Е.Г., Солдаткин В.С., Хомяков А.Ю. Применение светодиодного освещения на разных стадиях выращивания культурных растений // Физика и технология наноматериалов и структур: сб. науч. ст. 2-й Междунар. науч.-практ. конф. 24–26 ноября 2015 г.; Юго-Зап. гос. ун-т: в 2 т. – Курск: ЗАО «Университетская книга», 2015. – Т. 2. – С. 161–166.

3. Экологически безопасная предпосевная обработка семян пшеницы [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://cyberleninka.ru/article/n/ekologicheski-bezopasnaya-predposevnaya-obrabotka-semyan-pshenitsy (дата обращения: 27.02.2018).

4. Светодиоды для растений [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://kirill1985.ru/pokupka/2694-svetodiody-dlya-rastenij.html (дата обращения: 27.02.2018).

РАЗРАБОТКА ЛИНЕЙНОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ ДЛЯ МАЛОМОЩНЫХ СВЕТОДИОДНЫХ ЛАМП С.П. Шкарупо, А.Ю. Олисовец, аспиранты; Д.А. Решетов, студент

Научный руководитель В.И. Туев, зав. каф. РЭТЭМ, д.т.н. г. Томск, ТУСУР, каф. РЭТЭМ, tvi retem@main.tusur.ru

В настоящее время светодиодные лампы получили широкое распространение во всём мире. На светодиодном рынке доминирующую позицию удерживают маломощные светодиодные лампы мощностью до 15 Вт.

Известно [1], что светодиоды питаются постоянным током, в связи с чем в конструкции лампы обязательно должен быть предусмотрен преобразователь, способный обеспечить питание светодиодов в лампе в номинальном режиме. Наибольшую популярность получили импульсные преобразователи, которые подразделяются на повышающие, понижающие, повышающее-понижающие и инверторные (рис. 1).



Рис. 1. Преобразователи: *а* – понижающего типа; *б* – повышающего типа; *в* – инверторного типа; *г* – повышающе-понижающего типа

Данные преобразователи просты в изготовлении, относительно дешевы и имеют небольшой коэффициент пульсаций тока.

Однако чаще всего они имеют низкий коэффициент мощности (не более 0,7). В связи с этим данный факт говорит о невозможности соответствия нормативным требованиям [2, 3] в части электромагнитной совместимости. Также в схеме данных преобразователей используются электролитические конденсаторы, которые являются не только реактивными элементами, добавляющии переходные процессы в работу схемы [4], но и имеют долговечность не более 8 000 часов, что сказывается на надёжности светодиодной лампы в целом. Целью данной работы является разработка линейного источника питания, способного обеспечить коэффициент мощности не менее 0,9 без использования реактивных элементов.

В качестве данного источника питания предлагается схема (рис. 2) [5].



Рис. 2. Предлагаемая схема линейного источника питания для питания маломощных светодиодных ламп

Данная схема работает следующим образом.

В выключенном состоянии ключи 5.1, ..., 5.*n* разомкнуты, ключи 7.1, ..., 7.*n*–1 нормально замкнуты, что предотвращает выход светоизлучающих диодов (СИД) из строя при включении устройства. При включении устройства контроллер 1 с помощью АЦП 2 определяет момент перехода пульсирующего напряжения на выходе диодного выпрямителя 4 через ноль и подает логические сигналы на управляемые ключи 5.1, 5.2, ..., 5.*n* перешли в замкнутое состояние, а ключи 7.1, 7.2, ..., 7.*n*–1 переключились на нормально разомкнутый контакт. Аноды СИД 6.1, 6.2, ..., 6.*n*–1 через замкнутые ключи 5.1, ..., 5.*n*–1 подключаются к аноду СИД 6.*n* и плюсовой выходной клемме диодного выпрямителя.

В результате к выходным клеммам диодного выпрямителя 4 последовательно подключаются ключ 5.*n*, резистор 8 и параллельно соединенные СИД 6.1, 6.2, ..., 6.*n*. Светятся СИД 6.1, 6.2, ..., 6.*n*. Общий световой поток в *n* раз больше светового потока одного СИД. С увеличением значения напряжения на выходных клеммах диодного выпрямителя 4 значение тока возрастает. Ток в цепи контролируется контроллером 1 с помощью АЦП 3 по падению напряжения на резисторе 8. При достижении током в цепи максимального значения для выбранного типа СИД контроллер 1 изменяет логические сигналы на управляющих входах управляемых ключей таким образом, чтобы управляемые ключи с нечетными номерами 5.1, 5.3, ... переключились в разомкнутое состояние, а ключи 7.2, 7.4, ... с четными номерами переключились на нормально разомкнутый контакт.

К выходным клеммам диодного выпрямителя 4 через замкнутый ключ 5.*n* и резистор 8 оказывается подключенной цепь из параллельно включенных групп по два последовательно соединенных СИД в группе. Светятся СИД 6.1, 6.2, ..., 6.*n*, если *n* – четное, или 6.1, 6.2, ..., 6.*n*-1, если *n* – нечетное. Общий световой поток в *n* или (*n*-1) раз больше светового потока одного СИД. При дальнейшем увеличении напряжения на выходных клеммах диодного выпрямителя 4 контроллер поочередно подключает цепь из параллельно включенных групп по три, четыре, ... последовательно соединенных СИД в группе. После достижения напряжения на выходных клеммах диодного выпрямителя 4 максимального мгновенного значения напряжения и соответственно тока, протекающего по цепи СИД 6.1; 6.2; ...6.n, замкнутый ключ 5.п, резистор 8, напряжение и ток уменьшаются. При достижении тока в цепи минимального значения для выбранного типа СИД контроллер 1 изменяет логические сигналы на управляющих входах управляемых ключей таким образом, чтобы управляемый ключ 5.*n*-1 перешел в замкнутое состояние.

При дальнейшем уменьшении напряжения на выходных клеммах диодного выпрямителя 4 контроллер поочередно подключает цепь из параллельно включенных групп по ... четыре, три, два, один ... последовательно соединенных СИД в группе. В результате в каждый интервал времени между переключениями ключей за период переменного питающего напряжения светятся все *n* или почти все СИД, обеспечивая постоянство светового потока.

По предлагаемой функциональной схеме (рис. 2) был изготовлен макет устройства, содержащий четыре СИД.

При частоте питающей сети 50 (60) Гц значение частоты пульсаций светового потока равно 750 (900) Гц. Пульсация освещенности свыше 300 Гц согласно [4] не оказывает влияния на общую и зрительную работоспособность.

Таким образом, предлагаемый источник питания позволяет исключить из своей схемы электролитические сглаживающие конденсаторы и тем самым обеспечить заявленный срок службы маломощной светодиодной лампы с коэффициентом мощности не менее 0,9.

ЛИТЕРАТУРА

1. Клыков М.Е., Агафонова Т.А. Современное состояние и перспективы развития пускорегулирующих и управляющих устройств для разрядных и светодиодных источников света. – 2017. – № 3. – С. 10–16.

2. Постановление Правительства РФ №1356 от 10 ноября 2017 г. Об утверждении требований к осветительным устройствам и электрическим лампам, используемым в цепях переменного тока в целях освещения.

3. ГОСТ 30804.3.2–2013. Совместимость технических средств электромагнитная. Эмиссия гармонических составляющих тока техническими средствами с потребляемым током не более 16 А (в одной фазе). Нормы и методы испытаний. – М.: Госстандарт России, 2013. – 29 с.

4. Демирчян К.С., Нейман Л.Р. Теоретические основы электротехники. – 4-е изд. – Спб.: Питер, – 2003. – Т. 2. – 407 с.

5. Патент РФ № 2016109678, 17.03.2016. Схема подключения светодиодного светового прибора в сеть переменного тока: Патент России № 2634493. 2017. Бюл. № 27 / Туев В.И., Шкарупо С.П., Олисовец А.Ю. и др.

ЛОКАЛЬНЫЙ ПЕРЕГРЕВ СВЕТОДИОДНОЙ НИТИ *Д.Г. Старосек, аспирант*

Научный руководитель Д.В. Озёркин, доцент каф. РЭТЭМ, к.т.н. г. Томск, ТУСУР, каф. РЭТЭМ, kripto@main.tusur.ru

Целью работы является исследование явления перегрева в конструкциях светодиодных нитей, используемых в лампах со стеклянной или иной колбой. Для определения характеристики перегрева необходимо создать макетные образцы светодиодных нитей, а также условия, максимально приближенные к эксплуатационным.

В соответствии с поставленной задачей изготовлены образцы светодиодных нитей. Светодиодная нить представляет собой конструкцию с тонким металлическим основанием, на котором расположены эквидистантно светодиодные кристаллы, соединенные последовательно проволочными контактами [1]. В качестве колбы изготовлена герметичная камера из плексигласа с прозрачным в ИК-диапазоне, лавсановым окном. К камере через краны подведена подача технического гелия, так как светодиодные лампы на основе светодиодных нитей заполняют таким газом для повышения эффективности охлаждения светодиодных кристаллов [2]. Измерительная установка включает в состав герметичную камеру с закрепленными в ней экспериментальными образцами, импульсный источник тока Mastech HY6003E-3, мультиметр Mastech MAS838, тепловизор FLIR SC7700M. Структурная схема и внешний вид измерительной установки представлены на рис. 1.



Рис. 1. Структурная схема и внешний вид установки

С помощью вышеописанной установки был проведен ряд экспериментов при различных значениях прямого тока светодиодных нитей. На рис. 2 представлен результат измерения температурного поля (слева) и график температурного профиля (справа) светодиодной нити с алюминиевым основанием при значении прямого тока 15 мА.

Полученные результаты дают основание полагать, что при различных значениях прямого тока светодиодной нити характер локального перегрева остаётся неизменным и располагается вблизи геометрического центра конструкции. Данное явление в перспективе длительной эксплуатации может весьма негативно повлиять на срок службы осветительного прибора [3], а также возможно значительное изменение цветовой температуры [4].



Рис. 2. Результаты измерений

ЛИТЕРАТУРА

1. Старосек Д.Г., Озеркин Д.В. Обеспечение температурной стабильности ламп с ультратонкими светодиодными нитями // В мире научных открытий. – 2015. – № 12-3 (72). – С. 922–937.

2. Шуберт Ф. Светодиоды / пер. с англ.; под ред. А.Э. Юновича. – 2-е изд. – М.: Физматлит, 2008. – 496 с.

3. Никифоров С.Г. Почему светодиоды не всегда работают так, как хотят их производители? // Компоненты и технологии. – 2005. – №7. – С. 16–24.

4. Starosek D.G., Ozerkin D.V., Tuev V.I. et al. Investigation of Temperature Regime and Luminous Flux of Light-Emitting Element of Light Emitting Diode Lamp // ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences. – 2015. – T. 10, № 16. – P. 6944–6948.

ИССЛЕДОВАНИЕ ОПТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЛЮМИНОФОРНЫХ КОМПОЗИЦИЙ СВЕТОДИОДА БЕЛОГО ЦВЕТА СВЕЧЕНИЯ

Е.С. Ганская, М.В. Андреева, Г.А. Косачева, студентки

Научный руководитель В.С. Солдаткин, к.т.н., доцент каф. РЭТЭМ г. Томск, ТУСУР, soldatkinvs@main.tusur.ru

Люминофор (от лат. lumen – свет и др.-греч. форо́с – несущий) – вещество, способное преобразовывать поглощаемую им энергию в световое излучение. В производстве светодиодов люминофор изготавливают в виде порошка и используют его для получения источника белого света. Поглотив энергию от коротковолнового излучения чипов, люминофор переизлучает её в длинноволновой области спектра. Люминофорная композиция состоит из оптически прозрачного компаунда и порошка люминофора. Люминофор представляет собой мелкодисперсный порошок с частицами от 5 до 20 мкм. Структура кристаллической решётки – гранат, в узлах которого расположены атомы иттрия, гадолиния и алюминия [1].

Целью данной работы является создание люминофорной композиции для филаментных ламп.

Для проведения эксперимента были выбраны следующие люминофоры представлены в табл. 1.

Таблица 1

	Аарактеристики люминофоров					
Серия	Пиковая длина волны	Пиковая длина волны	Эффективность			
	излучения	возбуждения				
L-540S	540	450-470	95%			
L-550S	550	450-470	100%			
L-560S	560	450-470	92%			

С помощью установки ТМ-1000 Tahletop Microscone были получены фотографии (1000-кратное увеличение, табл. 2), определен размер частиц и состав люминофоров компании [2].

Таблица 2

	Результаты эксперимента				
Люминофор	Размер частиц, мкм	Состав			
L-540S	10	Y – 35%; Al – 52,7%;			
		Rh−9,9%; Ir−2,5%			
L-550S	15	O – 40,7%; C – 43,3%;			
		Y – 5,3%; Al – 7,3%; N – 3,3%			
L-560S	15,5	O – 40,3%; Y – 5,7%;			
		F – 1,1%; Al – 14%; C – 39,9%			



Лазерные эллипсометры (рис. 1) используются для измерения толщины однослойных и многослойных пленок, а также для определения коэффициента пропускания, затухания, отражения, индекса преломления [3].

Рис. 1. Лазерный эллипсометр РНЕ101

308

Для измерения эллипсометрических параметров были изготовлены люминофорные композиции (табл. 3).

Таблица З

№ образца	Компаунд	Люми- нофор	Показатель пре- ломления (<i>n</i>), при длине моно-волны 632,8 нм	Процент опти- ческого излучения, вышедшего из кристалла, %
1	От компании «Эласто-	L-540S	1,3	6
2	стил»,	L-550S	1,5	9
3	серия RT604 7%	L-560S	1,6	10

Люминофорные композиции

По формуле определен процент вышедшего излучения из кристалла, исходя из значения показателя преломления кристалла 2,5 и значений показателя преломлений исследуемых люминофорных композиций [4]:

$$\frac{P_{\rm BHeIII}}{P_{\rm BHYTP}} = \frac{1}{4} \cdot \frac{n_{\rm HJK}^2}{n_{\rm KD}^2}$$

В результате расчетно-экспериментальных исследований было установлено, что по эффективности наиболее подходящей люминофорной композицией является люминофор L-550S.

Работа выполнена в рамках проекта ГПО 1501.

ЛИТЕРАТУРА

1. Люминофор [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://nauchebe.net/2011/09/lyuminofory (дата обращения: 12.03.18).

2. Микроскоп сканирующий электронный [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.solid.nsc.ru/science/equipment/tm1000.php (дата обращения: 12.03.18).

3. Лазерный эллипсометр [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.directindustry.com.ru/prod/angstrom-advanced/product-55646-840505.html (дата обращения: 13.03.18).

4. Шуберт Ф. Светодиоды [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://nashol.com/2013071672471/svetodiodi-shubert-f-2008.html (дата обращения: 13.03.18).

СОДЕРЖАНИЕ

СЕКЦИЯ 2

ЭЛЕКТРОНИКА И ПРИБОРОСТРОЕНИЕ

ПОДСЕКЦИЯ 2.1 ПРОЕКТИРОВАНИЕ БИОМЕДИЦИНСКИХ ЭЛЕКТРОННЫХ И НАНОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

Председатель – **Еханин С.Г.**, проф. каф. КУДР, д.ф.-м.н., доцент; зам. председателя – **Романовский М.Н.**, доцент каф. КУДР, к.т.н.

Н.К. Афанасьев, А.А. Томашевич	
ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРООПТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК	
ТУННЕЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОЛЮМИНЕСЦЕНЦИИ СВЕТОДИОДОВ	
СРЕДНЕЙ МОЩНОСТИ	13
А.В. Анищенко, Е.А. Сидоров	
БЛОК УПРАВЛЕНИЯ ИНДУКЦИОННОГО ГЕНЕРАТОРА	17
Д.Ю. Медведев, Ю.Э. Орлова, Д.Ю. Попов	
ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА	
РАДИОАКТИВНЫЙ РАСПАД ИЗОТОПОВ К40 В КРИСТАЛЛАХ КСІ	19
Д.Ю. Медведев, Ю.Э. Орлова, Д.Ю. Попов	
ИССЛЕДОВАНИЕ КОРОТКОПЕРИОДИЧЕСКИХ ВАРИАЦИЙ	
СОЛНЕЧНОЙ АКТИВНОСТИ	22
Д.Ю. Медведев, Ю.Э. Орлова, Д.Ю. Попов	
ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПРОЯВЛЕНИЯ КВАНТОВОГО	
ЗАПУТЫВАНИЯ В КРИСТАЛЛЕ КСІ	25
К.С. Суханова	
О ВЛИЯНИИ ЦВЕТА ПРИ РИТМИЧЕСКОЙ ВИЗУАЛЬНОЙ	
СТИМУЛЯЦИИ НА ПРОПУСКНУЮ СПОСОБНОСТЬ	
ЧЕЛОВЕКА-ОПЕРАТОРА	28
К.С. Суханова, М.А. Канина	
К ВЛИЯНИЮ ЧАСТОТЫ РИТМИЧЕСКОЙ ВИЗУАЛЬНОЙ	
СТИМУЛЯЦИИ НА ПРОПУСКНУЮ СПОСОБНОСТЬ	
ЧЕЛОВЕКА-ОПЕРАТОРА	31
А.В. Лавренченко	
ПОСТРОЕНИЕ СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА АНТРАКОЗА	34
В.С. Кунегин	
КОМПЛЕКС ПРОГРАММ ДЛЯ УСТРОЙСТВА ВИЗУАЛЬНОЙ	
СТИМУЛЯЦИИ ГОЛОВНОГО МОЗГА	37

ПОДСЕКЦИЯ 2.2 РАЗРАБОТКА КОНТРОЛЬНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЫ

Председатель – **Лощилов А.Г.**, зав. каф. КУДР, начальник СКБ «Смена», к.т.н.; зам. председателя – **Убайчин А.В.**, с.н.с. СКБ «Смена», к.т.н.

И.С. Надеждин, М.А. Архипов

СПЕКТРОФОТОМЕТРИЧЕСКИЙ ДАТЧИК КОНЦЕНТРАЦИИ	1
Н.Ю. Белов	
АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИЗМЕРИТЕЛЯ ИНТЕГРАЛЬНОГО	
ЗНАЧЕНИЯ МОДУЛЯ КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ	
РАЗЛИЧНЫХ МАТЕРИАЛОВ В ШИРОКОЙ ПОЛОСЕ ЧАСТОТ	3
С.В. Чубов	
ПРОГРАММНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОННЫМИ НАГРУЗКАМИ	
КОМПАНИИ B&K PRECISION В СОСТАВЕ ИСПЫТАТЕЛЬНОГО	
АППАРАТНО-ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА	6
Минь Дай Хо	
УСТРАНЕНИЕ ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ ТЕСТОВ	
НА СКОРРЕКТИРОВАННЫЙ РЕЗУЛЬТАТ ИЗМЕРЕНИЯ 4	9
А.К. Пащенко, С.А. Холодных	
РАЗРАБОТКА КОНСТРУКЦИИ УСТРОЙСТВА КОНТРОЛЯ	
СОСТОЯНИЯ ПЧЕЛИНОГО УЛЬЯ	1
Е.А. Иванчикова, С.П. Караульных	
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ РЕЖИМОВ	
ЗД-ПЕЧАТИ АНТИСТАТИЧЕСКИХ ПЛАСТИКОВЫХ ИЗДЕЛИЙ 5-	4
Н.И. Лысенко, А.Е. Настовьяк	
РЕАЛИЗАЦИЯ ГЕТЕРОДИННОГО МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ ПЕРВОЙ	
И ВТОРОЙ ПРОИЗВОДНЫХ ВОЛЬТ-АМПЕРНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ	
С ПОМОЩЬЮ LABVIEW RIO EVALUATION KIT	7
И.И. Обач, А.А. Солдатов	
МОНИТОРИНГ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СЕТИ С ПОМОЩЬЮ	
ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ	0
Е.И. Тренкаль, Е.А. Смолькова	
СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ	
ЖИДКИХ ВЕЩЕСТВ	2
Н.С. Труфанова, А.С. Труфанова	
РаЗРАБОТКА МАКЕТА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ	
ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПЛЕНОК,	
НАНЕСЕННЫХ МЕТОДОМ ПРИНТЕРНОЙ ПЕЧАТИ	6

Н.С. Булыгин

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ВИХРЕТОКОВОГО
ДЕФЕКТОСКОПА ДЛЯ КОНТРОЛЯ ПРОТЯЖЕННЫХ ОБЪЕКТОВ68
Р.М. Шарабудинов, А.В. Андреев
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПРЕДЕЛЬНЫХ
ДИАПАЗОНОВ РЕГУЛИРОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК
БАЗОВЫХ ЗВЕНЬЕВ КОРРЕКТОРОВ АЧХ И ФЧХ
НА СВЯЗАННЫХ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЯХ72
И.А. Куан
МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕПЛОВОГО
РЕЖИМА ПОМЕЩЕНИЯ С КОНДИЦИОНЕРОМ

ПОДСЕКЦИЯ 2.3 ФИЗИЧЕСКАЯ И ПЛАЗМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель – Троян П.Е., зав. каф. ФЭ, проректор по УР, д.т.н., проф.; зам. председателя – Смирнов С.В., проф. каф. ФЭ, д.т.н.

И.Ю. Бакеев

Infor Buncho	
ВЛИЯНИЕ ФОРМЫ КАТОДНОЙ ПОЛОСТИ	
НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ИЗВЛЕЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОННОГО	
ПУЧКА ЧЕРЕЗ ОДИНОЧНЫЙ ЭМИССИОННЫЙ КАНАЛ	
В ФОРВАКУУМНОЙ ОБЛАСТИ ДАВЛЕНИЙ	79
В.С. Ким, И.Ю. Бакеев	
ПАРАМЕТРЫ ЭЛЕКТРОННОГО ПУЧКА, ГЕНЕРИРУЕМОГО	
ЧЕРЕЗ ОДИНОЧНЫЙ ЭМИССИОННЫЙ КАНАЛ ПЛАЗМЕННОГО	
ИСТОЧНИКА В ФОРВАКУУМНОЙ ОБЛАСТИ ДАВЛЕНИЙ	82
В.А. Боев	
ЭКСТРАКЦИЯ ПАРАМЕТРОВ МОДЕЛИ ШИХМАНА-ХОДЖЕСА	85
М.С. Бозылев	
ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕПЛОПРОВОДНОГО МАТЕРИАЛА	
АКК «СКЕЛЕТОН»	88
А.А. Чистоедова	
ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТЬ ПЛЕНОК ІТО, ПОЛУЧЕННЫХ МЕТОДОМ	
МАГНЕТРОННОГО РАСПЫЛЕНИЯ	91
Т.Х. Фам	
ПОЛУЧЕНИЕ ПУЧКА НИЗКОЭНЕРГЕТИЧНЫХ ЭЛЕКТРОНОВ	
В ИСТОЧНИКЕ С ПЛАЗМЕННЫМ КАТОДОМ	93
М.С. Головко	
РАЗРАБОТКА ТЕХНОЛОГИИ ФОРМИРОВАНИЯ ЗАТВОРА ПТШ	
С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ УСТАНОВКИ ПЛАЗМОХИМИЧЕСКОГО	
ТРАВЛЕНИЯ	97
313	

В.А. Горончко	
ИССЛЕДОВАНИЕ МЕХАНИЧЕСКИХ СВОЙСТВ	
ПОЛИЭТИЛЕНА, МОДИФИЦИРОВАННОГО НАНОЧАСТИЦАМИ	
ДИОКСИДА ЦИРКОНИЯ	100
В.А. Костенко	
ИССЛЕДОВАНИЕ МИКРО- И НАНОТВЕРДОСТИ	
АЛЮМООКСИДНОЙ КЕРАМИКИ ПОСЛЕ ОБРАБОТКИ	
МОЩНЫМИ ИМПУЛЬСНЫМИ ИОННЫМИ ПУЧКАМИ	102
А.А. Цветкова, С.С. Койшыманова	
ИЗУЧЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПОЗИТИВНОГО	
ФОТОРЕЗИСТА ФП 9120-2	106
Е.В. Ерофеев, И.В. Федин, В.В. Курикалов	
РАЗРАБОТКА СВЧ-МОНОЛИТНОЙ ИНТЕГРАЛЬНОЙ	
СХЕМЫ ШЕСТИРАЗРЯДНОГО ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ	
ДИАПАЗОНА частот 26–30 ГГц ДЛЯ СОЗДАНИЯ	
ИНФОРМАЦИОННО-КОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ	
НОВОГО ПОКОЛЕНИЯ (5G)	109
Ч.А. Кужугет	
ПОСТРОЕНИЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ СПИРАЛЬНОЙ	
КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ ДЛЯ СВЧ-МИС	112
М.М. Михайлов, А.А. Ловицкий	
ПОВЫШЕНИЕ РАДИАЦИОННОЙ СТОЙКОСТИ ПОРОШКОВ ВаSO4	
МОДИФИЦИРОВАНИЕМ НАНОЧАСТИЦАМИ	115
Ю.В. Пилипенко, Н.А. Мухамбедярова	
ПОЛУЧЕНИЕ ОКСИЛНЫХ ПЛЕНОК ТАНТАЛА МЕТОЛОМ	
ЭЛЕКТРОЛИТИЧЕСКОГО АНОДИРОВАНИЯ	
И ИССЛЕДОВАНИЕ ИХ ПАРАМЕТРОВ	118
Р.К. Мухтеев	
МОЛЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ЭЛЕКТРООСАЖЛЕНИЯ МЕЛИ	
В ЗАЗЕМЛЯЮЩЕМ ОТВЕРСТИИ GaAs СВЧ-МИС	121
С.Г. Нагайчук	
ИССЛЕЛОВАНИЯ ВЛИЯНИЯ РЕЖИМОВ РЕСУД И ІСР	
ПАССИВАНИИ ЗАТВОРА НА ТОКИ УТЕЧКИ В ЗАКРЫТОМ	
СОСТОЯНИИ ТРАНЗИСТОРА	124
С.П. Панова	
В ПОЛИКРИСТАЛЛИЧЕСКОЙ АЛМАЗНОЙ ПЛЕНКЕ	126
	120
Α.Ε. Η ΕΠΙΡΙΟΚ ΟΠΤΙΔΙΕCIVIE COOŬCTDA ΠΙΕΊΩΝ ΙΤΟ	120
UITINTEUNIE UBUNUTBA IIJIEHUK ITU	130

А.Ю. Рахов

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ГЕОМЕТРИИ ТЕСТОВЫХ	
ТLМ-СТРУКТУР НА ИЗМЕРЕНИЕ УДЕЛЬНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ	
ОМИЧЕСКИХ КОНТАКТОВ	.132
А.В. Казаков, А.В. Медовник, Д.А. Романова	
ВЛИЯНИЕ ДАВЛЕНИЯ РАБОЧЕГО ГАЗА И ЭМИССИОННОГО ТОКА	
НА ОБРАТНЫЙ ИОННЫЙ ПОТОК ПРИ ГЕНЕРАЦИИ	
ИМПУЛЬСНОГО ЭЛЕКТРОННОГО ПУЧКА В ФОРВАКУУМЕ	.136
В.В. Шадрин	
ФОРМИРОВАНИЕ СУБМИКРОННЫХ СТРУКТУР ДЛЯ GaAs	
СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНЫХ МОНОЛИТНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ	
СХЕМ МЕТОДОМ ПРОЕКЦИОННОЙ ЛИТОГРАФИИ	.139
Р.Ю. Шагеев	
ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ ПОТЕРЬ	
В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ РАЗМЕРА ПЯТНА	142
А.А. Попов, Д.В. Билевич, Т.Ю. Сидорюк	
ВИЗУАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ДАННЫХ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО	
ПРОЦЕССА ХИМИКО-МЕХАНИЧЕСКОЙ ПЛАНАРИЗАЦИИ	
ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ ПОВЕДЕНЧЕСКОЙ МОДЕЛИ	144
Д.В. Билевич, А.А. Попов, Т.Ю. Сидорюк, А.С. Сальников	
ПОСТРОЕНИЕ БОЛЬШЕСИГНАЛЬНОЙ МОДЕЛИ	
НЕМТ-GaAs-ТРАНЗИСТОРА	.148
Т.Ю. Замараева, В.В. Дохтуров	
ИССЛЕДОВАНИЕ ДЕГРАДАЦИИ СВЕТОДИОДНЫХ	
МОДУЛЕЙ ПОД ДЕЙСТВИЕМ ВНЕШНИХ ФАКТОРОВ	.151
А.Д. Заречнев	
ОЦЕНКА КРИТИЧЕСКОЙ ТОЛЩИНЫ МЕТАЛЛИЗАЦИИ СБИС	.154

ПОДСЕКЦИЯ 2.4

ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель – **Михальченко Г.Я.**, директор НИИ ПрЭ, д.т.н., проф.; зам. председателя – **Семёнов В.Д.**, проф. каф. ПрЭ, к.т.н.

В.С. Безруков

ЛИНЕАРИЗАЦИЯ НЕЛИНЕЙНОГО ЗВЕНА,	
ЗАВИСЯЩЕГО ОТ НЕСКОЛЬКИХ ПАРАМЕТРОВ 1	57
М.М. Черная	
СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ	
С МОДУЛЕМ ЗАРЯДНО-РАЗРЯДНОГО УСТРОЙСТВА 1	63

К.И. Хан, М.А. Кажмаганбетова	
МОДУЛЬ СТАБИЛИЗАЦИИ ТЕМПЕРАТУРЫ	
В КОМПЛЕКСЕ ЛОКАЛЬНОЙ ГИПЕРТЕРМИИ	166
М.А. Кажмаганбетова, К.И. Хан, С.Ю. Матюшков	
СИСТЕМА ЗАЩИТЫ ОТ КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ В МОДУЛЕ	
СИЛОВОГО ПИТАНИЯ КОМПЛЕКСА ЛОКАЛЬНОЙ ГИПЕРТЕРМИИ.	170
Д.В. Ли, О.Б. Тохтаров, Е.В. Ким	
МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ОДНОТАКТНОГО	
НЕПОСРЕДСТВЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ	
ИНВЕРТИРУЮЩЕГО ТИПА С шим	172
Д.А. Кочев	
КОМПЛЕКС ИЗМЕРИТЕЛЬНО-ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЙ	
ДЛЯ ПРОВЕДЕНИЯ ОПЕРАЦИЙ КОММЕРЧЕСКОГО	
И ОПЕРАТИВНОГО УЧЕТА ПОПУТНОГО НЕФТЯНОГО ГАЗА	176
Е.В. Ким, Д.В. Ли	
МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ОДНОТАКТНОГО	
НЕПОСРЕДСТВЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ	
понижаЮЩЕГО ТИПА С шим	179
А.Л. Мартусов	
ЛИНЕЙНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ИСПЫТАТЕЛЬНОЙ СТАНЦИИ	
ТЯГОВЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕИ ПОДВИЖНОГО СОСТАВА	182
А.А. Казаков, Е.Г. Пругов	
ВЫБОР ДОПУСКА КОМПЛЕКТУЮЩИХ ЭЛЕМЕНТОВ	100
МУЛЬТИВИЬРАТОРА	186
В.Д. Семёнов, Д.В. Шадрин, В.А. Кабиров,	
М.П. Сухоруков, Д.Б. Борооин, М.М. Черная	
МЕТОДИКА РАСЧЕТА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ	
ΠΡΕΟΒΡΑ3ΟΒΑΤΕΛΙΧ ΒΑΝΠΒΕΡΙ Α Β ΒΑЗИСΕ ΚΟΜΜΥΤΑΙΙΙΛΟΗΗΓΙΥ ΒΑЗΒΕΙΒΗΓΙΥ ΦΥΗΚΙΙΙΙΙΆ	190
	109
ПЕРСПЕКТИВЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПИТРИД-І АЛЛИЕВЫА ТРАНЗИСТОРОВ В КАЧЕСТВЕ СИПОВЫХ КЛЮЧЕЙ	
В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКЕ	192
С 4 Запольский	172
В УСТРОЙСТВАХ ИНЛУКЦИОННОГО НАГРЕВА	195
Л Е Жологовский НА Споликии АН Плосинений	175
Α.Ε. ΜΕΛΕΙΟΟΙΛΙΙΙ, Π.Α. CUOUNNII, Α.Π. ΠΛΕΙΠΙΟΝΙΟ ΜΟΟΠΕΠΟΒΛΗΜΕ ΥΛΡΑΚΤΕΡΜΟΤΜΚ ΒΕΙΟΟΚΟΒΟΠΕΤΗΟΓΟ	
ΜΟΠΥΠЯ ΠИΤΑΗИЯ ЭЛЕКТРОРАКЕТНОГО ЛВИГАТЕЛЯ	
ЛЛЯ ПЕРСПЕКТИВНЫХ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ	
· · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	

ПОДСЕКЦИЯ 2.5 ОПТИЧЕСКИЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ, НАНОФОТОНИКА И ОПТОЭЛЕКТРОНИКА

Председатель – Шарангович С.Н., проф., зав. каф. СВЧиКР, к.ф.-м.н.; зам. председателя – Перин А.С., доцент каф. СВЧиКР, к.т.н.

Д.И. Дудник, И.А. Викулина, К.О. Гусаченко, А.О. Семкин	
ИССЛЕДОВАНИЕ УСЛОВИЙ РАСПРОСТРАНЕНИЯ	
ОПТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ В ВОЛНОВОДНЫХ КАНАЛАХ,	
СФОРМИРОВАННЫХ В ФПМ-ЖК, ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ	
ВНЕШНЕГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ	201
Н.Я. Бикбердина, Р.Р. Габдрахимова	
ПРИМЕНЕНИЕ ЭКШЕН-ВИДЕОКАМЕРЫ ДЛЯ КОНТРОЛЯ	
ТЕПЛОФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ	204
И.А. Трушников, А.В. Инюшов	
ФОРМИРОВАНИЕ ДИФРАКЦИОННЫХ СТРУКТУР	
В ФОТОРЕФРАКТИВНОМ КРИСТАЛЛЕ НИОБАТА ЛИТИЯ	
С ПОМОЩЬЮ БЕССЕЛЕПОДОБНЫХ ОПТИЧЕСКИХ ПОЛЕЙ	208
А.О. Кадырбаева	
ИССЛЕДОВАНИЕ ДЕФОРМАЦИИ ПРОКАТАННОЙ	
МЕТАЛЛИЧЕСКОЙ ПЛАСТИНЫ С ПОМОЩЬЮ	
НЕКОГЕРЕНТНОГО ПРОСТРАНСТВЕННО-МОДУЛИРОВАННОГО	
БЕЛОГО ИСТОЧНИКА СВЕТА	211
M.C. Hu	
ИССЛЕДОВАНИЕ ОПТИЧЕСКОГО ПРОПУСКАНИЯ	
ФОТОРЕФРАКТИВНОГО КРИСТАЛЛА LINBO3 ПУТЁМ	
ВОЗДЕЙСТВИЯ КОГЕРЕНТНОГО ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ	213
Д.В. Окунев	
ИССЛЕДОВАНИЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ НЕКОГЕРЕНТНОГО	
ОПТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ В ПОЛЫХ ТРУБЧАТЫХ	
МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ВОЛНОВОДАХ	216
В.О. Долгирев, Д.И. Сон, А.О. Семкин	
ФОРМИРОВАНИЕ БЕССЕЛЕПОДОБНЫХ СВЕТОВЫХ ПУЧКОВ	
С ПОМОЩЬЮ ГОЛОГРАФИЧЕСКИХ ДИФРАКЦИОННЫХ	
ФПМ-ЖК-ЭЛЕМЕНТОВ, УПРАВЛЯЕМЫХ ВНЕШНИМ	
ЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ПОЛЕМ	219
В.Г. Иванченко, А.С. Котков, Д.О. Ковалев,	
К.В. Волченко, А.О. Семкин	
ИССЛЕДОВАНИЕ ФОТОХИМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ	
ЗАПИСИ ПРОПУСКАЮЩИХ ГОЛОГРАММ	
В РАЗЛИЧНЫХ ФОТОПОЛИМЕРАХ	222

А.А. Ботвинский, Д.С. Растрыгин, К.В. Волченко, А.О. Семкин	
СЕЛЕКТИВНЫЕ СВОЙСТВА ПРОПУСКАЮЩИХ ГОЛОГРАММ,	
ЗАПИСАННЫХ В РАЗЛИЧНЫХ ФОТОПОЛИМЕРАХ	225
А.Д. Безпалый	
ФОРМИРОВАНИЕ КАНАЛЬНЫХ ВОЛНОВОДНЫХ СТРУКТУР	
С РАЗЛИЧНОЙ ТОПОЛОГИЕЙ В ФОТОРЕФРАКТИВНОМ	
КРИСТАЛЛЕ НИОБАТА ЛИТИЯ	227
Е.Н. Савченков, И.К. Казак, А.Ю. Яковлева	
ДИФРАКЦИЯ КОГЕРЕНТНОГО СВЕТА НА ПЕРИОДИЧЕСКОЙ	
ДОМЕННОЙ СТРУКТУРЕ В КРИСТАЛЛЕ НИОБАТА ЛИТИЯ	230

ПОДСЕКЦИЯ 2.6

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ

Председатель – **Заболоцкий А.М.**, доцент каф. ТУ, к.т.н. зам. председателя – **Куксенко С.П.**, доцент каф. ТУ, к.т.н.

Е.А. Сафронова, А.М. Артюшкина, А.В. Демаков
ТЕСТИРОВАНИЕ ПРОГРАММНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ
АНАЛИТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ РЕВЕРБЕРАЦИОННОЙ КАМЕРЫ
Л.К. Болатова
РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА И ПРОГРАММЫ ДЛЯ
КВАЗИСТАТИЧЕСКОГО АНАЛИЗА СОГЛАСОВАННОЙ
ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ ЛИНИИ В ВОЗДУХЕ
Е.Б. Черникова, А.О. Белоусов
АНАЛИТИЧЕСКИЕ ВЫРАЖЕНИЯ ДЛЯ ВЫЧИСЛЕНИЯ
ПОГОННЫХ ЗАДЕРЖЕК МОД ЗЕРКАЛЬНО-СИММЕТРИЧНОГО
МОДАЛЬНОГО ФИЛЬТРА
А.В. Демаков
АНАЛИТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ РЕВЕРБЕРАЦИОННОЙ КАМЕРЫ243
Рустам Р. Газизов, Руслан Р. Газизов
ВЫЯВЛЕНИЕ И ЛОКАЛИЗАЦИЯ ЭКСТРЕМУМОВ СИГНАЛА
В ДВУХВИТКОВОЙ МЕАНДРОВОЙ ЛИНИИ С УЧЕТОМ ПОТЕРЬ246
А.О. Губин
МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ TVS-СБОРКИ НА ЯВЛЕНИЕ
РАЗЛОЖЕНИЯ И ВОССТАНОВЛЕНИЯ СВЕРХКОРОТКОГО
ИМПУЛЬСА В ОТРЕЗКАХ ДВУХПРОВОДНЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ 249
И.П. Ромашов, Р.Р. Хажибеков

А.А. Иванов	
РЕАЛИЗАЦИЯ МЕТОДА ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ	
ЭКРАНИРОВАНИЯ КОРПУСОМ С АПЕРТУРОЙ	254
Д.С. Смирнова, О.С. Каймонов	
РЕЗУЛЬТАТЫ АПРОБАЦИИ МОДАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ	
ДЛЯ ЗАЩИТЫ ОТ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ	
ТЕХНИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА МЧС РОССИИ	257
Ш.В. Куулар, Р.Р. Хажибеков	
МИНИМИЗАЦИЯ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ИСКАЖЕНИЙ	
МОДАЛЬНОГО ФИЛЬТРА В ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ ДО 2 ГГц	260
А.А. Квасников	
РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО МОДУЛЯ ДЛЯ ВЫЧИСЛЕНИЯ	
ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭКРАНИРОВАНИЯ КОРПУСОМ С АПЕРТУРОЙ	263
А.А. Квасников	
РАЗРАБОТКА БАЗЫ ДАННЫХ ПОМЕХОВЫХ СИГНАЛОВ	
СИСТЕМЫ АНАЛИЗА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ	266
Ч.Л. Хомушку, А.А. Квасников	
ВЫЯВЛЕНИЕ И ЛОКАЛИЗАЦИЯ ЭКСТРЕМУМОВ СКИ	
ОТ ИСТОЧНИКОВ ПРЕДНАМЕРЕННЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ	
В МИКРОПОЛОСКОВОЙ МЕАНДРОВОЙ ЛИНИИ ИЗ ДВУХ ВИТКОВ	270
М.В. Рыжова	
АЛГОРИТМ ВЫЧИСЛЕНИЯ ФОРМ СИГНАЛА НА КОНЦАХ	
ОТРЕЗКА ДВУХПРОВОДНОЙ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ, ОСНОВАННЫЙ	
НА МЕТОДЕ МОДАЛЬНОГО РАЗЛОЖЕНИЯ	
ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ	274
И.Е. Сагиева	
МОДЕЛИРОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК МИКРОПОЛОСКОВОЙ	
ЛИНИИ С БОКОВЫМИ ЗАЗЕМЛЕННЫМИ ПРОВОДНИКАМИ	
У ГРАНИЦЫ ВОЗДУХ–ПОДЛОЖКА	278
В.Р. Шарафутдинов	
МОДЕРНИЗАЦИЯ МОДУЛЯ ОКОНЕЧНОГО УСТРОЙСТВА	
МУЛЬТИПЛЕКСНОГО КАНАЛА ОБМЕНА	281
С.А. Тернов	
РАЗРАБОТКА УПРОЩЕННОЙ КОНСТРУКЦИИ СИЛОВОЙ	
ШИНЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ	283
А.А. Дроздова, Н.В. Богданов, С.А. Тернов	
АНАЛИЗ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК	
ЭКВИВАЛЕНТА СЕТИ	286

ПОДСЕКЦИЯ 2.7 СВЕТОДИОДЫ И СВЕТОТЕХНИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА

Председатель – **Туев В.И.**, зав. каф. РЭТЭМ, д.т.н.; зам. председателя – **Вилисов А.А.**, проф. каф. РЭТЭМ, д.т.н.

О.О. Кушков, Д.Е. Прощенко, А.К. Гавря, И.Н. Грицук, К.В. Абрамова, В.Г. Шевелёв	
УСТРОЙСТВО УПРАВЛЕНИЯ УРОВНЕМ ОСВЕЩЕННОСТИ	
А.Д. Гончаров	
МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ПОЛЕЗНОГО УГЛА ИЗЛУЧЕНИЯ ОСВЕТИТЕЛЬНОГО ПРИБОРА	291
Ю.А. Литовкин	
ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЭНЕРГИИ АКТИВАЦИИ ДЛЯ УСКОРЕННЫХ ИСПЫТАНИЙ	294
Е.А. Малаева	
РАЗРАБОТКА ИЗЛУЧАЮЩЕГО СВЕТОДИОДА ИК-ДИАПАЗОНА	
В МЕТАЛЛОПЛАСТМАССОВОМ КОРПУСЕ ПОВЕРХНОСТНОГО	
МОНТАЖА	296
Е.Г. Незнамова, Н.Н. Саликова, О.М. Жукова	
ВЛИЯНИЕ ДОПОЛНИТЕЛЬНЫХ ФАКТОРОВ НА РОСТ	
И РАЗВИТИЕ ТОМАТОВ, ВЫРАЩЕННЫХ	
ПРИ ИСКУССТВЕННОМ ОСВЕЩЕНИИ	299
С.П. Шкарупо, А.Ю. Олисовец, Д.А. Решетов	
РАЗРАБОТКА ЛИНЕЙНОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ	
ДЛЯ МАЛОМОЩНЫХ СВЕТОДИОДНЫХ ЛАМП	302
Д.Г. Старосек	
ЛОКАЛЬНЫЙ ПЕРЕГРЕВ СВЕТОДИОДНОЙ НИТИ	305
Е.С. Ганская, М.В. Андреева, Г.А. Косачева	
ИССЛЕДОВАНИЕ ОПТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК	
ЛЮМИНОФОРНЫХ КОМПОЗИЦИЙ СВЕТОДИОДА	
БЕЛОГО ЦВЕТА СВЕЧЕНИЯ	307

Научное издание

Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР

По материалам Международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2018»

16-18 мая 2018 г., г. Томск

В трех частях

Часть 2

Корректор – В.Г. Лихачева Верстка В.М. Бочкаревой

Издательство «В-Спектр». Сдано на верстку 10.04.2018. Подписано к печати 10.05.2018. Формат 60×84¹/₁₆. Печать трафаретная. Печ. л. 20 Тираж 100 экз. Заказ 11.

Издано ТУСУР, г. Томск, пр. Ленина, 40, к. 205, т. 70-15-24 (записано 700 CD-дисков с электронными версиями всех частей сборника для нужд всех структурных подразделений университета и авторов)

> Издательство «В-Спектр». 634055, г. Томск, пр. Академический, 13-24, т. 49-09-91 E-mail: bvm@sibmail.com