

Министерство науки и высшего образования 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–2022»**

18–20 мая 2022 г., г. Томск

В трех частях

Часть 1

В-Спектр
Томск, 2022

УДК 621.37/.39+681.518 (063)

ББК 32.84я431+32.988я431

С 23

С 23 Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР, Томск, 18–20 мая 2022 г.: в 3 ч. – Томск: В-Спектр, 2022. – Ч. 1. – 294 с.

ISBN 978-5-91191-471-4

ISBN 978-5-91191-472-1 (Ч. 1)

ISBN 978-5-91191-473-8 (Ч. 2)

ISBN 978-5-91191-474-5 (Ч. 3)

Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР включает избранные доклады по итогам Международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых. Конференция посвящена 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 автоматизированных 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 экономике и менеджменту, 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 978-5-91191-471-4

ISBN 978-5-91191-472-1 (Ч. 1)

© Том. гос. ун-т систем управления
и радиоэлектроники, 2022

Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР

**по материалам
Международной научно-технической конференции
студентов, аспирантов и молодых ученых
«Научная сессия ТУСУР–2022», 18–20 мая 2022 г.**

ПРОГРАММНЫЙ КОМИТЕТ

- Рулевский В.М. – председатель программного комитета, ректор ТУСУРа, д.т.н.;
- Лошилов А.Г. – заместитель председателя программного комитета, проректор по научной работе и инновациям ТУСУРа, к.т.н.;
- Абдрахманова М.В., директор библиотеки ТУСУРа;
- Афонасова М.А., зав. каф. менеджмента ТУСУРа, д.э.н., проф.;
- Бабур-Карателли Г.П., к.т.н., PhD (TU Delft), научный сотрудник каф. TOP ТУСУРа;
- Беляев Б.А., зав. лаб. электродинамики и СВЧ-электроники Ин-та физики СО РАН, д.т.н., г. Красноярск;
- Ботаева Л.Б., руководитель направления по оказанию инжиниринговых услуг, АНО «Томский региональный инжиниринговый центр», к.т.н.;
- Васильковская Н.Б., доцент каф. экономики ТУСУРа, к.э.н.;
- Голиков А.М., доцент каф. РТС ТУСУРа, к.т.н.;
- Дмитриев В.М., проф. каф. КСУП ТУСУРа, д.т.н., проф.;
- Еханин С.Г., проф. каф. КУДР ТУСУРа, д.ф.-м.н.;
- Заболоцкий А.М., проф. каф. ТУ ТУСУРа, д.т.н.;
- Зайцева Е.В., доцент каф. информатики и компьютерных технологий Санкт-Петербургского горного университета, к.т.н., г. Санкт-Петербург;
- Зариковская Н.В., доцент каф. АОИ ТУСУРа, к.ф.-м.н.;
- Зейниденов А.К., PhD, декан физико-технического факультета НАО Карагандинского университета им. акад. Е.А. Букетова, проф., г. Караганда (Казахстан);
- Исакова А.И., доцент каф. АСУ ТУСУРа, к.т.н.;
- Карташев А.Г., проф. каф. РЭТЭМ ТУСУРа, д.б.н.;
- Катаев М.Ю., проф. каф. АСУ ТУСУРа, д.т.н.;
- Ким М.Ю., зав. каф. ИСР ТУСУРа, к.и.н.;
- Кобзев Г.А., проректор по международному сотрудничеству, к.т.н.;
- Костина М.А., доцент каф. УИ, к.т.н.;
- Коцубинский В.П., зам. зав. каф. КСУП ТУСУРа, доцент каф. КСУП, к.т.н.;
- Красинский С.Л., декан ЮФ ТУСУРа, к.и.н.;

- Карауш А.С., ген. директор Государственной публичной научно-технической библиотеки России (ГПНТБ России), к.т.н., г. Москва;
- 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. отделения интеллектуальных кибернетических систем офиса образовательных программ, Институт интеллектуальных кибернетических систем НИЯУ МИФИ, к.т.н., г. Москва;
- Малютин Н.Д., гл.н.с. НИИ систем электрической связи, проф. каф. КУДР ТУСУРа, д.т.н.;
- Мелихов С.В., проф. каф. РТС, д.т.н.;
- Мицель А.А., проф. каф. АСУ ТУСУРа, д.т.н.;
- Мозгунов А.В., начальник ОНИР ТУСУРа;
- Озеркин Д.В., декан РКФ ТУСУРа, к.т.н.;
- Оскирко В.О., н.с. лаборатории прикладной электроники ИСЭ СО РАН, технический директор ООО «Прикладная электроника», к.т.н.
- Покровская Е.М., зав. каф. ИЯ ТУСУРа, к.филос.н.;
- Разинкин В.П., проф. каф. ТОР НГТУ, д.т.н., г. Новосибирск;
- Рогожников Е.В., зав. каф. ТОР ТУСУРа, к.т.н.;
- Ромакина О.М., доцент каф. информатики и компьютерных технологий Санкт-Петербургского горного университета, к.ф.-м.н., г. Санкт-Петербург;
- Ромашко Р.В., член-корреспондент РАН, директор ИАПУ ДВО РАН, проф. ДВФУ, д.ф.-м.н., проф., г. Владивосток;
- Семенов В.Д., проф. каф. ПрЭ ТУСУРа, к.т.н.;
- Семенов Э.В., проф. каф. РСС ТУСУРа, д.т.н.;
- Сенченко П.В., проректор по учебной работе ТУСУРа, доцент каф. АОИ, к.т.н.;
- Соломин С.К., зав. каф. ГП ТУСУРа, д.ю.н.;
- Сулова Т.И., декан ГФ ТУСУРа, д.филос.н., проф.;
- Титов В.С., проф. каф. вычислительной техники Юго-Западного государственного университета, д.т.н., проф., заслуженный деятель наук РФ, академик Международной академии наук ВШ, г. Курск;
- Троян П.Е., зав. каф. ФЭ ТУСУРа, д.т.н., проф.;
- Туев В.И., зав. каф. РЭТЭМ ТУСУРа, д.т.н., проф.;
- Ходашинский И.А., проф. каф. КИБЭВС ТУСУРа, д.т.н.;
- Цветкова Н.А., доцент Высшей школы киберфизических систем и управления Института компьютерных наук и технологий Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого, к.т.н., г. Санкт-Петербург;
- Чжан Е.А., зам. директора Института космических и информационных технологий (ИКИТ) по научной работе, ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет», к.т.н.;
- Шарангович С.Н., проф., зав. каф. СВЧиКР ТУСУРа, к.ф.-м.н.;
- Шелупанов А.А., президент ТУСУРа, директор ИСИБ, д.т.н., проф.;
- Шостак А.С., проф. каф. КИПР ТУСУРа, д.т.н.;
- Шурыгин Ю.А., директор департамента управления и стратегического развития ТУСУРа, зав. каф. КСУП, д.т.н., проф.;
- Issakov V., professor at University Otto-von-Guericke Magdeburg, Germany;

- Caratelli D., PhD, professor of the Department of Electrical Engineering (Eindhoven University of Technology), technical director of the company «The Antenna Company Nederland B.V.»;
- Krozer V., professor at Goethe University, Frankfurt am Main.

ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ

- Лошилов А.Г. – председатель организационного комитета, проректор по научной работе и инновациям ТУСУРа, зав. каф. КУДР, к.т.н.;
- Медовник А.В. – заместитель председателя организационного комитета, начальник научного управления, к.т.н.;
- Байгулова Т.А., председатель студенческого научного сообщества «Система», студентка каф. УИ;
- Боберь Ю.Н., специалист по учебно-методической работе ОАиД;
- Климов А.С., председатель Совета молодых ученых, ст. научный сотрудник лаборатории плазменной электроники каф. физики, д.т.н.;
- Коротина Т.Ю., заведующая аспирантурой, ОАиД, к.т.н.;
- Михальченко Т.С., техник ОНиР;
- Покровская Е.М., зав. каф. ИЯ, к.филос.н.;
- Юрченкова Е.А., вед. инженер ОАиД, к.х.н.

СЕКЦИИ КОНФЕРЕНЦИИ

Секция 1. Радиотехника и связь

Подсекция 1.1. Радиотехнические системы и распространение радиоволн. Председатель секции – Мелихов Сергей Всеволодович, проф. каф. РТС, д.т.н.; зам. председателя – Аникин Алексей Сергеевич, 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, д.т.н.; зам. председателя – Артищев Сергей Александрович, доцент каф. КУДР, к.т.н.

Подсекция 1.4. Видеоинформационные технологии. Председатель секции – Курячий Михаил Иванович, доцент каф. ТУ, к.т.н.; зам. председателя – Каменский Андрей Викторович, доцент каф. ТУ, к.т.н.

Подсекция 1.5. Инфокоммуникационные технологии и системы широкополосного беспроводного доступа. Председатель секции – Рогожников Евгений Васильевич, зав. каф. ТОР, к.т.н.

Подсекция 1.6. Робототехника. Председатель секции – Коцубинский Владислав Петрович, доцент каф. КСУП, к.т.н.

Подсекция 1.7. Интеллектуальные системы проектирования технических устройств. Председатель секции – Шурыгин Юрий Алексеевич, директор департамента управления и стратегического развития ТУСУРа, зав. каф. КСУП, д.т.н., проф.; зам. председателя – Черкашин Михаил Владимирович, декан ФВС, 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.; зам. председателя – Романовский Михаил Николаевич, доцент каф. КУДР, к.т.н.

Подсекция 2.2. Разработка контрольно-измерительной аппаратуры. Председатель секции – Лошилов Антон Геннадьевич, проректор по научной работе и инновациям ТУСУРа, зав. каф. КУДР, к.т.н.; зам. председателя – Бомбизов Александр Александрович, начальник СКБ «Смена», к.т.н.

Подсекция 2.3. Физическая и плазменная электроника. Председатель секции – Троян Павел Ефимович, 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 – Семёнов Валерий Дмитриевич, проф. каф. ПрЭ, к.т.н.; зам. председателя – Мехальченко Сергей Геннадьевич, зав. каф. ПрЭ, д.т.н.; Оскирко Владимир Олегович, н.с. лаборатории прикладной электроники ИСЭ СО РАН, технический директор ООО «Прикладная электроника», 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, д.т.н.

Подсекция 2.7. Светодиоды и светотехнические устройства. Председатель секции – Туев Василий Иванович, зав. каф. РЭТЭМ, д.т.н.; зам. председателя – Солдаткин Василий Сергеевич, доцент каф. РЭТЭМ, к.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, проректор по учебной работе ТУСУРа, доцент каф. АОИ, к.т.н.; зам. председателя – Сидоров Анатолий Анатольевич, зав. 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, проф. каф. КСУП, д.т.н.

Подсекция 3.4. 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 3.5. Современные библиотечные технологии. Председатель секции – Абдрахманова Марина Викторовна, директор библиотеки ТУСУРа; зам. председателя – Карауш Александр Сергеевич, генеральный директор ГПНТБ России, г. Москва, к.т.н.

Подсекция 3.6. Молодежные инновационные научные и научно-технические проекты. Председатель секции – Костина Мария Алексеевна, доцент каф. УИ, к.т.н.; зам. председателя – Нариманова Гуфана Нурлабековна, зав. каф. УИ, к.ф.-м.н.

Подсекция 3.7. Разработка программного обеспечения. Председатель секции – Зариковская Наталья Вячеславовна, доцент каф. АОИ, ген. директор ООО «АльдераСофт», к.ф.-м.н.; зам. председателя – Колотаев Илья Владимирович, старший разработчик ООО «Синкретис».

Подсекция 3.8. 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, президент ТУСУРа, директор ИСИБ, д.т.н., проф.; зам. председателя – Новохрестов Алексей Константинович, доцент каф. КИБЭВС, к.т.н.

Подсекция 4.2. Цифровые системы радиосвязи и средства их защиты. Председатель секции – Голиков Александр Михайлович, доцент каф. РТС, к.т.н.; зам. председателя – Громов Вячеслав Александрович, доцент каф. РТС, к.т.н.

Подсекция 4.3. Экономическая безопасность. Председатель секции – Кузьмина Елена Александровна, доцент каф. КИБЭВС, к.т.н.; зам. председателя – Колтайс Андрей Станиславович, 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. Реализация современных экономических подходов в финансовой и инвестиционной сферах. Председатель секции – Васильковская Наталья Борисовна, доцент каф. экономики, к.э.н.; зам. председателя – Цибульникова Валерия Юрьевна, зав. 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., проф.; 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 – Орлова Вера Вениаминовна, и.о. зав. каф. ФиС, директор НОЦ «СГТ», д.соц.н.; зам. председателя – Корнющенко-Ермолаева Наталия Сергеевна, ст. преподаватель каф. ФиС.

Подсекция 5.6. Актуальные проблемы социальной работы в современном обществе. Председатель секции – Ким Максим Юрьевич, зав. каф. ИСР, к.и.н.; зам. председателя – Куренков Артем Валериевич, доцент каф. ИСР, к.и.н.

Подсекция 5.7. Актуальные проблемы российского частного права. Председатель секции – Соломин Сергей Константинович, зав. каф. ГП, д.ю.н., доцент; зам. председателя – Чурилов Алексей Юрьевич, доцент каф. ГП, к.ю.н.

Подсекция 5.8. Современные тенденции развития российского права.

Председатель секции – Демидов Николай Вольтович, доцент каф. ТП, к.ю.н.; зам. председателя – Мельникова Валентина Григорьевна, зав. каф. ИП, к.ю.н.

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 – Михальченко Татьяна Сергеевна, техник 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, к.филос.н.; зам. председателя – Шпит Елена Ирисметовна, ст. преподаватель каф. ИЯ; Соболевская Ольга Владимировна, ст. преподаватель каф. ИЯ; Таванова Эльвира Борисовна, ст. преподаватель каф. ИЯ.

**Адрес оргкомитета:
634050, Россия, г. Томск, пр. Ленина, 40,
ФГБОУ ВО «ТУСУР»**

Научное управление (НУ), к. 205. Тел.: 8-(382-2) 701-524

1-я часть – 1-я секция (подсекции 1.1–1.6); 2-я секция (подсекции 2.1–2.7).

2-я часть – 3-я секция (подсекции 3.1–3.8); 4-я секция (подсекция 4.1–4.3).

3-я часть – 5-я секция (подсекции 5.1–5.8); 6-я секция; 8-я секция.

7-я секция издана отдельным сборником.

Спонсор конференции – АО «НПФ «Микран»



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

382-2 90 00 29 Т.
382-2 42 36 15 Ф.
www.micran.ru

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

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

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

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

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

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

Спонсор конференции – АО «ПКК Миландр»



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

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

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

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

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

«Миландр» имеет свои представительства в городах: **Москва, Воронеж, Санкт-Петербург.**

Офисные и производственные помещения, занимаемые компанией, составляют свыше **22 000 м²**, включая **1 260 м²** чистых производственных помещений.

В коллективе компании работают 650 высококвалифицированных специалистов, включая 22 кандидата наук и двух докторов наук.

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

В 2014 г. АО «ПКК Миландр» совместно с Томским государственным университетом систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) и Томским государственным архитектурно-строительным университетом (ТГАСУ) одержали победу в конкурсе по созданию высокотехнологичного производства интеллектуальных приборов энергетического учета, разработанных и изготовленных на базе отечественных микроэлектронных компонентов, и гетерогенной автоматизированной системы мониторинга потребляемых энергоресурсов на их основе, выполняемом по Постановлению Правительства Российской Федерации № 218. Для выполнения работ по комплексному проекту АО «ПКК Миландр» и ТУСУР открыли Центр системного проектирования. В Центре системного проектирования (ЦСП ТУСУР), созданном на базе ТУСУР, разрабатывается программное обеспечение для интеллектуальных приборов энергоучёта и комплексной системы автоматизированного сбора и обработки информации. Результаты работ Центра системного проектирования будут не только внедряться в производство, но и активно использоваться в учебном процессе ТУСУР. Широкое внедрение совместных разработок АО «ПКК Миландр», ТУСУР и ТГАСУ позволит снизить затраты населения за тепло и электроэнергию на 15–20%.

Также АО «ПКК Миландр» активно проводит различные программы по взаимодействию с вузами: предоставляет вузам оборудование собственного производства и методические пособия для проведения практических занятий на все время сотрудничества. По окончании курсов проводится аттестация студентов, по результатам которой самые выдающиеся студенты получают сертификаты. Проект реализуется под эгидой импортозамещения, позволяет студентам российских вузов приобрести навыки работы с отечественной элементной базой и иметь преимущество при трудоустройстве в ведущие приборостроительные предприятия России.

Суммарно компанией передано на безвозмездной основе 20 различных отладочных комплектов. Оборудование используется на трех кафедрах:

- компьютерные системы в управлении и проектировании (КСУП);
- телекоммуникации и основы радиотехники (ТОР);
- комплексная информационная безопасность электронно-вычислительных систем (КИБЭВС).

Начиная с 2014 г. компания является партнёром по развитию ТУСУРа и выступает ежегодным генеральным спонсором научно-практических конференций для студентов, аспирантов и молодых ученых: Международной научно-практической конференции «Элек-

тронные средства и системы управления» и «Научная сессия ТУСУР». В ходе работы секций регулярно представлены результаты исследований по ряду фундаментальных проблем, а также результаты проектов, выполняемых по грантам, федеральной целевой программе «Исследования и разработки» и в рамках Постановления Правительства РФ № 218.

В 2016 г. в ТУСУРе создана базовая кафедра микроэлектроники, информационных технологий и управляющих систем (МИТУС) с применением дистанционного обучения, которая сможет решать приоритетные задачи по интеграции образования и науки в производство. Компания нацелена на то, чтобы выпускники кафедры стали незаменимыми сотрудниками различных предприятий радиоэлектронной промышленности и были востребованными специалистами на современном рынке труда. Для этого АО «ПКК Миландр» предоставил своей кафедре самую актуальную материально-методическую базу и обеспечил другими возможными ресурсами компании.

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

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

Компания разрабатывает программные решения по направлениям:

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

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

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

Компания обладает значительным опытом построения моделей пассивных и активных СВЧ-компонентов. Создание программного обеспечения на основе общепринятых и авторских методик в значительной степени упрощает и автоматизирует процесс построения мо-

делей, уменьшая временные и финансовые затраты предприятия на данном этапе.

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

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

СЕКЦИЯ 1

РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ

(стр. 19 – 88)

СЕКЦИЯ 2

ЭЛЕКТРОНИКА И ПРИБОРОСТРОЕНИЕ

(стр. 89 – 285)

СЕКЦИЯ 1

РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ

ПОДСЕКЦИЯ 1.1

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

Председатель – Мелихов С.В., проф. каф. РТС, д.т.н.;
зам. председателя – Аникин А.С., доцент каф. РТС, к.т.н.

УДК 621.373

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛА В ЦИФРОВОМ ГЕТЕРОДИНЕ

Д.Д. Зайков, Г.А. Калашиников, студенты каф. РТС
г. Томск, ТУСУР

В рамках производственной практики была получена программа на языке программирования Python, которая имитирует цифровой гетеродин. Приведен результат моделирования цифрового гетеродина, приведены спектры сигналов на входе и выходе на примере сигнала ЛЧМ.

Ключевые слова: цифровой гетеродин, ЛЧМ-сигнал, квадратурный смеситель.

Цифровой гетеродин (ЦГ), в свою очередь, состоит из цифрового синтезатора частоты и смесителя [1] и обеспечивает перенос спектра входного действительного сигнала с входной (высокой) частоты на низкую частоту, умножая отсчеты входного сигнала на отсчеты опорного сигнала. Основой узла является цепь, содержащая два смесителя сигналов в синфазном I и квадратурном Q каналах. Подача опорного сигнала гетеродина на квадратурный канал происходит со сдвигом на 90° .

Применение цифровой обработки сигнала на промежуточной частоте позволяет снизить требования к аналоговому тракту и упростить реализацию и улучшить производительность системы в целом. Цифровой гетеродин реализован в отечественной элементной базе. Например, микросхема 1288ХК1Т, которая предназначена для построения приемных трактов систем радиосвязи и радиолокации [2].

Цель данной статьи – рассмотреть принцип работы и процесс формирования сигналов в цифровом гетеродине.

На входе цифрового гетеродина подаётся цифровой сигнал $u(t)$, в данной работе это будет ЛЧМ-сигнал. На выходе цифрового гетеродина формируются два квадратурных сигнала на разностных и суммарных частотах. В последующих трактах суммарный сигнал отфильтровывается и остаётся разностная частота.

Квадратурные составляющие на выходе цифрового гетеродина описываются выражениями [1]

$$I(t) = u(t) \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 t + \varphi), \quad Q(t) = u(t) \cdot \sin(2\pi \cdot f_0 t + \varphi),$$

где $u(t)$ – входной ЛЧМ-сигнал, $\cos(\cdot)$ и $\sin(\cdot)$ – опорные сигналы гетеродина, f_0 – несущая частота, φ – начальная фаза сигнала.

Отметим, что несущая частота гетеродина подбирается исходя из условия равенства центральной частоте входного сигнала для переноса сигнала на нулевую частоту.

В данной работе в качестве входного сигнала рассмотрим ЛЧМ импульс. Модель ЛЧМ-сигнала с несимметричным пилообразным законом изменения частоты имеет вид [3]

$$u(t) = A \cdot \cos\left(2\pi\left(f_0 t + \frac{a}{2} \cdot t^2\right)\right),$$

где f_0 – несущая частота; a – крутизна (скорость изменения частоты) в одном импульсе, находится по формуле

$$a = \frac{BW}{PW},$$

где PW – длительность одного импульса, BW – полоса частот.

В качестве исходных данных ЛЧМ-сигнала примем, что полоса импульса составляет 2 МГц, длительность – 20 мкс, центральная частота – 2 МГц.

Спектр ЛЧМ-сигнала представлен на рис. 1, *а*.

На выходе смесителя получаем два квадратурных сигнала, которые в цифровом виде будут образовывать комплексный сигнал. Спектр выходного сигнала представлен на рис. 1, *б*. Как можно заметить, спектр выходного сигнала был смещен на нулевую частоту, следовательно, преобразование частоты выполнилось. Суммарная составляющая спектра в дальнейшей обработке должна быть отфильтрована вне ЦГ.

Квадратурные составляющие выходные сигнала представлены на рис. 2.

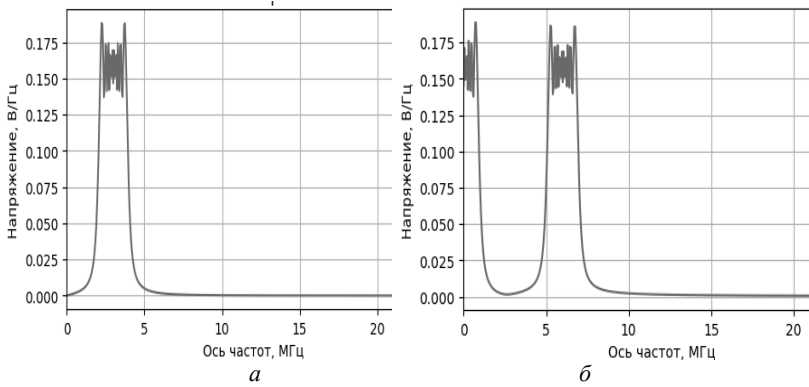


Рис. 1. Спектр ЛЧМ-сигнала: *а* – на входе ЦГ, *б* – на выходе ЦГ

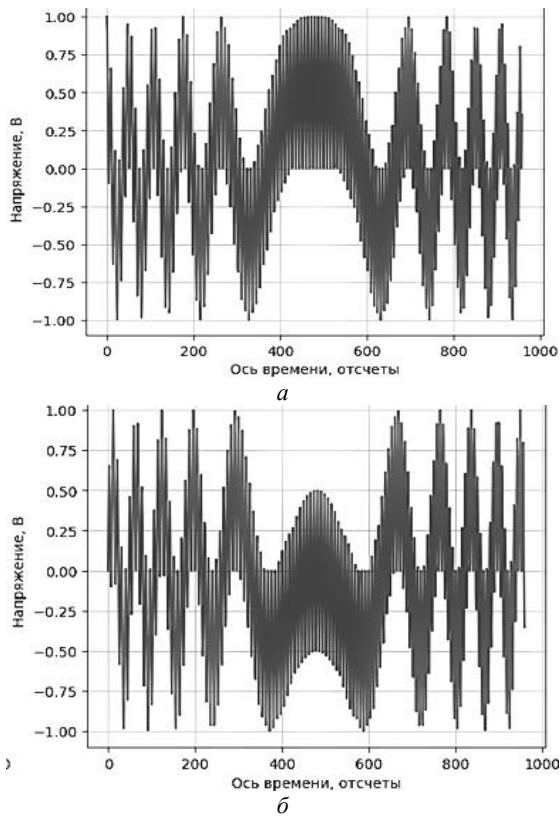


Рис. 2. Части выходного сигнала: *а* – действительная; *б* – мнимая

Таким образом, в результате моделирования была получена программа на языке программирования Python, которая имитирует цифровой гетеродин со следующим функционалом: управление параметрами гетеродина, формирование сигнала ЛЧМ-импульса, гетеродинирование входного сигнала, визуализация работы фильтра.

Также отметим преимущество цифрового гетеродина по сравнению с аналоговым гетеродином, которое заключается в том, что частота, амплитуда и фаза сигнала в любой момент времени точно известны и подконтрольны [1].

ЛИТЕРАТУРА

1. Электроника для всех. Простой цифровой приемник [сайт]. – Режим доступа: <http://we.easyelectronics.ru/Radio/prostoy-cifrovoy-radiopriemnik-chast-2.html> (дата обращения: 15.02.2022).
2. Микросхема интегральная 1288ХК1Т. Техническое описание РАЯЖ.431268.001Д34. – 81 с.
3. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. – 3-е изд., переаб и доп. – М.: Высшая школа, 2000. – 462 с.

УДК 621.37;537.86

ДЕКОДИРОВАНИЕ НАВИГАЦИОННОГО СООБЩЕНИЯ ГНСС-СИГНАЛА

М.М. Кануж, аспирант каф. радиофизики

*Научный руководитель А.В. Клоков, доцент каф. радиофизики, к.ф.-м.н.
г. Томск, НИ ТГУ, motayamkanouj84@stud.tsu.ru*

Рассмотрен метод декодирования навигационного сообщения при слежении за сигналами в ГНСС-приемниках, работающих в условиях высокого уровня шума и приема слабых сигналов. Этот метод основан на максимизации энергии принимаемого сигнала. Использование предлагаемого метода позволяет осуществить правильную синхронизацию границы битов навигационного сообщения.

Ключевые слова: GPS, декодирование, навигационное сообщение.

Современные методы решений задачи оценивания радионавигационных параметров (РНП) в системе слежения за ГНСС-сигналами требуют декодирования знаков цифрового навигационного сообщения (ЦНС) во время формирования оценок РНП [1]. Существует множество методов учета знаков битов ЦНС [2, 3]. Большим недостатком алгоритма, предложенного в [2], является большая вычислительная нагрузка. Представленный в [3] подход предполагает постоянный уровень амплитуды сигнала при выполнении декодирования битов

ЦНС. Использование этого предположения может значительно снизить производительность слежения за РНП и некорректно декодировать навигационное сообщение, особенно при работе в зашумленных условиях, таких как городские районы, леса, и внутри зданий. Как известно, работа в этих условиях приводит к возможному изменению уровня амплитуды сигнала. В настоящей работе рассмотрен метод декодирования знаков ЦНС при слежении за сигналами в GPS-приемниках, работающих в зашумленных условиях. Этот метод основан на максимизации энергии сигнала [4].

Метод декодирования битов ЦНС. Как известно, GPS-приемник использует корреляционную схему обработки для приема сигнала с двоичной фазовой манипуляцией. На этапе слежения за РНП принимаемый сигнал коррелируется с локальными сгенерированными копиями сигнала. Время накопления составляет 1 мс, т.е. один период дальномерного кода, а период одного бита ЦНС составляет 20 мс. Суть предлагаемого алгоритма декодирования заключается в том, что накапливается 5 битов ЦНС подряд по 20 мс, т.е. 100 отчетов квадратурных компонент сигналов на выходах корреляторов. При этом происходит поиск той комбинации битов ЦНС, которая максимизирует энергию сигнала на всем интервале корреляционного накопления (100 мс). Для достижения этого образуются 16 сумм соответствующих квадратур для всех возможных комбинаций битов ЦНС. Энергия каждой пары квадратур из суммы имеет вид $E_k = I_k^2 + Q_k^2$; $1 \leq k \leq 16$. I_k и Q_k можно записать как

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_5 \end{bmatrix} = \mathbf{B} \begin{bmatrix} I_{(20 \text{ мс})1} \\ I_{(20 \text{ мс})2} \\ \vdots \\ I_{(20 \text{ мс})5} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} Q_1 \\ Q_2 \\ \vdots \\ Q_5 \end{bmatrix} = \mathbf{B} \begin{bmatrix} Q_{(20 \text{ мс})1} \\ Q_{(20 \text{ мс})2} \\ \vdots \\ Q_{(20 \text{ мс})5} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \end{bmatrix},$$

$$I_{(20 \text{ мс})k} = \sum_{i=20(k-1)+1}^{k+19} I_{p,i}, \quad Q_{(20 \text{ мс})k} = \sum_{i=20(k-1)+1}^{k+19} Q_{p,i},$$

где $I_{p,k}$ и $Q_{p,k}$ – синфазные и квадратурные компоненты на выходе корреляторов, полученные на интервале накопления в момент времени k ; \mathbf{B} – матрица возможных комбинаций битов ЦНС размерностью (16x5). В результате максимальное значение энергии соответствует истинной комбинации знаков ЦНС. Однако противоположные по полярности комбинации (к примеру, [1,1; -1; -1; -1] и [-1; -1,1; 1,1])

имеют одинаковую энергию, т.е. вычисление энергии нечувствительно к знаковой полярности битовой комбинации. При этом алгоритм декодирования не различает комбинации битов с противоположными полярностями. Во избежание этого ограничения алгоритм декодирования выполняет корреляцию результирующей комбинации знаков ЦНС с двумя комбинациями: той, которая получена при формировании максимального значения энергии, и её противоположной по полярности. Далее образовывается сумма. Комбинация битов, в которой сумма является самой большой, соответствует истинной комбинации знаков ЦНС.

Результаты моделирования. Был реализован предложенный алгоритм декодирования в среде MatLab. Генерация, передача и приём GPS-сигналов были осуществлены двумя устройствами программно-определяемой радиосистемы: MSi.SDR и ADULT-PLUTO. Было реализовано слежение за сигналом, и биты ЦНС декодированы при малом значении $C/N_0 = 24$ дБ/Гц.

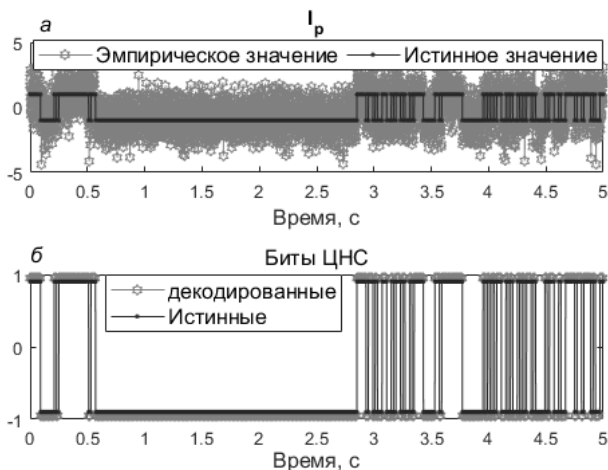


Рис. 1. Результат моделирования при $C/N_0 = 24$ дБ/Гц:
a – синфазная компонента сигнала на выходе коррелятора; *б* – биты ЦНС

Из рис. 1, *a* видно, что квадратура (I_p), полученная в ходе слежения без декодирования, содержит больше шума по сравнению с истинным значением. При выполнении предлагаемого метода декодирования все декодированные биты совпали с истинными значениями (рис. 1, *б*).

Заключение. В работе в краткой форме представлен метод декодирования ЦНС в GPS-приёмнике при малой мощности сигнала.

Применение данного метода позволяет осуществить правильную синхронизацию границы битов навигационного сообщения.

ЛИТЕРАТУРА

1. A Modified Differential Coherent Bit Synchronization Algorithm for BeiDou Weak Signals with Large Frequency Deviation / Z Hang, J. Liu, R. Li, Q. Zeng, Y. Wang // *Sensors*. – 2017. – No. 21. – P. 1568–1585.
2. Ziedan N.I., Garrison J. Bit Synchronization and Doppler Frequency Removal at Very Low Carrier to Noise Ratio Using a Combination of the Viterbi Algorithm with an Extended Kalman Filter // *Proceedings of the ION*. – 2003. – P. 9–12.
3. Psiaki M.L., Jung H. Extended Kalman Filter Methods for Tracking Weak GPS Signals // *Proceedings of the ION*. – 2002. – P. 24–27.
4. Soloviev A., Grass F. van, Gunawardena S. Decoding Navigation Data Messages from Weak GPS Signals // *IEEE Transactions on aerospace and electronic systems*. – 2009. – Vol. 45, No. 3. – P. 660–666.

УДК 537.86

СИНТЕЗ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК В СИСТЕМЕ ВИЗУАЛИЗАЦИИ

А. Халил, аспирант каф. радиофизики;

*Д.Я. Суханов, зав. лаб. электромагнитных методов контроля,
каф. радиофизики РФФ, д.ф.-м.н.*

г. Томск, НИ ТГУ, amoon.khalil16@gmail.com, sdy@mail.tsu.ru

Синтез антенных решеток считается основным вопросом для получения требуемых характеристик направленности, ширины луча, уровня боковых лепестков. Введен новый синтез передающей и приемной решеток системы визуализации.

Ключевые слова: синтез решетки, система визуализации, обобщенный алгоритм градиентного спуска.

Равномерные решётки в соответствии с теоремой выборки Найквиста требуют большого количества передающих и приемных элементов [1], что увеличивает стоимость зондирующей системы. В работе рассматривается применение разреженных решёток, элементы которых распределены таким образом, что это нарушает условие Найквиста. Синтез разреженных решёток изучается в последние десятилетия [1–5].

Системы визуализации используют решётки с множеством излучателей и множеством приёмников (МИМП), или Multiple Input and Multiple Output (МИМО). Важность концепции решётки МИМП состо-

ит в том, чтобы использовать несколько передатчиков и несколько приемников последовательно или одновременно [2, 3]. Учёт совместного влияния передающей и приёмной решеток позволяет получать оптимальные размещения элементов для обеих разреженных решеток.

Синтез антенных решеток в системе МИМП. В системе визуализации сигналы передаются от элементов излучающей решетки к рассеивателю, а рассеянные обратные сигналы принимаются элементами приемной решетки. На рис. 1 показана система зондирования, в которой антенны Tx и Rx расположены в одной плоскости на расстоянии d от рассеивателя, звездочки обозначают излучатели, а кружки обозначают приемники. Предполагается, что излучатели точечные и изотропные, причем излучатели работают не одновременно, а поочередно. Приемники измеряют амплитуду и фазу рассеянных волн.

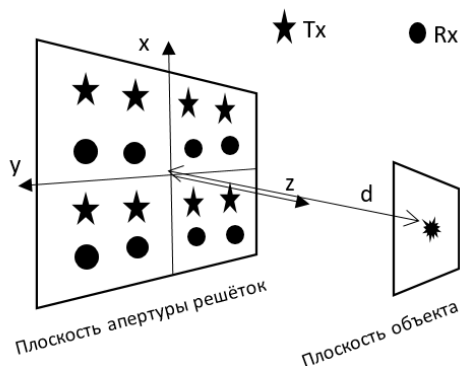


Рис. 1. Схема системы зондирования на основе планарной решётки МИМП

Рассмотрим исследуемый объект как точечный рассеиватель, который находится в точке $r_0 = (x=0, y=0, z=d)$, восстановление радиоизображения этого объекта будет согласно [3]

$$\Phi(x, y) = \Psi_s(x, y) * \Psi_r(x, y), \quad (1)$$

где $\Psi_s(x, y), \Psi_r(x, y)$ – реакция излучающей и приемной решеток на рассеиватель.

Целевую функцию, позволяющую сконцентрировать радиоизображение рассеивателя в заданных координатах (для оптимизации размещения антенных решеток), запишем следующим образом [3]

$$\min_{r_{mx}, r_{ms}} \left(\frac{\sum_{\Sigma_1} |\Phi(x, y)|}{\sum_{\Sigma_2} |\Phi(x, y)|} \right), \quad (2)$$

где Σ_1 – область поверхности, для которой $\sqrt{x^2 + y^2} > \lambda/2$; Σ_2 – область поверхности, для которой $\sqrt{x^2 + y^2} \leq \lambda/2$.

Предположим, что решётки системы визуализации состоят из девяти идентичных подрешеток, каждая подрешетка имеет 4 передатчика и 4 приемника, а расстояние между двумя соседними подрешетками составляет 0,2 м по оси X и 0,2 м по оси Y , рабочая частота 10 ГГц. Задача состоит в том, чтобы оптимизировать размещение элементов в подрешетках. С помощью обобщенного алгоритма градиентного спуска было получено оптимизированное размещение антенн, как показано на рис. 2, *а*. Реакция системы визуализации на точечный рассеиватель на расстоянии 0,5 м показана на рис. 2, *б*.

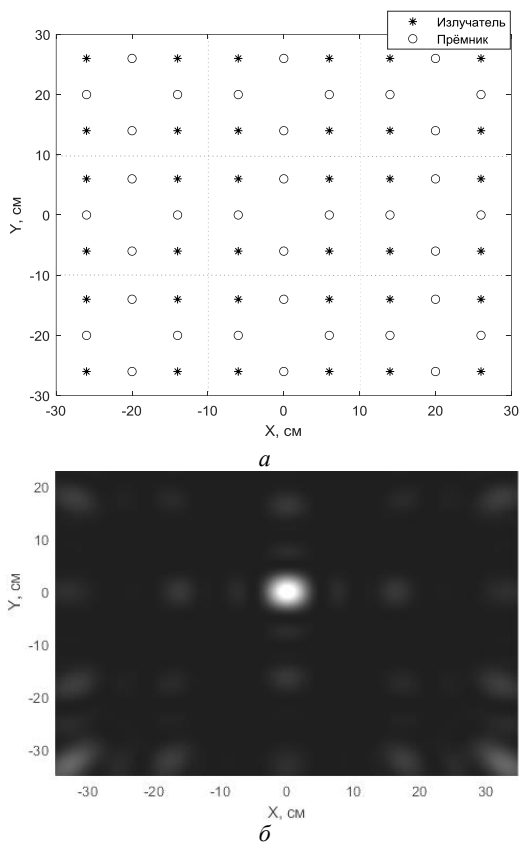


Рис. 2. Размещение антенн – *а*; реакция системы на точечный рассеиватель на расстоянии 50 см от плоскости антенны – *б*

Заключение. Было введено новое оптимизированное размещение антенных решеток для системы визуализации с использованием алгоритма обобщенного градиента, использовалось 9 подрешеток с шагом размещения 0,2 м по оси x и 0,2 по оси y . Рассматривалось 4 передатчика и 4 приемника в каждой подрешётке. Оптимизация позволила восстановить изображение точечного рассеивателя с минимальным уровнем артефактов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Wang Z., Chang T., Cui H.-L. Review of Active Millimeter Wave Imaging Techniques for Personnel Security Screening // IEEE Access. – 2019. – No. 7. – P. 148336–148350. <https://doi.org/10.1109/access.2019.2946736>
2. Fishler E., Haimovich A., Blum R., Chizhik D., Cimini L., Valenzuela R. (n.d.). MIMO radar: an idea whose time has come // Proceedings of the 2004 IEEE Radar Conference. IEEE Cat. No. 04CH37509). <https://doi.org/10.1109/nrc.2004.1316398>
3. Суханов Д.Я. Многомерная согласованная фильтрация в радио- и ультразвуковой томографии: автореф. дис. ... д-ра ф.-м. наук: 01.04.03. – Томск, 2015. – URL: <http://vital.lib.tsu.ru/vital/access/manager/Repository/vtls:000510422>
4. Guo H., Jing G., Dong M., Zhang L., Zhang X. Position-only synthesis of uniformly excited elliptical antenna arrays with minimum element spacing constraint // EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking. – 2019. – No. 1. <https://doi.org/10.1186/s13638-019-1574-2>
5. Liang S., Fang Z., Sun G., Liu Y., Qu G., Zhang Y. Sidelobe Reductions of Antenna Arrays via an Improved Chicken Swarm Optimization Approach // IEEE Access. – 2020. – No. 8. – P. 37664–37683. <https://doi.org/10.1109/access.2020.2976127>

УДК 528.71

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ ВЫСОТОМЕРА МАЛОГАБАРИТНОЙ СИСТЕМЫ НАВИГАЦИИ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

Д.О. Ноздреватых, аспирант, ст. преп.;

А.С. Аникин, доцент, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, каф. РТС, daria.o.nozdrevatykh@tusur.ru

Рассматривается вопрос о моделировании работы высоотомера малогабаритной системы навигации беспилотного летательного аппарата. Для проработки алгоритмов оценки высоты радиовысотометром разработана модель, описывающая спектр сигнала биений $S_{\epsilon}(t)$.

Ключевые слова: беспилотный летательный аппарат, высоотомер, малогабаритная система навигации.

Малогобаритная система навигации беспилотного летательного аппарата (МГСН БПЛА) предназначена для высокоточного определения местоположения БПЛА в пространстве относительно поверхности Земли (долгота, широта, абсолютная высота, истинная высота) и относительно растительности (высота над верхней кромкой растительности).

Малогобаритные БЛА должны отличать высокая мобильность всех систем, многофункциональность, относительная дешевизна конструкции и малая уязвимость, связанная со сложностью обнаружения объектов такого класса. Поэтому к бортовому оборудованию таких БЛА предъявляют жесткие требования к массогабаритным характеристикам и необходимому набору функций, обеспечивающих выполнение задач целевой нагрузки.

Вследствие этого ключевым вопросом разработки БЛА является задача построения пилотажно-навигационной системой траекторий полета, оптимальных по заданным критериям, а также своевременное и адекватное внешним факторам автономное изменение этих траекторий на базе минимально сложной информационной системы [1]. Успешное решение этой задачи обеспечивает существенно более рациональное использование БЛА и способствует достижению основной целевой функции аппаратов данного класса – автономности применения.

МГСН БПЛА состоит из двух основных блоков:

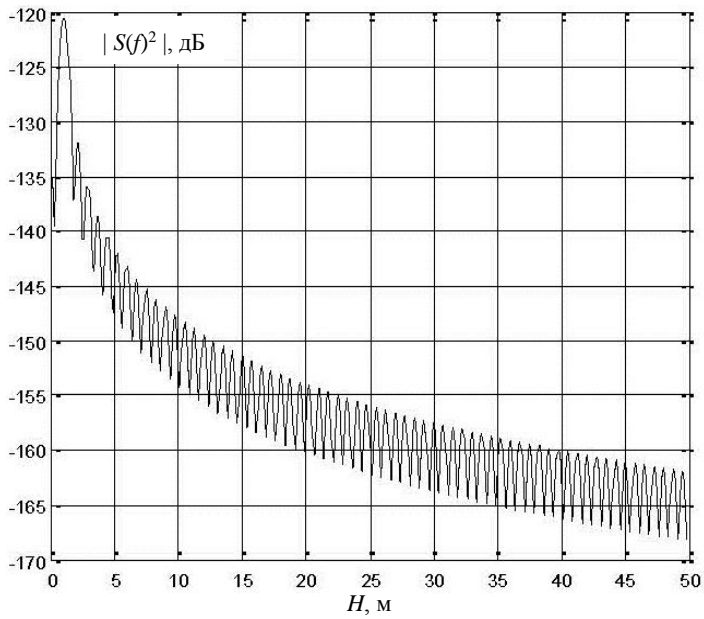
- блок измерения истинной высоты полёта,
- блок системы навигации.

Также в состав МГСН входит контроллер для преобразования выходных данных блоков навигации и измерения высоты к формату обмена информацией в информационно-измерительной системе БПЛА.

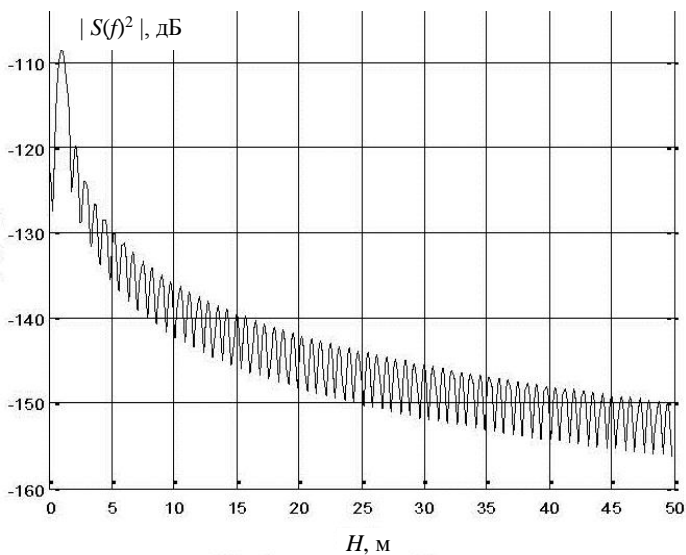
Для проработки алгоритмов оценки высоты радиовысотомером целесообразно разработать модель, описывающую спектр сигнала биений $S_6(t)$ [2].

Прямое имитационное моделирование принятого сигнала в диапазоне СВЧ требует высоких аппаратных ресурсов и памяти из-за большого объёма элементов массива временного сигнала. Так, на длительности 10 мс ЛЧМ-радиосигнал с центральной частотой 4,3 ГГц содержит не менее 8,6 млн дискретных отсчётов.

Результаты моделирования спектра мощности сигнала биений представлены на рис. 1. По горизонтальной оси отложена высота до подстилающей поверхности.

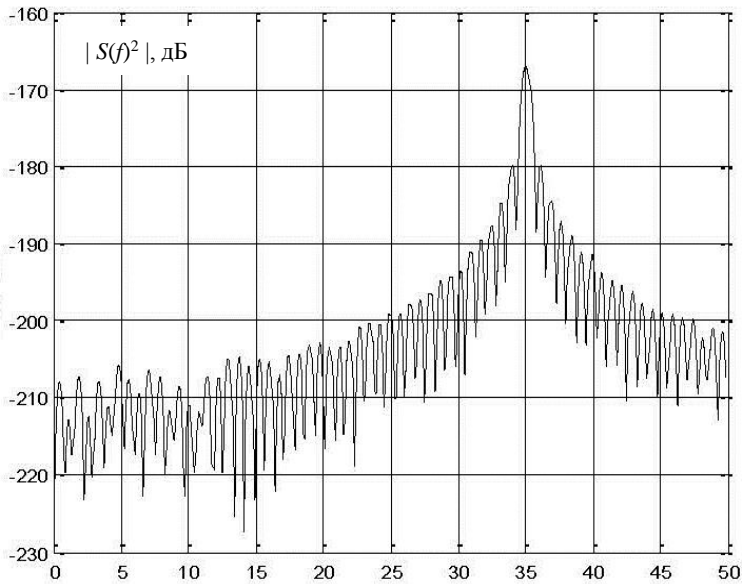


$H = 1 \text{ м}, \sigma_0 = -30 \text{ дБ}$

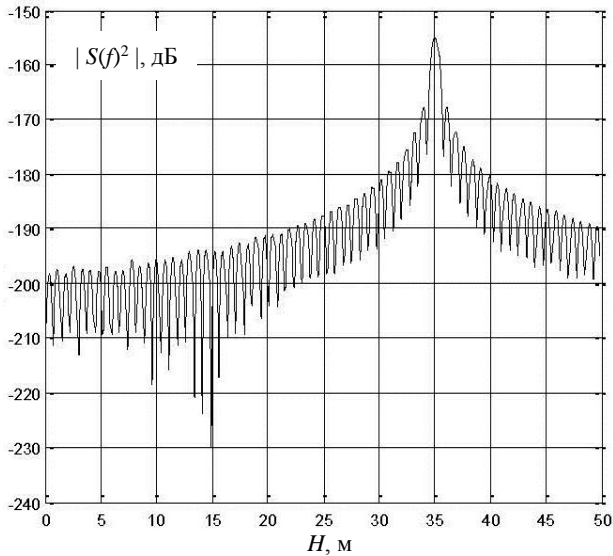


$H = 1 \text{ м}, \sigma_0 = -18 \text{ дБ}$

Рис. 1 (начало)

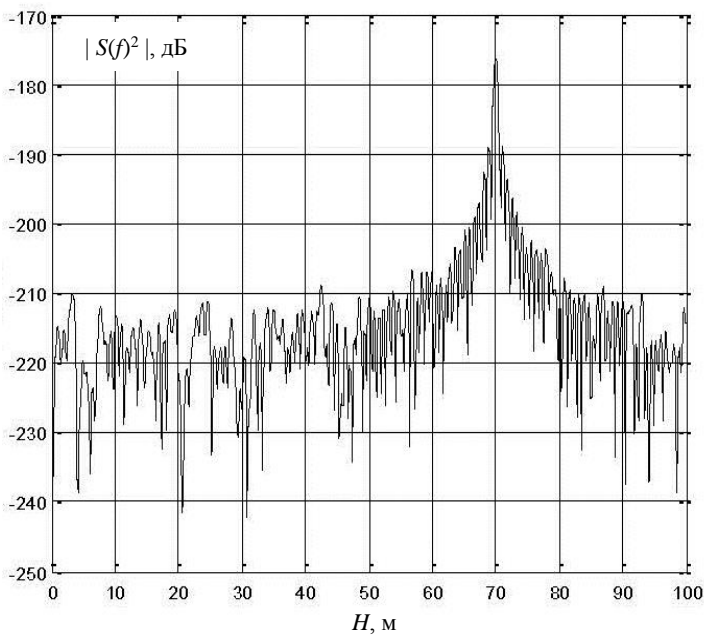


$H, \text{ м}$
 $H = 35 \text{ м}, \sigma_0 = -30 \text{ дБ}$

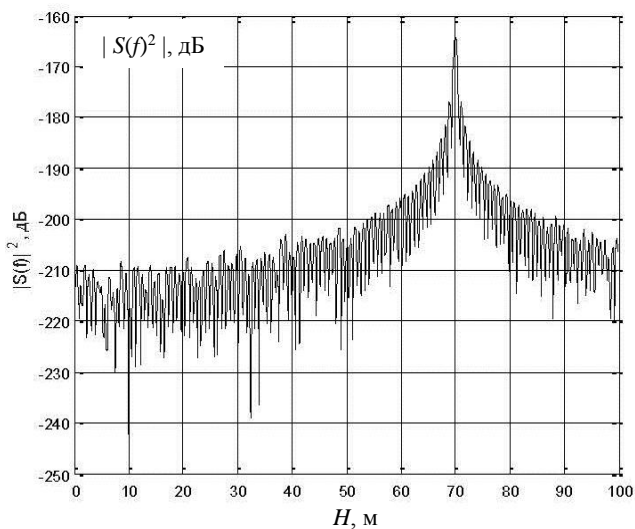


$H, \text{ м}$
 $H = 35 \text{ м}, \sigma_0 = -18 \text{ дБ}$

Рис. 1 (продолжение)



$H = 70 \text{ м}, \sigma_0 = -30 \text{ дБ}$



$H = 70 \text{ м}, \sigma_0 = -18 \text{ дБ}$

Рис. 1 (окончание). Спектр мощности сигнала биений

Из рисунка видно, что моделируемый спектр сигнала биений соответствует заданным высотам расположения радиовысотомера. Выбранные параметры зондирующего ЛЧМ-сигнала радиовысотомера обеспечивают обнаружение после отражения подстилающей поверхностью на фоне аддитивного гауссовского шума.

ЛИТЕРАТУРА

1. Братанов Д.А. Исследование и построение алгоритмов автоматической пилотажно-навигационной системы малогабаритного беспилотного летательного аппарата многократного применения: автореф. дис. ... канд. ф.-м. наук. – М., 2010. – 19 с.
2. Денисов В.П. Радиотехнические системы: учеб. пособие / В.П. Денисов, Б.П. Дудко. – Томск, 2006. – 253 с.

УДК 621.372.6

ВЕРИФИКАЦИЯ АЛГОРИТМОВ РАСЧЁТА КАСКАДНОГО СОЕДИНЕНИЯ СВЧ-УСТРОЙСТВ

*К.Д. Зайков, лаборант НИИ РТС; К.А. Ярков, аспирант каф. РТС
Научный руководитель А.С. Аникин, доцент каф. РТС
г. Томск, ТУСУР, зайков.k.126-2@e.tusur.ru*

Приведён расчёт матрицы рассеяния каскадно-соединённых СВЧ-устройств, по результатам которого были верифицированы алгоритм блочных S-матриц и метод свободных и связанных плеч. Перечислены факторы, которые снижают точность расчёта, и продемонстрирован один из этих факторов.

Ключевые слова: многополюсник, волновая матрица, каскадное соединение, S-параметры, процесс измерения S-матрицы.

При проектировании СВЧ-трактов радиотехнических устройств на этапе проектирования проверку подобранных компонентов осуществляют с помощью моделирования или расчётов характеристик устройства в САПР [1]. Обычно производители радиоэлектронных компонентов СВЧ-диапазона в Datasheet приводят матрицы рассеяния, используя которые, инженер осуществляет необходимые расчёты.

Один из способов проверки получаемых характеристик тракта (например, полоса пропускания, неравномерность в полосе пропускания и т.д.) или модуля в целом основывается на использовании САПР. В САПР пользователь загружает Touchstone файлы (файлы, содержащие S-матрицы для измеренных частот) и после запуска анализирует полученные данные.

Но в связи с тенденцией ввода санкций, запрета иностранного программного обеспечения и импортозамещения, отечественных САПР, способных выполнить данное моделирование, нет. Поэтому инженер прибегает к реализации алгоритмов каскадного соединения СВЧ-устройств для анализа спроектированного СВЧ-тракта.

Отметим универсальные алгоритмы расчёта СВЧ-устройств:

- метод блочных S-матриц;
- метод блочных T-матриц;
- метод свободных и связанных плеч.

Методы блочных S- и T-матриц описаны в [2]. Метод свободных и связанных плеч описан в [3]. Отметим, что метод блочных T-матриц является наиболее привлекательным в связи с простотой расчёта матрицы рассеяния двух каскадно-соединённых устройств, но при этом имеет ограничение, связанное с равным количеством портов на входе и выходе устройств. Поэтому далее его рассматривать не будем.

В работах [4, 5] была предпринята верификация данных алгоритмов, выводом которых стали низкая точность, а также отсутствие причины такой точности расчёта. Проведём повторную верификацию и объясним полученную точность в данных работах.

Для верификации алгоритмов были измерены S-параметры двух делителей мощности производства «Микран» ДМС2А-26-13р [6]. Измерения производились на векторном анализаторе цепей «Planar» серии Кобальт С1220 с предварительной калибровкой.

Собранная схема из делителей представлена на рис. 1.

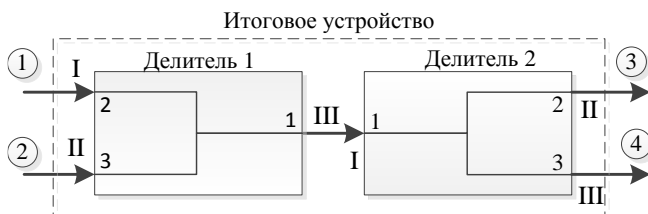


Рис. 1. Исследуемая схема: арабские цифры без круга – нумерация портов (НП) устройства согласно Datasheet; римские цифры – порядок НП при измерении и расчёте; арабские цифры в круге – НП итогового устройства

В процессе измерения было установлено, что положение коаксиального кабеля влияет на измеренные параметры, пример представлен на рис. 2, где видны аномальные измерения в диапазоне от 3,5 до 6 ГГц, которые вызваны положением СВЧ-кабеля. В таблице продемонстрирована точность расчёта без учёта аномальных диапазонов частот (АДЧ) и исключая их.

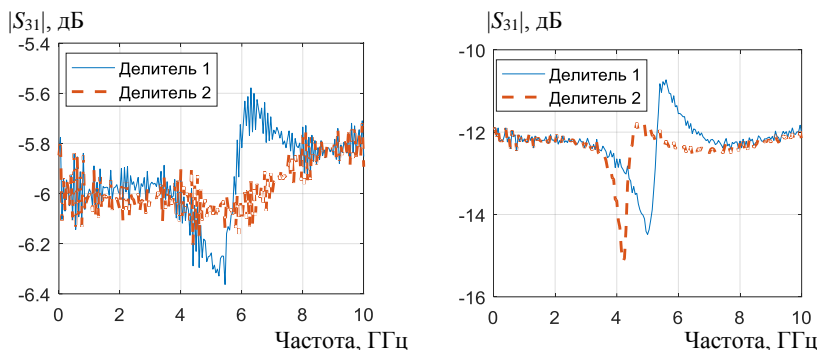


Рис. 2. Измеренные S_{31} - и S_{32} -параметры делителей 1 и 2

Точность расчёта матрицы рассеяния итогового устройства

Коэффициент	Отражения, дБ	Передачи, дБ	Развязки, дБ
Без учёта АДЧ	0,747	0,25	0,464
С учётом АДЧ	0,617	0,234	0,329

Как видно из таблицы, точность расчёта увеличивается. Отметим, что оба метода расчёта матрицы рассеяния итогового устройства получили равные результаты. Поскольку погрешность расчёта не превышает 1 дБ, алгоритмы можно считать верифицированными.

Таким образом, по результатам выполненного расчёта и полученного опыта в рамках работы по данной теме можно выделить следующие основные причины, которые снижают точность расчёта матрицы рассеяния каскадно-соединённых СВЧ-устройств:

1. Использование коаксиальных кабелей низкого качества (без защитного экранирования, жёсткой оплётки и т.д.), как результат калибровка происходит относительно конкретного положения кабеля.

2. Игнорирование измерений S-параметров одинаковых СВЧ-устройств.

3. Частичная калибровка.

4. Отклонение от методики измерений.

Аналогичным образом в работах [4, 5] могли быть допущены пренебрежения или использованы оснастки низкого качества. В результате чего было невозможно однозначно сказать о верификации данных алгоритмов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гостюхин В.Л. и др. Активные фазированные антенные решётки / под ред. В.Л. Гостюхина. –3-е изд. перераб. и доп. – М.: Радиотехника, 2011. – 304 с.

2. Сазонов Д.М. Устройства СВЧ / Д.М. Сазонов, А.Н. Гридин, Б.А. Мишустин. – М.: Высш. школа, 1981. – 295 с.
3. Справочник по расчёту и конструированию СВЧ-полосковых устройств / С.И. Бахарев, В.И. Вольман, Ю.Н. Либ и др.; под ред. В.И. Вольмана. – М.: Радио и связь, 1982. – 328 с.
4. Зайков К.Д. Верификация алгоритмов расчёта каскадного соединения многополосников / К.Д. Зайков // Сборник избранных статей Научной сессии ТУСУР. – 2021. – № 1-1. – С. 22–25.
5. Куулар Ч.М. Расчет результирующей волновой матрицы каскадного соединения СВЧ-устройств / Ч.М. Куулар, К.Д. Зайков // Сборник избранных статей Научной сессии ТУСУР. – 2021. – № 1-1. – С. 25–28.
6. Делители мощности – элементы СВЧ-тракта [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.micran.ru/productions/PIS/accessory/divider/divider/> (дата обращения: 01.03.2022), АО «НПФ «Микран».

ПОДСЕКЦИЯ 1.2

ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ЭКСПЛУАТАЦИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

Председатель – Шостак А.С., проф. каф. КИПР, д.т.н.;
зам. председателя – Озёркин Д.В., декан РКФ, к.т.н.

УДК 621.396.96

ПРИМЕНЕНИЕ ДЛИННОЙ ЛИНИИ ДЛЯ КОМПЕНСАЦИИ РЕАКТИВНОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ НАГРУЗКИ В ЗАДАЧАХ РАДИОВОЛНОВОГО КОНТРОЛЯ

Н.А. Федоров, студент

*Научный руководитель А.С. Шостак, проф., д.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. КИПР, fedorovna1908@mail.ru*

Предложен способ компенсации реактивного сопротивления нагрузки радиоволнового датчика в виде симметричного вибратора для контроля однородных и неоднородных сред. Применяемая для этого длинная линия позволяет производить согласования фидера с нагрузкой в широком диапазоне частот.

Ключевые слова: комплексная нагрузка, длинная линия, реактивная составляющая сопротивления нагрузки, коэффициент полезного действия.

Задача контроля однородных и неоднородных сред в радиоволновом диапазоне волн всегда актуальна. В качестве датчика сигнала зачастую используется линейный полуволновый вибратор. Теоретической основой метода является решение задачи о входном сопротивлении линейной антенны, расположенной над слоистым полупространством [1]. Практически задачу радиоволнового контроля решают путем измерения полного входного сопротивления линейной антенны $Z_{\Sigma} = Z_0 + \Delta Z$, где Z_0 – сопротивление антенны в свободном пространстве, ΔZ – внесенное в антенну сопротивление за счет наличия полупространства с параметрами $T_2 \rightarrow \infty$, ϵ_2 – диэлектрическая проницаемость полупространства (рис. 1).

Более перспективным является способ, при котором первоначально компенсируют первичное поле, в данном случае компенсируют сопротивление антенны в свободном пространстве – Z_0 . Для ком-

пенсации первичного поля используются различные методики [2–4]. Рассмотрим метод компенсации первичного поля с применением ферритового циркулятора [5]. Приведем расчетные данные задачи случая расположения линейной антенны ($2l$) над полупространством с диэлектрической проницаемостью, равной $10 - 0,1 \times i$, (рис. 2). Расчеты проведены для внесенного полупространством в антенну модуля $I\Delta Z(h)I$, активного $\text{Re}(\Delta Z(h))$ и реактивного $\text{Im}(\Delta Z(h))$ сопротивления.

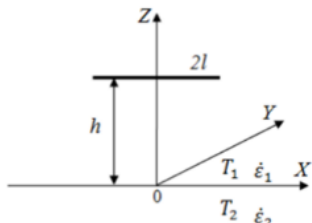


Рис. 1. Линейная антенна $2l$ на высоте h

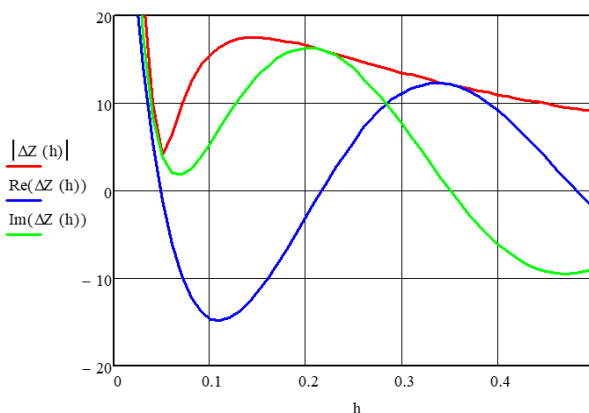


Рис. 2. Внесенное в антенну сопротивление от приведенной высоты h/λ ($\lambda = 1$ м)

В работе [5] для рабочей высоты $h \sim 0,1\lambda$ скомпенсировано отрицательное активное сопротивление $\text{Re}(\Delta Z(h))$ за счет развязки ферритового вентиля (~ 20 дБ от сопротивления антенны в свободном пространстве $- 73$ Ом). Реактивную часть предполагается компенсировать сосредоточенной реактивностью. Последнее является существенным недостатком этого метода. Следует также отметить, что реактивность в зависимости от h/λ может принимать положительные и отрицательные значения (индуктивный и емкостной характер).

На рис. 3 дается модель использования свойства длинной линии для компенсации реактивного сопротивления.

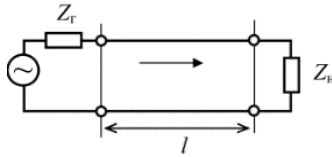


Рис. 3. Генератор (Z_r), длинная линия (l), антенна (Z_n)

Математическое описание работы длинной линии при различных нагрузках (Z_n) возьмем из [6] в виде

$$Z_{\text{вх}} = \frac{\cos(\beta * l) + i \frac{W}{Z_n} * \sin(\beta * l)}{\cos(\beta * l) + i \frac{Z_n}{W} * \sin(\beta * l)},$$

где $Z_{\text{вх}}$ – сопротивление в точке с координатой l ; β – фазовый множитель $-\pi/\lambda$; W – волновое сопротивление длинной линии.

Отметим [6], что реактивная составляющая сопротивления линейной антенны (полуволнового вибратора) заметно зависит от размеров поперечного сечения (a) и длины антенны ($2l$) – $2l/a$. Так, при бесконечно большом отношении $2l/a$ $Z_{\text{вх}}$ антенны составляет $73,1 + i42,5$. При отношении $2l/a = 70,7$ $Z_{\text{вх}}$ антенны равно $73,1+i12$. Здесь сопротивления в омах.

Следует отметить, что с ростом реактивного сопротивления нагрузки (от 10 до 40 ом) возрастает амплитуда колебаний. Похожие результаты имеют место и при отрицательных реактивностях в нагрузке. Предложенный способ компенсации реактивной составляющей нагрузки позволяет лучше согласовать линию передачи и нагрузки. Это может привести к следующим эффектам: увеличение мощности, передаваемой в нагрузку; увеличение электрической прочности линии; увеличение КПД линии; устранение вредного влияния отраженной волны на генератор; расширения рабочей полосы частот.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дума А.Р., Дорохов В.И., Шостак А.С. Радиоволновой метод контроля параметров диэлектрических материалов на основе измерения импеданса линейных антенн // Дефектоскопия. – 1986. – № 1. – С. 54–61.
2. Потекаев А.И., Парватов Г.Н., Шостак А.С., Абулкасымов М.М. Широкополосная диагностика неоднородных сред с помощью линейных антенн // Изв. высш. учеб. завед. Физика. – 2018. – Т. 61, № 7 (727). – С. 35–39.
3. Абулкасымов М.М., Черныш Т.Г., Шостак А.С. Широкополосное зондирование неоднородных сред // Изв. высш. учеб. завед. Физика. – 2017. – Т. 60, № 12-2. – С. 23–27.
4. Потекаев А.И., Парватов Г.Н., Черныш Т.Г., Шостак А.С. Влияние неоднородных подстилающих сред на импеданс системы из параллельно распо-

ложенных линейных антенн // Изв. высш. учеб. завед. Физика. – 2019. – Т. 62, № 1 (733). – С. 60–64.

5. Потекаев А.И., Парватов Г.Н., Горелкин И.И., Шостак А.С. Методика компенсации первичного поля в задаче радиоволновой диагностики сред с помощью линейных антенн // Изв. высш. учеб. завед. Физика. – 2019. – Т. 62, № 9 (741). – С. 180–184.

6. Устройства СВЧ и антенны / под ред. Д.И. Воскресенского. – 2-е изд., доп. и перераб. – М.: Радиотехника, 2006. – 376 с.

УДК 621.391.826

МОДЕЛИРОВАНИЕ СЛУЧАЙНОГО ПОЛЯ ОТРАЖЕНИЙ ЛОКАЦИОННЫХ ЭХОСИГНАЛОВ ОТ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ МОРЯ

***Е.К. Григорьев, ассистент; И.Р. Гордеев, студент каф. ПОВК
г. Санкт-Петербург, ГУАП, ev.grig95@gmail.com***

Рассмотрена задача моделирования случайного поля отражений локационных эхосигналов от морской поверхности, приняты две модели, описываемые законами Рэля и логнормальным. Проведен анализ полученных моделей на согласие с указанными законами распределения.

Ключевые слова: случайное поле, подстилающая поверхность, морская поверхность, эхосигналы.

При обработке бортовой аппаратуры малых летательных аппаратов в интересах оперативного и экологического мониторинга, использующих для навигации радиолокационные карты местности, возникает потребность в математических моделях сигналов, отраженных от различных типов поверхностей, в частности, в окрестностях морской поверхности при возникновении чрезвычайных ситуаций, бедствий и т.д., происходящих на открытой воде [1]. Традиционно в качестве таких моделей использовались модели стохастических сигналов, флуктуации огибающей которых описывались законами Рэля и Рэля–Райса, что применимо для бортовых локаторов с невысокой разрешающей способностью [2]. Однако современные локаторы обладают высокой разрешающей способностью, где модель описывается логнормальным законом распределения. В связи с этим актуальной является задача построения цифровых моделей указанных полей.

Целью работы является моделирование случайных полей отражений, основанных на использовании логарифмически-нормального и рэлеевского законов распределения.

Структурная схема алгоритма моделирования показана на рис. 1. Моделирование будем проводить в среде MatLab, поскольку данная система позволяет использовать всю оперативную память, доступную в вычислительном устройстве, что важно при моделировании полей больших размерностей. Также существует возможность переноса MatLab кода в C++ код для существенного ускорения разработанных моделей [3]. Алгоритм генерации случайного поля описан в [4].

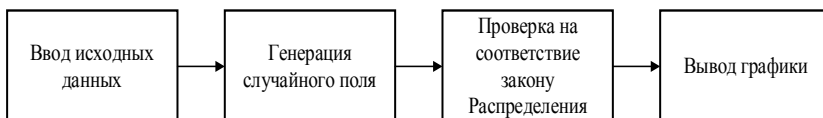


Рис. 1. Структурная схема модели

Проверка осуществлялась с помощью критериев согласия Пирсона и Колмогорова. Гистограммы модельных данных и соответствующие плотности вероятностей логнормального закона распределения и распределения Рэлея показаны на рис. 2.

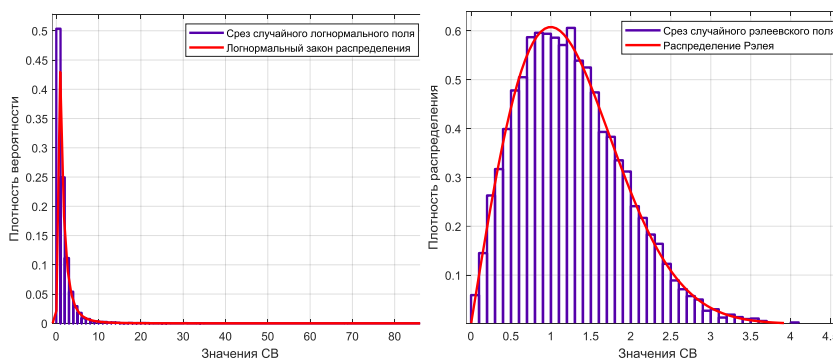


Рис. 2. Проверка соответствия модели заданному закону распределения

После проверки полученных данных происходит визуализация случайного поля. Случайные поля с рэлеевским и логнормальным распределением показаны на рис. 3 и 4.

Полученные модели случайных полей открывают возможности отладки алгоритмов формирования локационных сигналов, отраженных от поверхности моря, что позволит сократить время разработки радиоэлектронных устройств за счет сокращения этапов полунатуральных и натуральных испытаний.

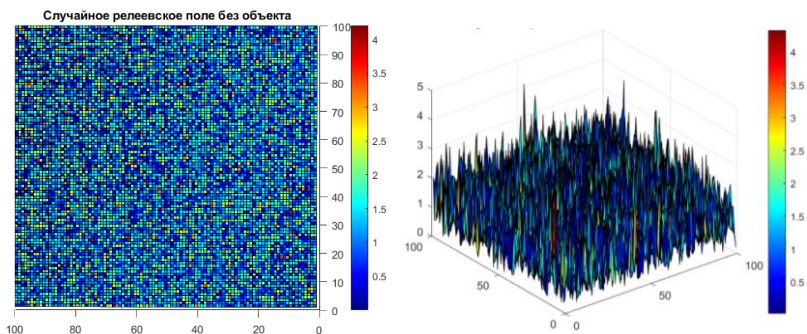


Рис. 3. Случайное поле. Распределение Рэля

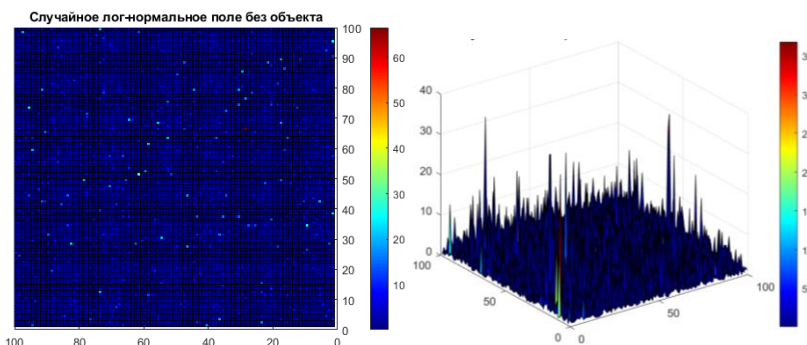


Рис. 4. Случайное поле. Логнормальное распределение

ЛИТЕРАТУРА

1. Ненашев В.А. Особенности классификации подстилающих поверхностей Земли по характеристикам эхосигналов в бортовых РЛС // Труды МАИ. – 2021. – № 118. – DOI 10.34759/trd-2021-118-11.
2. Klemm R., Nickel U., Gierull Ch., Lombardo P., Griffiths H., Koch W. (eds.). Novel Radar Techniques and Applications. – Vol. 1: Real Aperture Array Radar, Imaging Radar, and Passive and Multistatic Radar // SciTech Publishing. – 2017. – 952 p. – URL: http://dx.doi.org/10.1049/sbra512f_pti
3. Ненашев В.А. Языки программирования в моделировании и обработке информации. MatLab: учеб.-метод. пособие / В.А. Ненашев, Е.К. Григорьев. – СПб.: ГУАП, 2021. – 117 с.
4. Св-во о госрегистрации программы для ЭВМ № 2020615071. Програма моделирования локационных эхосигналов подстилающей поверхности моря / В.А. Ненашев, А.П. Шепета, Е.К. Григорьев. Заявка № 2020613800. Дата поступления 30 марта 2020 г. Зарег. в Реестре программ для ЭВМ 14 мая 2020 г.

ПОДСЕКЦИЯ 1.4

ВИДЕОИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

Председатель – Курячий М.И., доцент каф. ТУ, к.т.н.;
зам. председателя – Каменский А.В., доцент каф. ТУ, к.т.н.

УДК 004.932.2

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМОВ ФИЛЬТРАЦИИ ЦИФРОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ДЛЯ РАЗНЫХ ЗНАЧЕНИЙ ДИСПЕРСИИ ГАУССОВСКОГО ШУМА

Т.М. Акаева, магистрант каф. ТУ

Научный руководитель В.В. Капустин, доцент каф. ТУ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, ttnakaeva@gmail.com

Рассматривается эффективность алгоритмов фильтрации цифровых изображений, используемых в разработанной программе, в зависимости от дисперсии гауссовского шума. Оценка эффективности удаления шума выполнялась с использованием метрик RMSE, PSNR, SSIM и MD.

Ключевые слова: фильтрация цифровых изображений, дисперсия шума, оценка качества изображения.

В процессе передачи и преобразования посредством радиотехнических систем изображения подвергаются воздействию различных помех, что в ряде случаев приводит к ухудшению визуального качества и потере характерных участков изображений [1]. Шумы на изображениях характеризуются различной структурой и мощностью, но существует множество методов их подавления. Ранее была разработана программа для фильтрации изображений [2]. Однако целесообразно исследовать эффективность используемых в данной программе алгоритмов при различной дисперсии гауссовского шума (σ^2).

Цель работы – исследование эффективности алгоритмов фильтрации цифровых изображений в зависимости от дисперсии гауссовского шума.

Для тестирования эффективности алгоритмов фильтрации, используемых в программе, выбрано изображение, представленное на рис. 1. Данное изображение было зашумлено гауссовским шумом с различными значениями дисперсии. Результат зашумления представ-

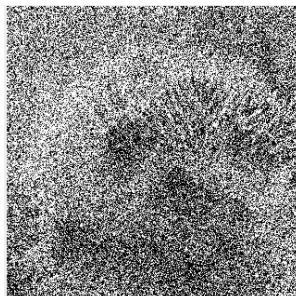
лен на рис. 2, *а, б*. Полученные зашумленные изображения были обработаны следующими алгоритмами: медианный фильтр, линейный фильтр, фильтр Винера, размытие Гаусса, анизотропная диффузия, вейвлет Хаара, вейвлет Мейера, вейвлет Добеши, 3D-filtrig, non local means. Результат обработки представлен на рис. 2, *в, г*.



Рис. 1. Исходное изображение



а



б



в



г

Рис. 2. Зашумленное изображение при дисперсии шума 0,01 – *а*; 0,5 – *б* и результаты их обработки фильтром Non local means при дисперсии шума 0,01 – *в*; 0,5 – *г*

Оценка эффективности подавления шума производилась по нескольким критериям оценки качества обработки изображения, таких как: среднеквадратическая ошибка (RMSE), пиковое отношение сигнал / шум (PSNR, дБ), индекс структурного сходства (SSIM) и средняя абсолютная разность (MD) [3]. Результаты тестирования программы при различной дисперсии шума (нормированной к единице) представлены в табл. 1 и 2.

Таблица 1

Результаты качества фильтрации шума Гаусса при различных значениях дисперсии шума

Фильтр	$\sigma^2 = 0,01$				$\sigma^2 = 0,05$			
	RMSE	PSNR, дБ	SSIM	MD	RMSE	PSNR, дБ	SSIM	MD
Зашумленное	24,76	20,26	0,38	19,75	51,42	13,91	0,17	41,15
Медианный фильтр	14,09	25,15	0,71	9,61	19,82	22,18	0,49	14,88
Фильтр Винера	11,62	26,82	0,77	8,34	19,34	22,40	0,53	14,61
Линейный сглаживающий фильтр	11,82	26,68	0,72	8,75	20,28	21,99	0,47	15,99
Вейвлет Хаара	14,37	24,98	0,59	10,94	36,49	16,89	0,24	28,49
Вейвлет Добеши	13,61	25,45	0,61	10,75	26,99	19,51	0,36	21,42
Вейвлет Мейера	13,47	25,24	0,76	9,18	20,68	21,82	0,60	14,56
Non local means	10,67	27,57	0,81	7,63	18,38	22,84	0,58	13,53
3D-filtering	8,27	29,77	0,88	5,92	38,88	16,33	0,24	30,40
Гауссовское размытие	16,21	23,93	0,52	12,91	33,62	17,61	0,27	26,69
Анизотропная диффузия	18,47	22,81	0,49	13,31	49,32	14,27	0,18	38,81

Исходя из полученных результатов, приведенных в табл. 1 и 2, можно сделать вывод, что представленные фильтры увеличивают отношения сигнал / шум. Для дисперсии шума, равной 0,01, наилучшим показал себя фильтр 3D-filtering, для дисперсии 0,05 и 0,1 наилучшим оказался фильтр Non local means, а при дисперсии 0,5 наилучшим оказался метод фильтрации Мейера. Наиболее универсальным алгоритмом оказался метод фильтрации Non local means. Данный метод показал одни из самых лучших оценок качества изображения при всех значениях дисперсии шума Гаусса. В то же время другие методы хорошо справлялись только при малых значениях дисперсии.

Таблица 2

**Результаты качества фильтрации шума Гаусса
при различных значениях дисперсии шума**

Фильтр	$\sigma^2 = 0,1$				$\sigma^2 = 0,5$			
	RMSE	PSNR, дБ	SSIM	MD	RMSE	PSNR, дБ	SSIM	MD
Зашумленное	67,29	11,57	0,11	54,19	103,45	7,83	0,04	86,49
Медианный фильтр	24,62	20,31	0,38	18,92	45,39	14,99	0,17	35,94
Фильтр Винера	24,73	20,27	0,42	19,23	40,69	15,94	0,25	33,06
Линейный сгла- живающий фильтр	26,69	19,61	0,36	21,23	46,24	14,83	0,18	37,22
Вейвлет Хаара	51,55	13,88	0,15	40,62	87,19	9,32	0,05	71,23
Вейвлет Добеши	35,56	17,11	0,27	28,23	58,23	12,83	0,12	46,52
Вейвлет Мейера	25,07	20,15	0,53	18,49	38,85	16,34	0,44	31,58
Non local means	23,45	20,73	0,48	17,73	39,05	16,30	0,29	31,63
3D filtering	58,38	12,81	0,14	46,37	97,64	8,33	0,44	80,85
Гауссовское раз- мытие	44,33	15,19	0,19	35,19	70,81	11,13	0,08	56,96
Анизотропная диффузия	66,08	11,73	0,12	52,85	103,15	7,86	0,04	86,12

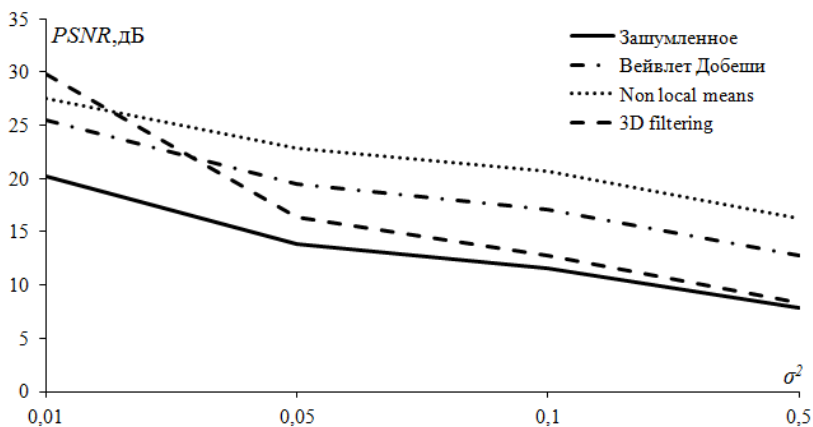


Рис. 3. Зависимость пикового отношения сигнал/шум обработанного изображения от дисперсии шума

ЛИТЕРАТУРА

1. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.technosphera.ru/files/book_pdf/0/book_311_455.pdf (дата обращения: 21.03.2020).

2. Акаева Т.М., Назарбек М., Курячий М.И. Исследование эффективности алгоритмов подавления шумов цифровых изображений // XVII Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления». – Томск, 17–19 ноября 2021 г. – Ч. 2. – С. 220–222.

3. Методы оценки качества изображения [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://studfile.net/preview/3563912/page:4/> (дата обращения: 20.12.2021).

УДК 621.397.44

ОЦЕНКА КАЧЕСТВА ИЗОБРАЖЕНИЙ, ПОЛУЧЕННЫХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АКТИВНО-ИМПУЛЬСНЫХ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

Н. Бородина, аспирант каф. ТУ

Научный руководитель В.В. Капустин, доцент каф. ТУ, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, bna@tu.tusur.ru

Представлена оценка влияния на качество изображений активно-импульсной телевизионной измерительной системы параметров работы электронно-оптического преобразователя и усилителя видеокамеры, входящих в состав приемного тракта системы.

Ключевые слова: обработка изображений, оценка качества, эталонная оценка, электронно-оптический преобразователь, микроканальная пластина.

Активно-импульсный метод определения дальности может быть успешно применен для разработки систем, позволяющих оценивать дистанцию до объектов наблюдения. К таким системам относятся активно-импульсные телевизионные измерительные системы (АИ ТИС), основным применением которых является обнаружение и распознавание объектов в сложных условиях видения (дым, туман, дождь, снег и т.п.), а также измерение расстояния до объектов. При изменении параметров АИ ТИС возможно добиться лучших результатов, однако возрастает количество шумов и усложняется процесс обработки полученных видеоматериалов [1]. Целью данной работы является оценка влияния параметров усиления яркости блоками АИ ТИС на качество получаемых изображений. Для оценки качества полученных изображений применялись объективные методы оценки качества. Под объективными методами оценки качества понимаются критерии, расчет которых происходит автоматически, без участия группы экспертов. Задача таких методов – оценивать качество изображений так, как его оценивает человек [2].

В свою очередь, объективный тип оценки подразделяется на две группы. К первой группе относятся такие алгоритмы, которым необходимы эталонные изображения, помимо исследуемых. На основе сравнения двух вариантов изображений рассчитывается итоговая эталонная объективная оценка качества. Во вторую группу входят неэталонные алгоритмы, при расчете необходимо только проверяемое изображение.

Пиковое отношение сигнал / шум (Peak Signal Noise Ratio), или PSNR, является примером эталонной оценки качества изображений. PSNR измеряется в дБ и определяется как

$$\text{PSNR} = 10 \lg \left(\frac{\text{MAX}_i^2}{\text{MSE}} \right), \quad (1)$$

где MAX_i – максимально возможное значение пикселя изображения, динамический диапазон интенсивности пикселей, MSE – среднеквадратичная ошибка (Mean Square Error).

Оценка качества структурного сходства, или SSIM-индекс (Structural Similarity Index Measure), – это также эталонный метод оценки, данную оценку можно назвать полностью эталонной, так как он заключается в полном сравнении двух изображений, исходного и прошедшего какие-либо операции компрессии, содержащего в себе артефакты и искажения [3].

SSIM-индекс рассчитывается по следующей формуле:

$$\text{SSIM}(x, y) = \frac{(2\mu_x\mu_y + c_1)(2\sigma_{xy} + c_2)}{(\mu_x^2\mu_y^2 + c_1)(\sigma_x^2\sigma_y^2 + c_2)}, \quad (2)$$

где $\mu_{x,y}$ – среднее значение; σ_x^2, σ_y^2 – дисперсии x и y ; $\sigma_{x,y}$ – ковариация x и y ; $c = (kL)^2$; L – динамический диапазон пикселей; $k_{1,2} = 0,01; 0,03$.

В качестве данных для оценки были использованы видеофайлы, полученные с использованием АИ ТИС. В фотоприемнике аппаратуры используется электронно-оптический преобразователь (ЭОП поколения 2⁺) с микроканальной пластиной (МКП). При изменении напряжения МКП растет яркость изображения, что позволяет компенсировать потери яркости подсвета, однако приводит к увеличению шумов и координатным искажениям изображения. Также у камеры (черно-белой SONY IMX MC031MG-SY-UB с разрешением 2064×1544 элементов), которая согласована с ЭОП, возможно изменение усиления, которое также приводит к увеличению контрастности видеоматериала. Для регулировки чувствительности системы имеется возможность изменять число импульсов подсвета за время одного кадра в диапазоне от 1 до 100 импульсов. Для оценки влияния на ка-

чество изображений параметров усиления яркости с использованием ЭОП и видеокамеры был проведен эксперимент. В ходе эксперимента с использованием АИ ТИС выполнялась съемка видеопоследовательностей измерительного транспаранта. В качестве эталонного кадра использовался кадр при 98 импульсах подсвета, отключенном усилении видеокамеры и напряжении МКП равном 732 В. При данных параметрах была измерена усредненная яркость области измерительного транспаранта. Далее число импульсов подсвета уменьшалось, а потеря в яркости области на транспаранте компенсировалась либо напряжением на МКП, либо усилителем видеокамеры. Примеры изображений, полученных в результате изменений этих параметров, представлены на рис. 1.



Рис. 1. Примеры изображений с АИ ТИС

Полученные результаты оценки качества представлены в таблице, а также отражены на графике (рис. 2).

Результаты расчетов

Имп.	Изменение напряжения МКП			Усиление камеры		
	Напряжение, В	PSNR, дБ	SSIM	дБ	PSNR, дБ	SSIM
48	789	38,56	0,93	6	36,37	0,88
36	815	38,18	0,92	8,5	35,23	0,86
24	853	37,50	0,92	12,1	34,05	0,81
17	888	36,67	0,91	15,3	32,75	0,76
12	927	35,77	0,91	18,5	31,63	0,71
9	963	34,94	0,9	21,3	30,37	0,65

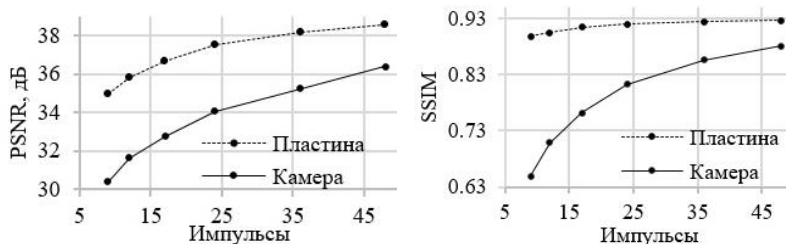


Рис. 2. Результаты расчета PSNR, SSIM

Как видно из результатов, изменение параметров усилителя камеры относительно изменения напряжения МКП значительно влияет на ухудшение качества кадров. Анализируя полученные результаты на данном этапе, можно прийти к выводу, что изучение шумов, а также методов оценки их характеристик возможно, однако применительно к изображениям с АИ ТИС методы требуют доработки. В дальнейшем планируются разработка и эксперименты с новыми методами неэталонной оценки и изображениями АИ ТИС.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 21-79-10200.

ЛИТЕРАТУРА

1. Kapustin V., Movchan A., Kuryachiy M., Chaldina E. Active-pulse television measuring systems images space-time filtration by range // Journal of Physics: Conference Series. – 2020. – Vol. 1488. – P. 012032.

2. Матвеев Д.В. Оценка качества цифровых изображений и видеоданных: учеб. пособие / Д.В. Матвеев, А.Г. Седов, В.В. Хрящев, А.В. Приоров. – М.: Ярославль, 2018. – 76 с.

3. Гурченков А.А. Улучшение качества изображений методом экстраполяции пространственных спектров / А.А. Гурченков, В.Г. Бочкарева, А.Б. Мурьнин, А.Н. Трёкин // Вестник Моск. гос. техн. ун-та. – 2016. – № 2 (65). – С. 91–102.

УДК 004.93'1

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КАСКАДОВ ХААРА В ЗАДАЧАХ ОБНАРУЖЕНИЯ ДОРОЖНЫХ ЗНАКОВ

М.Е. Сукотнова, Г.Е. Эдель, магистранты каф. ТУ

Научный руководитель В.В. Капустин, доцент каф. ТУ, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, msukotnova@mail.ru

Рассмотрены метод автоматического обнаружения объектов с использованием каскадов Хаара, а также его основные достоинства и недостатки использования данного метода распознавания. Выполнена оценка применения рассмотренных каскадов в задачах распознавания дорожных знаков на дороге из сформированной базы данных, состоящей из 828 позитивных и 1676 негативных изображений.

Ключевые слова: обнаружение, каскады Хаара, дорожные знаки, позитивные изображения, негативные изображения, база данных, объект, классификатор.

Дорожные знаки – важнейший атрибут безопасности, необходимой для организации и регулирования дорожного движения. Значи-

мость такого технического средства, как дорожный знак, очевидна – он призван информировать водителя или пешехода о возможной нестандартной ситуации на дороге. Важность распознавания дорожных знаков подкрепляется статистикой нарушения правил дорожного движения (ПДД), насчитывающей не один десяток миллионов нарушений различной тяжести в год. Распознавание дорожных знаков способно уведомить зрителя о наличии в кадре того или иного знака на записи, что, несомненно, способно уменьшить количество несчастных случаев на дороге, повысив уровень внимания водителя во время движения. Стоит отметить, что неблагоприятные погодные условия также способны воспрепятствовать созданию благоприятной ситуации на дороге, поэтому необходимо, чтобы выбранный метод распознавания мог локализовать знак вне зависимости от погодных условий в кадре.

Существует множество методов автоматического обнаружения дорожных знаков. В данной работе будет рассмотрен один из них, а именно – каскады Хаара. Каскады Хаара (примитивы Хаара) – это определенный набор различных примитивов, имеющих «светлую» и «темную» области с уровнями +1 и –1 соответственно [1].

Для обнаружения объектов примитивы необходимо обучить на выборке, состоящей из «позитивных» и «негативных» изображений. Позитивные изображения – это изображения, содержащие только предполагаемый объект обучения и ничего, кроме него. Негативные изображения – изображения, содержащие все, кроме объекта интереса.

Этап обнаружения начинается с принципа сканирующего окна, которое двигается по всему изображению. Вычисления элементов матрицы, а также свертка изображений, осуществляются для каждой области [2].

Каскады были обучены на 4 вида знака – «Искусственная неровность», «Осторожно, дети», «Ограничение скорости 40», «Пешеходный переход», т.е. по 207 позитивных изображений для каждого. Негативная выборка включала в себя 1676 изображений дорог и улиц. Обучение каскада происходило с помощью сторонней программы Cascade Trainer GUI, результатом работы которой является обученный файл формата .xml, служащий классификатором. Тестирование классификатора производилось с использованием алгоритма, реализованного на языке программирования Python. На рис. 1 представлены результаты работы обученного классификатора.

Для более детальной проверки работы обученного классификатора выборка позитивных изображений была уменьшена до 50 изображений. В ходе исследования было выявлено, что обнаружение проис-

ходит точнее в том случае, если позитивная выборка включает в себя наибольшее число позитивных изображений, что, несомненно, увеличит время обучения алгоритма. На рис. 2 представлены результаты автоматического обнаружения знаков для 50 позитивных изображений.



Рис. 1. Результаты автоматического обнаружения знаков «Пешеходный переход» и «Осторожно, дети»



Рис. 2. Результаты автоматического обнаружения знаков «Пешеходный переход» и «Осторожно, дети» для 50 позитивных изображений

По приведенным результатам видно, что при уменьшении позитивной выборки до 50 изображений классификатор детектировал области, не принадлежащие обученной выборке.

Также исходное изображение было размыто с помощью функции `cv2.blur` с ядром формы (6,6) и затемнено. На рис. 3 представлены результаты автоматического обнаружения знаков для размытого (а) и затемненного (б) изображений.

Следует отметить, что в случае размытого изображения обученный классификатор справился со своей задачей – все знаки были обнаружены в кадре, однако в таком случае классификатор становится более чувствителен к настройкам, задаваемым в процессе обнаружения. По затемненному изображению видно, что обученный классификатор наиболее чувствителен к изменениям освещения – в результате искусственного понижения яркости изображения был распознан только один из трех представленных знаков.



a

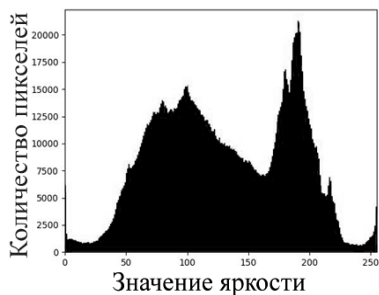


б

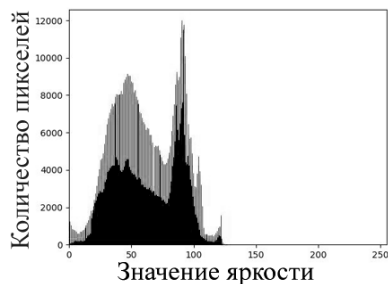
Рис. 3. Результаты автоматического обнаружения знаков «Пешеходный переход» и «Осторожно, дети» для размытого изображения (*a*) и затемненного (*б*) изображения

На рис. 4 представлены гистограммы для исходного (*a*) и затемненного (*б*) изображений.

Таким образом, основными недостатками данного метода являются относительная неустойчивость при изменении освещения изображения, а также большая зависимость от количества изображений в обучающей выборке, однако риск ложного обнаружения можно значительно снизить, увеличив объем позитивной выборки. К достоинствам использования данного метода следует отнести большую скорость обнаружения, простоту реализации и кроссплатформенность [3, 4].



a



б

Рис. 4. Гистограммы для исходного (а) и затемненного (б) изображений

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 21-79-10200 в ТУСУРе.

ЛИТЕРАТУРА

1. Буй Тхи Тху Чанг. Распознавание лиц на основе применения метода Виолы–Джонса, вейвлет-преобразования и метода главных компонент / Буй Тхи Тху Чанг, Фан Нгок Хоанг, В.Г. Спицын // Изв. Том. политехн. ун-та. – 2012. – Т. 320, № 5. – С. 154–157.
2. Viola P., Jones M.J. Rapid Object Detection using a Boosted Cascade of Simple Features // IEEE Conf. on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR–2001). – 2001. – Vol. 1. – P. 511–518.
3. Сукотнова М.Е., Эдель Г.Е., Капустин В.В., Исследование эффективности работы алгоритмов автоматической идентификации лиц на базе методов LBP и Eigenface // Электронные средства и системы управления: матер. докладов XVII Междунар. науч.-практ. конф. (17–19 ноября 2021 г.): в 2 ч. – Ч. 2. – Томск: В-Спектр, 2021. – С. 213–216.
4. Сукотнова М.Е. Методы локализации лиц с последующей персональной идентификацией / М.Е. Сукотнова, Я.К. Карпова, В.В. Капустин // Электронные средства и системы управления: матер. докладов XVI Междунар. науч.-практ. конф. (18–20 ноября 2020 г.): в 2 ч. – Ч. 2. – Томск: В-Спектр, 2020. – 250 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ФОРМАТА ИЗОБРАЖЕНИЯ НА БЫСТРОДЕЙСТВИЕ ДВУМЕРНО-СЕПАРАБЕЛЬНОГО ДВУХКАСКАДНОГО ПИРАМИДАЛЬНОГО ФИЛЬТРА ПОВЫШЕНИЯ ЧЕТКОСТИ ИЗОБРАЖЕНИЙ

*А.С. Толмачева, магистрант каф. ТУ;
А.В. Каменский, доцент каф. ТУ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, 89131003680@mail.ru*

Проведено исследование влияния формата изображения на быстродействие двумерно-сепарабельного двухкаскадного пирамидального фильтра повышения четкости изображений, а именно вариант построения двумерного фильтра в апертуре 7×7 элементов. Приведены маска фильтра и оценка быстродействия двумерно-сепарабельного двухкаскадного пирамидального фильтра повышения четкости изображений.

Ключевые слова: цифровая обработка изображений, двумерные фильтры, алгоритм, быстродействие.

В настоящее время человечество все больше переходит к цифровым технологиям, в том числе речь идет о цифровых видео, фотографиях и отдельных изображениях [1], появляется задача цифровой обработки изображений. Важным фактором является эффективность используемых алгоритмов и их быстродействие. Повышение быстродействия достигается уменьшением количества вычислительных операций [2]. И поэтому вопрос об исследовании быстродействующих алгоритмов и методов цифровой обработки изображений чрезвычайно актуален [3].

Описании маски фильтра. Маска двумерно-сепарабельного двухкаскадного пирамидального фильтра повышения четкости изображений имеет размер 7×7 элементов. Данная маска, показанная на рис. 1, формируется при подаче на вход изображения, описанного двумерным единичным импульсом, необходимого для демонстрации маски фильтра. Затем оно подвергается процессу свертки два раза со строчным рециркулятором, имеющим вид $[1 \ 1 \ 1 \ 1]$, и два раза с кадровым, имеющим вид $[1; 1; 1; 1]$, после чего подается на сумматор с противоположным знаком.

Форматы изображения. Формат изображения TIFF – это графический контейнер, хранящий в себе растровые изображения. У данного формата высокое качество картинки, возможность компрессии данных: без потерь и с потерями качества.

Формат изображения BMP – это формат несжатого растрового изображения. Данный формат поддерживает монохромные и цветные двумерные цифровые изображения с различной глубиной цвета.

-1	-2	-3	-4	-3	-2	-1
-2	-4	-6	-8	-6	-4	-2
-3	-6	7	20	7	-6	-3
-4	-8	20	48	20	-8	-4
-3	-6	7	20	7	-6	-3
-2	-4	-6	-8	-6	-4	-2
-1	-2	-3	-4	-3	-2	-1

Рис. 1. Маска фильтра 7×7 элементов

Формат изображения JPEG – это формат изображений, который использует сжатие с потерями. В данном формате есть возможность настройки уровня качества сохраняемого изображения. При снижении качества удаляются детали и добавляются шумы.

Формат изображений PNG – это формат хранения графической информации. Данный формат использует сжатие без потерь.

Формат изображения PCX – это формат представления графической информации. Данный формат использует сжатие без потерь и при сохранении идущие подряд пиксели одного цвета объединяются, т.е. указывается только цвет и количество пикселей группы.

Формат изображения JPEG 2000 – это формат представления графической информации. Данный формат использует технологию вейвлет-преобразования.

Формат изображения PPM – это формат, хранящий в себе растровое изображение.

Оценка быстродействия фильтра. Производился эксперимент, по результатам которого было оценено быстродействие двумерно-сепарабельного двухкаскадного пирамидального фильтра повышения четкости изображений. Для проведения эксперимента было выбрано семь форматов изображений с размером 640×480 элементов и 5472×3078 элементов.

Результаты эксперимента для изображения 640×480 элементов приведены в табл. 1, для изображения размером 5472×3078 элементов – в табл. 2.

Таблица 1

Результаты эксперимента для изображения размером 640×480 элементов

Формат	TIF	BMP	JPEG	PPM	JPEG 2000	PNG	PCX
Размер	900 КБ	900 КБ	91,9 КБ	900 КБ	394 КБ	570 КБ	886 КБ
№	Время обработки, с						
1	0,0104	0,0014	0,0014	0,0013	0,0013	0,0013	0,0014
2	0,0013	0,0014	0,0012	0,0013	0,0013	0,0013	0,0013
3	0,0014	0,0016	0,0013	0,0014	0,0012	0,0013	0,0013
4	0,0013	0,0013	0,0013	0,0013	0,0013	0,0013	0,0013
5	0,0013	0,0012	0,0014	0,0013	0,0013	0,0013	0,0013
6	0,0013	0,0015	0,0011	0,0013	0,0013	0,0013	0,0013
7	0,0013	0,0013	0,0013	0,0013	0,0013	0,0013	0,0013
8	0,0013	0,0013	0,0013	0,0013	0,0013	0,0013	0,0013
9	0,0013	0,0013	0,0014	0,0016	0,0012	0,0012	0,0013
10	0,0013	0,0015	0,0014	0,0013	0,0013	0,0013	0,0013
∑/10	0,00132	0,00131	0,00131	0,00134	0,00128	0,00129	0,00131

Таблица 2

Результаты эксперимента для изображения размером 5472×3078 элементов

Формат	TIF	BMP	JPEG	PPM	JPEG 2000	PNG	PCX
Размер	15,7 МБ	48,1 МБ	2,06 МБ	48,1 МБ	7,82 МБ	15,7 МБ	45,9 МБ
№	Время обработки, с						
1	0,7357	0,8458	0,8163	0,7662	0,7021	0,8012	0,7681
2	0,8412	0,8750	0,7484	0,7065	0,7868	0,7785	0,7218
3	0,7361	0,7454	0,7438	0,7270	0,7587	0,7603	0,8104
4	0,7131	0,8553	0,7456	0,8146	0,8724	0,7716	0,7249
5	0,8205	0,7371	0,7221	0,7857	0,7566	0,7724	0,7870
6	0,7847	0,8167	0,7717	0,7242	0,7222	0,7915	0,7887
7	0,7770	0,8044	0,6686	0,7801	0,7664	0,7997	0,7534
№	Время обработки, с						
	TIF	BMP	JPEG	PPM	JPEG 2000	PNG	PCX
8	0,7154	0,7486	0,9128	0,7226	0,8079	0,7938	0,8313
9	0,7377	0,9672	0,8619	0,8037	0,7181	0,6739	0,8133
10	0,8465	0,7882	0,8420	0,7968	0,8005	0,8091	0,7439
∑/10	0,77079	0,81837	0,78332	0,76274	0,76917	0,7752	0,77428

Заключение. При использовании алгоритма в среде программирования MATLAB было выбрано семь форматов двух изображений с размером 640×480 элементов и 5472×3078 элементов, а именно TIF, BMP, JPEG, PPM, JPEG 2000, PNG, PCX. Из полученных результатов видно, что при малом разрешении изображения различие во времени обработки не заметно, а при увеличении разрешения изображения отличия становятся более существенными. Наилучшим форматом при

обработке изображения размером 640x480 элементов оказался формат JPEG 2000, наихудшим – PPM (различие составляет 0,00006 с). Наилучшим форматом при обработке изображения размером 5472x3078 элементов оказался формат PPM, наихудшим – BMP (различие составляет 0,05 с).

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 21-79-10200 в ТУСУРе.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений / Р. Гонсалес, Р. Вудс. – М.: Техносфера, 2012. – 1104 с.
2. Сай С.В. Современные методы анализа и повышения качества цифровых изображений / С.В. Сай, А.В. Каменский, М.И. Курачий. – Хабаровск: Изд-во Тихоокеан. гос. ун-та, 2020. – 173 с.
3. Грудин Б.Н. Обработка изображений: учеб. пособие: в 2 ч. – Ч. 2: Цифровая обработка изображений / Б.Н. Грудин, В.С. Плотников, С.В. Полищук. – Изд. дом Дальневост. фед. ун-та, 2013. – 115 с.

УДК 534.6.08

УЛЬТРАЗВУКОВАЯ ТОМОГРАФИЯ ЧЕРЕЗ НЕОДНОРОДНЫЕ СРЕДЫ ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ С ПОВЫШЕНИЕМ РАЗРЕШЕНИЯ

А.Е. Кузова, аспирант каф. радиофизики

*Научный руководитель Д.Я. Суханов, проф. каф. радиофизики, д.ф.-м.н.
г. Томск, НИ ТГУ, Ang_kuz93@mail.ru*

Изучен спектр применения методов акустической томографии. Он достаточно широк – это медицина, изучение океана, дефектоскопия. Однако большинство методов не позволяет учитывать неоднородности среды и фоновые преграды. Предложен метод акустической томографии на основе решения волнового уравнения численным методом с учетом фоновых неоднородностей среды с повышением разрешения относительно метода миграции обращения времени (Reverse Time Migration). Визуализация рассеивающих объектов основана на обращении волн из области измерений и учёте зондирующего волнового поля в сочетании с обратной свёрткой с регуляризацией. Численно показана возможность применимости предложенного метода для визуализации рассеивающих объектов. Показана возможность визуализации объектов, скрытых за звукопроницаемыми преградами с известными характеристиками.

Ключевые слова: волновое уравнение, акустическая томография, обращение времени, восстановление источников, неоднородная среда.

Акустическая томография позволяет получать послойное изображение внутренней структуры исследуемого объекта посредством многократного зондирования этого объекта акустическими волнами. Восстанавливаемым изображением объекта и самим объектом исследования могут быть пространственные распределения любых параметров среды, которые вызывают изменения распространяющихся в этой среде акустических волн.

Акустическая томография находит применение в медицине для диагностики и визуализации биологических органов [1], в неразрушающем контроле для обнаружения дефектов различных сплавов и конструкций [2], при изучении океана для измерения пространственного распределения плотности, солёности, температуры и скорости течений в водной среде [3]. Широкое распространение методы акустической томографии получили и в дефектоскопии при решении обратных задач – по измеренному сигналу, рассеянному на неоднородности, определить ее форму и характеристики [4]. Обратные задачи не всегда имеют однозначное решение и чрезвычайно чувствительны к шумам измерений и несоответствиям в математической модели и условиях зондирования среды.

К методам акустической томографии относят метод сверхширокополосной эхолокации, метод Кирхгофа, метод обратного распространения волн, метод синтеза апертуры, метод обратной временной миграции. Большинство методов томографии обратного распространения волн не учитывают фоновые препятствия и неоднородности среды. Наиболее перспективно развитие метода обратной временной миграции (Reverse Time Migration (RTM)) [5, 6]. Этот метод широко используется в сейсмологии и позволяет учитывать заранее известные фоновые преломляющие препятствия.

Предлагается метод RTM высокого разрешения на основе дополнительной фильтрации зондирующего поля. После моделирования поля прямого распространения временно спектр зондирующего поля делится на квадрат спектра зондирующего сигнала, что позволяет расширить спектр обрабатываемого сигнала и в итоге повысить разрешение.

Рассмотрим решение обратной задачи предлагаемым методом RTM высокого разрешения. Проведем численное моделирование. В качестве фоновой среды рассмотрим воду (скорость звука 1440 м/с, плотность 1000 кг/м³). В качестве рассеивателей рассмотрим две сферы радиусом 20 мм (скорость звука 5500 м/с, плотность 4000 кг/м³). На верхней границе расчетной области записывался отраженный сигнал. Рассеивающие объекты зондировались сферическим волновым

пучком. Источник волнового пучка располагался сверху и излучал волну в виде короткого импульса. При численном моделировании пространственный шаг составлял 0,25 мм, шаг по времени – 2 нс. Для проверки применимости предложенного метода для восстановления рассеивателей в неоднородной среде было проведено восстановление томографического изображения рассеивателей с учетом неоднородного включения с плавно изменяющейся плотностью. На рис. 1, *а* представлен результат восстановления двух сферических рассеивателей в однородной среде, а на рис. 1, *б* представлен результат восстановления двух сферических рассеивателей в неоднородной среде.

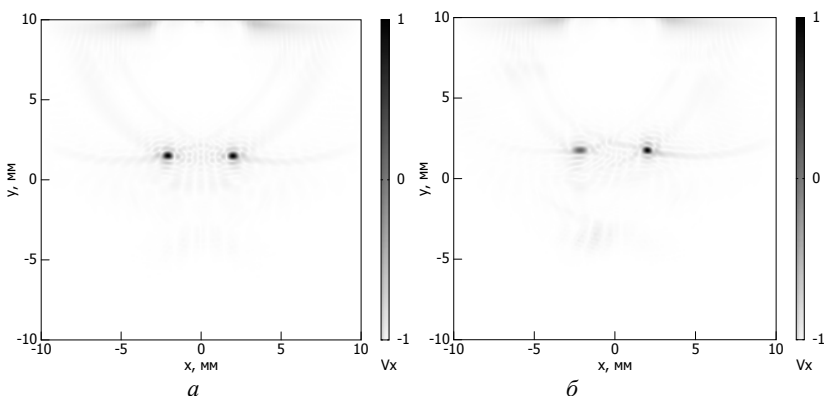


Рис. 1. Результат восстановления двух сферических рассеивателей:
а – в однородной среде, *б* – в неоднородной среде

Видно, что сферические рассеиватели визуализируются предлагаемым методом высокого разрешения. Изображение рассеивателей, полученное предлагаемым методом, имеет высокое разрешение (выше, чем у метода RTM), и рассеиватели отчетливо различимы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Hou R. Recent advances in optical coherence tomography for the diagnosis of lung disorders / R. Hou, T. Le, S.D. Murgu, Z. Chen, M. Brenner // *Expert Review of Respiratory Medicine*. – 2011. – Vol. 5. – P. 711–724.
2. Imperiale A. Coupling Strategies Between Asymptotic and Numerical Models with Application to Ultrasonic Non-Destructive Testing of Surface Flaws / A. Imperiale, N. Leymarie, T. Fortuna, E. Demaldent // *Journal of Theoretical and Computational Acoustics*. – 2018. – Vol. 26, Is. 4. – P. 1850052-1–1850052-19.
3. Andreeva T. Experimental investigation of the travel-time variance of an acoustic wave propagating through the grid-generated turbulence / T. Andreeva, W. Durgin // *Waves in Random and Complex Media*. – 2005. – Vol. 15. – P. 365–374.

4. Bias in acoustic travel time through an ocean with adiabatic range-dependence / W. Munk, C. Wunsch // *Geophysical and Astrophysical Fluid Dynamics*. – 1987. – Vol. 39. – P. 1–24.

5. Baysal E. Reverse time migration / E. Baysal, D.D. Kosloff, W. John, C. Sherwood // *Geophysics*. – 1983. – Vol. 48, Is. 11. – P. 1514–1524.

6. Müller S. Reverse Time Migration: A Seismic Imaging Technique Applied to Synthetic Ultrasonic Data / S. Müller, E. Niederleithinger, T. Bohlen // *International Journal of Geophysics*. – 2012. – Vol. 2012, Is. 11. – P. 1–7.

УДК 004.932.72'1

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ПОИСКА ОСОБЫХ ТОЧЕК НА ИЗОБРАЖЕНИЯХ ДЛЯ АВТОМАТИЧЕСКОГО ТРЕКИНГА ОБЪЕКТОВ

И.Д. Мусихин, студент каф. ТУ

*Научный руководитель В.В. Капустин, доцент каф. ТУ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР*

Производится сравнительный анализ методов SIFT, AKAZE, BRISK и ORB, используемых для поиска и сопоставления особенностей изображений. Критериями оценки служит быстродействие и эффективность исследуемых методов.

Ключевые слова: особые точки, дескрипторы, сопоставление особых точек, SIFT, AKAZE, BRISK, ORB.

В работе выполнено исследование следующих методов поиска особых точек: SIFT, AKAZE, BRISK, ORB. Рассматриваемые алгоритмы используются для сравнения двух изображений, а также могут быть применены для трекинга объектов в видеопотоке.

Алгоритм SIFT [1] использует функцию ядра Гаусса для фильтрации при построении масштабного пространства, которое представлено пирамидой Гаусса. Чтобы найти особые точки, строится пирамида разностей Гаусса, после чего каждый пиксель сравнивается со всеми его соседями.

AKAZE [2] основан на применении алгоритма Fast Explicit Diffusion [3] на пирамидальной схеме. Для каждой октавы в пирамиде вычисляется определитель Гессеана, производные второго порядка вычисляются с помощью фильтра Шарра [4]. Особые точки ищутся в октаве, значение фильтра которой выше заданного порога, после чего сравниваются относительно результатов в соседних октавах.

Идея алгоритма BRISK [5] основана на выборе наилучшей особой точки с максимальным значением интенсивности в пирамиде, которая

состоит из 4 внешних октав и 4 внутренних. Поиск особых точек в октавах осуществляется детектором FAST.

Алгоритм ORB [6] основан на вычислении ориентации особой точки при помощи быстрого древовидного FAST на исходном и на нескольких уменьшенных изображениях. Для обнаруженных точек вычисляются мера Харриса и угол ориентации.

Реализация методов поиска особых точек выполнялась с использованием ПО PyCharm, языка программирования Python, библиотек OpenCV и time. В библиотеке OpenCV содержатся необходимые функции для обработки изображений [7], а библиотека time используется для оценки времени работы алгоритмов.

Для исследования были взяты три типа видеофайлов: первый – с одним движущимся объектом на однородном фоне, второй – с двумя движущимися объектами на однородном фоне и третий – с множеством объектов на фоне, с большим количеством деталей. Необходимо проанализировать: какая пара метод/дескриптор работает с минимальным временем и с максимальным количеством пар особых точек.

На рис. 1, приведенном ниже, показан один из кадров видеофайла при обработке методом ORB. На рис. 1, *а* представлено изображение объекта интереса, выбранное из одного кадра видеофайла, на рис. 1, *б* изображен текущий кадр, а пары особых точек соединены линиями.

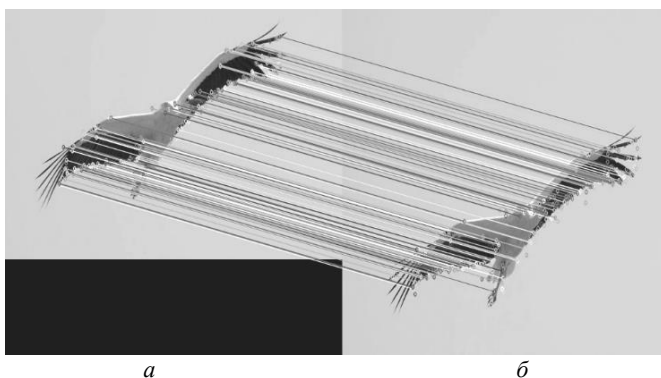


Рис. 1. Кадр из видеофайла при обработке методом ORB

Обрабатывались видеофайлы размером 1280×720 элементов с частотой кадров 30 кадров/с, при этом было установлено ограничение при поиске особых точек до 10000 в одном кадре. Самыми важными характеристиками являются время обработки одного кадра и количество пар особых точек. Полученные результаты представлены ниже в табл. 1–3.

Таблица 1

Результаты исследования алгоритмов для первого видеофайла

Алгоритм	SIFT	AKAZE	BRISK	ORB
Ср. время обработки одного кадра, с	0,27	0,20	0,02	0,02
Ср. кол-во особых точек в одном кадре	341,74	320,91	423,19	1162,87
Ср. кол-во совпадений в одном кадре	9,62	14,15	6,90	178,13
Кадров в секунду	3,74	5,10	40,59	43,56

Таблица 2

Результаты исследования алгоритмов для второго видеофайла

Алгоритм	SIFT	AKAZE	BRISK	ORB
Ср. время обработки одного кадра, с	0,32	0,21	0,12	0,05
Ср. кол-во особых точек в одном кадре	2393,79	1624,23	5138,02	9531,42
Ср. кол-во совпадений в одном кадре	2,56	4,01	15,91	41,69
Кадров в секунду	3,15	4,75	8,65	20,88

Таблица 3

Результаты исследования алгоритмов для третьего видеофайла

Алгоритм	SIFT	AKAZE	BRISK	ORB
Ср. время обработки одного кадра, с	0,49	0,23	0,35	0,07
Ср. кол-во особых точек в одном кадре	8949,19	2319,85	9918,15	9861,78
Ср. кол-во совпадений в одном кадре	0,67	4,75	10,84	41,34
Кадров в секунду	2,03	4,39	2,85	14,71

Для более удобного и детального представления, были построены графики зависимостей среднего количества совпадений особых точек (рис. 2) и среднего времени обработки одного кадра (рис. 3) от номера видеофайла.

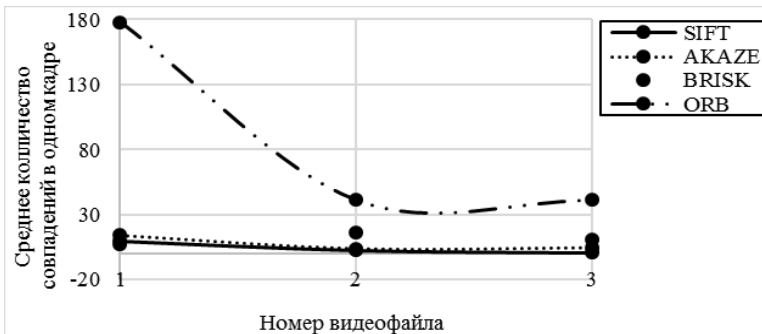


Рис. 2. Зависимость среднего количества совпадений особых точек от номера видеофайла

Как видно из табл. 1–3 и рис. 2 и 3, алгоритм ORB показывает лучшие результаты как по быстродействию, так и по эффективности – у

него наибольшее количество совпадений особых точек. Такую скорость и эффективность можно объяснить его особенностями работы. Для нахождения особых точек в ORB используется алгоритм FAST, который зарекомендовал себя как быстрый инструмент для поиска особенностей изображения [8]. Для описания особых точек используется дескриптор BRIEF, основная цель которого заключается в получении инвариантности к вращению и изменению размера особой точки [9].

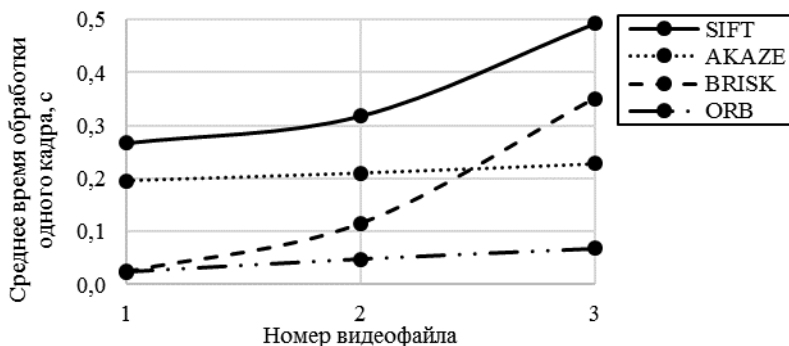


Рис. 3. Зависимость среднего времени обработки одного кадра от номера видеофайла

В результате проведенных исследований можно сделать вывод, что для реализации алгоритма автоматического трекинга объектов из рассмотренных методов поиска особых точек на изображениях по таким параметрам, как быстродействие и число сопоставлений особых точек, ORB является наиболее подходящим.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 21-79-10200 в ТУСУРе.

ЛИТЕРАТУРА

1. Lowe D.G. Distinctive image features from scale-invariant keypoints / D.G. Lowe // International Journal of Computer Vision. – 2004. – Vol. 60, Is. 2. – P. 91–110. DOI:10.1023/b: visi.0000029664.99615.94.
2. Alcantarilla P., Nuevo J., Bartoli A. Fast Explicit Diffusion for Accelerated Features in Nonlinear Scale Spaces // Proceedings of the British Machine Vision Conference 2013. – Bristol: British Machine Vision Association, 2013. – P. 13.1–13.11. DOI: 10.5244/C.27.13.
3. Grewenig S., Weickert J., Schroers C., Bruhn A. Cyclic Schemes for PDE Based Image Analysis // International Journal of Computer Vision. – 2013.
4. Weickert J., Schar H. A scheme for coherence-enhancing diffusion filtering with optimized rotation invariance // Journal of Visual Communication and Image Representation. – 2002. – P. 103–118.

5. Leutenegger S., Chli M., Siegwart R.Y. BRISK: Binary Robust invariant scalable keypoints // Computer Vision (ICCV) IEEE International Conference. – 2011. – P. 2548–2555. DOI: 10.1109/ICCV.2011.6126542.

6. Rublee E., Rabaud V., Konolige K., Bradski G. ORB: an efficient alternative to SIFT or SURF // IEEE International Conference on Computer Vision. – 2011. – Vol. 58(11). – P. 2564–2571. DOI: 10.1109/ICCV.2011.6126544.

7. OpenCV Online Documentation, 2021 // OpenCV: OpenCV modules [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://docs.opencv.org/4.5.5/index.html>, свободный (дата обращения: 08.03.2022).

8. Rosten E. Drummond T. Machine learning for high-speed corner detection // 9th European Conference on Computer Vision. – 2006. – Vol. 1. – P. 430–443. DOI: 10.1007/11744023-34.

9. Calonder M., Lepetit V., Strecha C., Fua P. BRIEF: binary robust independent elementary features // European Conference on Computer Vision. – 2010. – Vol. 6314. – P. 778–792. DOI: 10.1007/978-3-642-15561-1-56.

УДК 004.31

ПЕРЕОБУЧЕНИЕ МОДЕЛИ MOBILENET V1 ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ ПЕШЕХОДОВ НА МИКРОКОМПЬЮТЕРЕ NVIDIA JETSON NANO

Г.Е. Эдель, М.Е. Сукотнова, магистранты каф. ТУ

Научный руководитель В.В. Капустин, доцент каф. ТУ, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, german.edel99@gmail.com

Исследуется одна из ключевых проблем компьютерного зрения – обнаружение пешеходов по массиву видеоданных. В работе выполнено переобучение модели MobileNet V1 для распознавания людей и тестирование полученной модели.

Ключевые слова: обнаружение пешеходов, NVIDIA Jetson Nano, MobileNet V1, компьютерное зрение, трансферное обучение.

Система обнаружения пешеходов является важным приложением компьютерного зрения и частью усовершенствованных систем помощи водителю, которые позволяют удовлетворить потребность в автоматической идентификации пешеходов во время вождения автомобиля. За последние несколько лет в автомобильной промышленности были достигнуты значительные успехи в создании полностью автоматизированного вождения. Поскольку пешеходы являются важным участником процесса дорожного движения, то важно обеспечивать их безопасность. Проектирование системы обнаружения пешеходов включает в себя классификацию и локализацию фигуры человека, присутствующей на входном изображении или видеопотоке. Однако

обнаружение пешеходов в движущейся среде является сложной задачей, которая имеет несколько проблем, таких как разный внешний вид, позы, разные масштабы, разные точки зрения и частые окклюзии. Несмотря на то, что существует значительное количество разработанных систем обнаружения пешеходов, это направление по-прежнему остается одним из важнейших и перспективных для исследований и их коммерциализации [1, 2].

Используя готовые модели MobileNet V1, MobileNet V2, а также Inception V2 и проч., возможно распознавать множество объектов с весьма хорошей точностью. Однако зачастую не требуется распознавать десятки различных классов, а требуется распознать один или несколько. Одной из таких задач является распознавание пешеходов. Создание модели с нуля – это очень тяжелый и долгий процесс: потребовались бы тысячи изображений, тщательно классифицированных, а также большое количество процессорного времени для построения сети. Для такой задачи необходим мощный графический процессор. Хорошая новость заключается в том, что можно не создавать модель с нуля, а переобучить уже имеющиеся модели для интересующих нас объектов. Такое обучение еще называют трансферным обучением. В данной работе будет переобучена модель MobileNet V1, дополнительная информация о ней изложена в [3]. Для обучения будут использованы наборы данных, которые размещены в свободном доступе. Наиболее подходящие наборы данных имели названия: Person, Man, Girl, Boy, Woman и Human body. Всего для обучения было загружено 4758 изображений. На каждом изображении существуют метки людей на них. Количество меток для классов приведено в таблице.

Количество меток для каждого используемого класса

Boy	Girl	Human body	Man	Person	Woman
573	1177	1018	8373	5391	4604

Благодаря тому, что используется уже готовый набор данных, не придется выделять людей на изображениях вручную, это уже сделано. Когда имеется нужный набор данных, начинается обучение модели.

Работа была выполнена на микрокомпьютере NVIDIA Jetson Nano. Это одноплатный компьютер из серии Jetson корпорации NVIDIA. Эти компьютеры предназначены для использования в качестве встроженных систем, для алгоритмов, требующих высокого уровня распараллеливания. Их преимуществом являются графические чипы, обеспечивающие относительно высокую вычислительную мощность за счет низкого энергопотребления. Все модели Jetson используют операционную систему Linux.

При своих размерах 70×45 мм модель Nano является самой маленькой и дешевой из серии Jetson. Его графический чип способен выполнять до 472 GFLOP (472 млрд операций с плавающей запятой в секунду) при потреблении до 10 Вт. Jetson Nano можно использовать в двух режимах питания, а именно в режиме с потреблением 5 или 10 Вт. Плата Nano оснащена четырьмя отверстиями, позволяющими установить ее в устройство, которым она должна управлять. Карта памяти используется в качестве хранилища в Jetson Nano [4].

Несмотря на все преимущества набора Jetson Nano, для задачи переобучения нейронной сети он не совсем подходит. Так, например, первые попытки обучить модель на 10000 изображениях потерпели неудачу. Микрокомпьютер не справляется с таким количеством видеоданных. Тренировка модели происходит по эпохам. Для создания рабочей модели требуется провести около 100 эпох. Это весьма затруднительно, ведь, как показывает практика, обучение одной лишь эпохи на микрокомпьютере Jetson Nano занимает около 20 мин. Для обучения обязательно нужно поставить файл подкачки, так как собственных 4 Гб оперативной памяти недостаточно для выполнения данной задачи. В процессе тренировки создаются файлы для каждой прошедшей эпохи. Постепенно с увеличением количества эпох снижаются потери, а модель становится все более точной.

Так, взяв каждую десятую эпоху, на рис. 1 приведены изображения детектирования одного и того же кадра.

Как видно из рис. 1, для модели, обученной на 10 эпохах, точность достигла 44,1%, на 20 эпохах – 55,5%, на 30 эпохах – 52,6%, на 40 эпохах – 52,6 и на 50 эпохах – 84,9%. Таким образом, точность модели растет и достигает 84,9%. В большинстве кадров человек был распознан как «Map» и лишь в одном как «Person», что связано с процессом обучения – класс «Map» обладал наибольшим количеством изображений и меток. Обученная модель показывает хорошее быстродействие (порядка 38 FPS).

Анализируя полученные данные на данном этапе, можно прийти к выводу, что модель хорошо адаптируется к видеомассиву, и стоит продолжить ее обучение. Уже при обучении в течение 50 эпох была достигнута точность распознавания в 84,9%. Полученная модель обладает высоким быстродействием, количество кадров в секунду варьируется от 37 до 39, что в совокупности с дальнейшим обучением и повышением точности выглядит весьма привлекательно. Jetson Nano явно не хватает мощности для тренировки модели: для трансферного обучения данной модели понадобилось свыше 16 ч. Однако медленно, но верно он справляется с поставленной задачей.

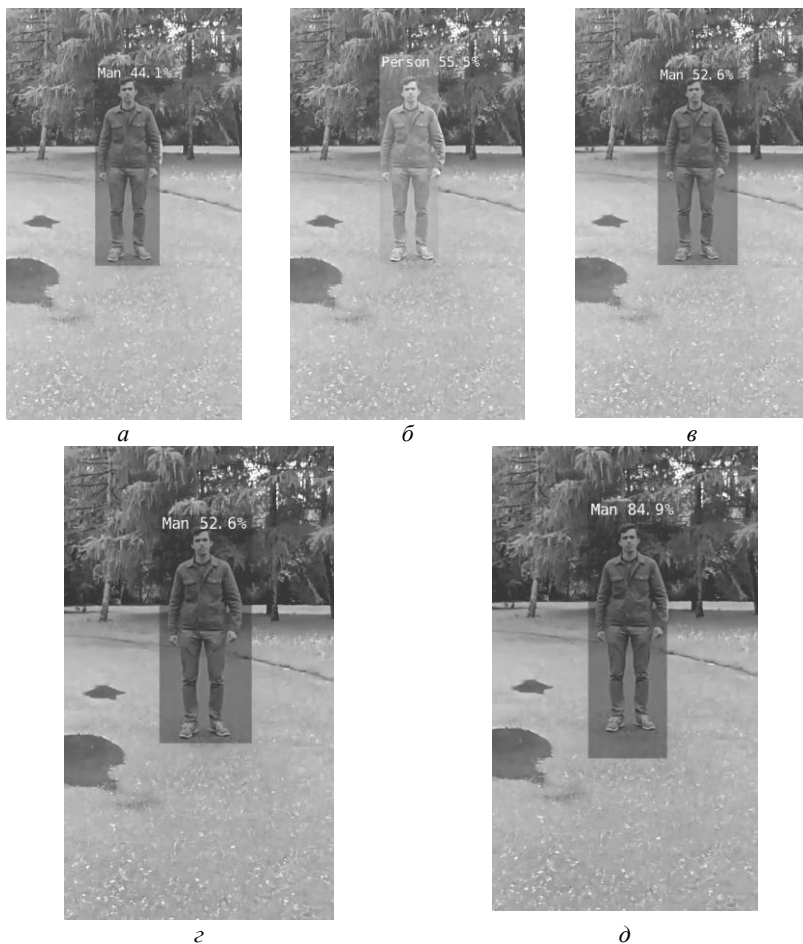


Рис. 1. Обнаружение пешехода моделью:
10 эпох (а); 20 эпох (б); 30 эпох (в) 4 40 эпох (г); 50 эпох (д)

Исследование выполнено в ТУСУРе за счет гранта Российского научного фонда № 21-79-10200.

ЛИТЕРАТУРА

1. Обзор алгоритмов решений задачи оптического распознавания пешехода [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://cyberleninka.ru/article/n/obzor-algoritmov-i-resheniy-zadachi-opticheskogo-raspoznavaniya-peshehoda/viewer> (дата обращения: 01.03.2021).

2. Мобильные сети: эффективные сверточные нейронные сети для приложений мобильного зрения [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://arxiv.org/abs/1704.04861> (дата обращения: 24.02.2022).

3. Эдель Г.Е., Сукотнова М.Е., Капустин В.В. Исследование алгоритма MobileNet V1 и его сравнение с MobileNet V2 на микрокомпьютере NVIDIA Jetson Nano // Матер. докладов междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления» (МНПК ЭСиСУ–2021), Томск, 19–21 ноября 2021 г. – Томск: В-Спектр, 2021. – Ч. 2. – С. 242–245.

4. Комплект разработчика NVIDIA Jetson Nano [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://developer.nvidia.com/embedded/jetson-nano-developer-kit> (дата обращения: 20.02.2022).

ПОДСЕКЦИЯ 1.5

ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И СИСТЕМЫ ШИРОКОПОЛОСНОГО БЕСПРОВОДНОГО ДОСТУПА

Председатель – Рогожников Е.В., доцент каф. ТОР, к.т.н.

УДК 621.396.49

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИИ NB-IOT ДЛЯ ОРГАНИЗАЦИИ КАНАЛА СВЯЗИ МЕЖДУ БАЗОВОЙ СТАНЦИЕЙ И БЕСПИЛОТНЫМ ЛЕТАТЕЛЬНЫМ АППАРАТОМ

*А.В. Коновальчиков, магистрант; Е.В. Рогожников, доцент;
С.М. Мухамадиев, магистрант; К.В. Диноченко, студент
г. Томск, ТУСУР, каф. ТОР, priest250@gmail.com*

Приведен обзор технологии NB-IoT и предложен новый метод использования технологии NB-IoT для организации канала связи между базовой станцией (БС) и беспилотным летательным объектом (БПЛА).

Ключевые слова: БПЛА, базовая станция, NB-IoT, LTE.

Рынок интернета вещей (IoT) – динамично развивающееся технологичное направление. Существует множество технологий IoT (LoRaWAN, Sigfox, NB-IoT, стриж и др.), при этом технология NB-IoT обладает преимуществом, заключающимся в том, что для ее использования не требуется развитие инфраструктуры, поскольку технология поддерживается подавляющим большинством существующих базовых станций операторов, поддерживающих сеть LTE. В 2021 г. зона покрытия LTE, а следовательно, и NB-IoT в крупных городах доходила до 95%. Технология NB-IoT разработана для реализации сценариев межмашинного взаимодействия (mMTC) и была первоначально стандартизирована 3GPP в 2016 г. NB-IoT происходит от LTE, которая была существенно упрощена для снижения расходов минимизации сложности, стоимости потребления, и в то же время, она сохранила свои обычные механизмы, такие как синхронизация и расположение ресурсных элементов. Технология NB-IoT обладает значительной гибкостью, позволяющей развертывать ячейки путем обновления программного обеспечения БС.

На сегодняшний день основные сферы и отрасли, в которых применяется технология передачи данных NB-IoT, это: автомобильная промышленность и логистика, умный город, охрана, умный дом, автоматизация в нефтегазовой отрасли и др. При применении технологии в этих отраслях передача данных производится со стационарного объекта на БС. Исследование технологии NB-IoT для организации связи между БС и БПЛА является оригинальным и позволит значительно расширить сферу применения этой технологии и решить задачу мониторинга и управления БПЛА. Имеющаяся инфраструктура позволит значительно сократить затраты на внедрение новых решений в этой области.

Обзор литературных источников по данной проблеме показал, что на данный момент публикации, связанные с применением технологии NB-IoT для связи с БПЛА, раскрывают практические примеры применения NB-IoT для связи с БПЛА и описывают эту связку на системном уровне. Во всех рассмотренных статьях БПЛА используется как посредник для «общения» с IoT-устройствами, имея при этом свои протоколы для управления. Мы же предлагаем рассмотреть NB-IoT сеть как инструмент для управления БПЛА и получения метрик.

Имеется множество других технологий LPWAN сетей. Все эти сети работают в нелицензируемых диапазонах частот, имеют менее развитую инфраструктуру и меньше подходят для предлагаемой задачи. Рассмотрим несколько преимуществ технологии NB-IoT, помимо готовой инфраструктуры.

Во-первых, эта передача сигнала в узкой полосе на одной поднесущей 15 кГц, а тем более в 3,75 кГц, позволяет значительно увеличить спектральную плотность сигнала, а соответственно отношение сигнал/шум, что очень важно для абонентских устройств, имеющих гораздо менее мощные передатчики, чем у базовой станции.

Во-вторых, если радиоусловия позволяют, для уменьшения времени активного режима передачи, а соответственно экономии батареи возможна передача на нескольких поднесущих одновременно.

В-третьих, NB-IoT имеет до 2048 повторений для Downlink и 128 повторений для Uplink, что позволит изменить время использования канала, так как каждое повторение может быть декодировано отдельно, или могут быть объединены для дальнейшего увеличения вероятности приема.

Представленные выше преимущества позволяют реализовать удаленное управление БПЛА путем передачи команд для корректировки заранее заданной полетной карты. Данный метод управления позволит решать следующие задачи: поисково-спасательные опера-

ции, мониторинг дорог, получение метеорологических данных в труднодоступных местах. Передача метрик с БПЛА по Uplink-каналу может производиться на расстоянии (в сельской местности) до 30 км, что покрывает большинство необходимых задач. По Downlink-каналу можно передавать команды БПЛА на расстоянии до 80 км, но при этом не имея обратной связи (рис. 1).

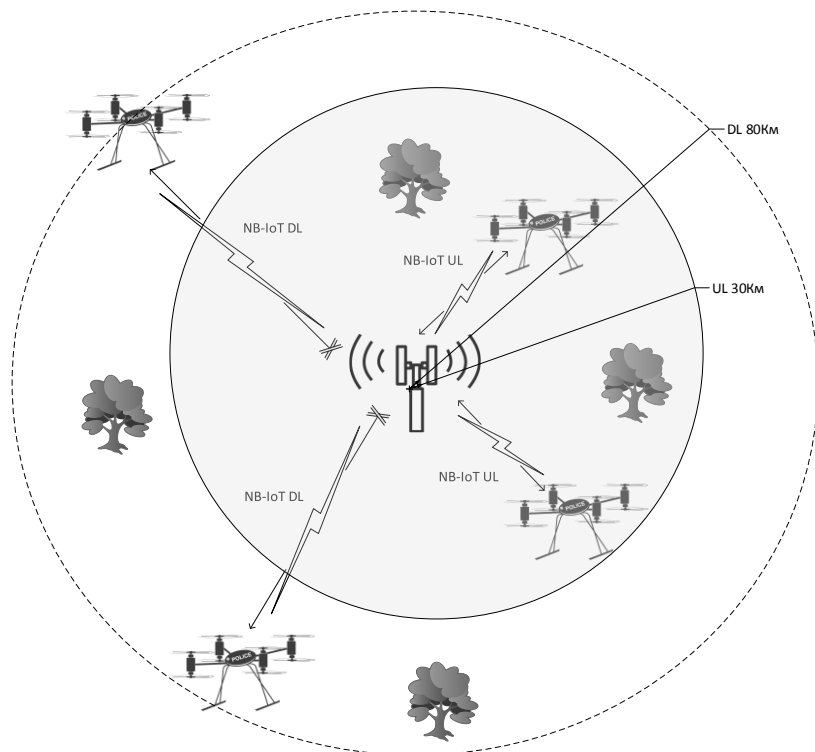


Рис. 1. Дальность действия UL- и DL-каналов в сельской местности

В городских же условиях БПЛА может переключаться между БС благодаря унаследованной от LTE технологии хэндовера, что позволит устройству выполнять задачи везде, где есть покрытие сети LTE с поддержкой NB-IoT.

Вывод: NB-IoT очень перспективная технология, и ее исследование для организации связи между БС и БПЛА является оригинальным и позволит значительно расширить сферу применения этой технологии и решить задачу мониторинга и управления БПЛА.

ЛИТЕРАТУРА

1. Миньарди С. и др. О производительности беспроводной сети с помощью БПЛА на базе nb-iot // Drones. – 2021. – Т. 5, No. 3. – С. 94.
2. 3GPP. TS 36.331 V10. 1.0: Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Radio Resource Control (RRC); Protocol specification (Release 10). – 2011.

УДК 621.396.41

МАКЕТ СИСТЕМЫ СВЯЗИ С OFDM НА ОСНОВЕ SDR

Г.Н. Шалин, А.С. Шинкевич, студенты;

Д.А. Покаместов, доцент, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, каф. ТОР, a.shinkevich00@gmail.com

Рассматривается макет системы связи с OFDM, в котором были реализованы согласованная фильтрация, частотная синхронизация, помехоустойчивое кодирование и другие алгоритмы. Макет позволяет исследовать процедуры формирования и обработки сигналов в современных системах беспроводной связи.

Ключевые слова: OFDM, SDR, синхронизация, фильтр, ADALM-PLUTO, SCMA.

В современном мире системы связи могут разрабатываться с использованием технологии программно-определяемого радио SDR (Software Defined Radio). SDR позволяет как разворачивать реальные системы, так и производить их быструю отладку. Нами была разработана программно-аппаратная реализация системы связи с применением мультиплексирования с ортогональным разделением каналов OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) с использованием модуля SDR.

В качестве основы была использована математическая модель системы связи, разработанная нами ранее. Подробное описание данной модели приведено в [1]. В роли аппаратной платформы выступает Adalm-Pluto от Analog Devices [2].

Для адекватной работы с реальным оборудованием и каналами модель была усложнена. Были добавлены согласованные фильтры, частотная синхронизация и помехоустойчивое кодирование.

Фильтрация позволяет снизить внеполосное излучение и обеспечить согласованный прием. Для выполнения частотной синхронизации в начало кадра добавляются две одинаковые преамбулы. На приемной стороне высчитывается их взаимно корреляционная функция (ВКФ), находится ее максимальное значение. Далее происходит рас-

чет фазового набега на символ и отчет, а затем восстановление сигнала по формуле (1) [3]:

$$Y_{\text{восст}}(n) = Y_{\text{пр}}(n) \exp(jn\varphi_{\text{отсч}}), \quad (1)$$

где $Y_{\text{пр}}(n)$ – n -й отсчет принятого сигнала; $Y_{\text{восст}}(n)$ – n -й отсчет восстановленного сигнала; $\varphi_{\text{отсч}}$ – фазовый набег на отсчёт; $n = 1, \dots, N$ – номер отсчета

Структуру кадра и ВКФ двух преамбул можно увидеть на рис. 1, *а* и *б* соответственно.

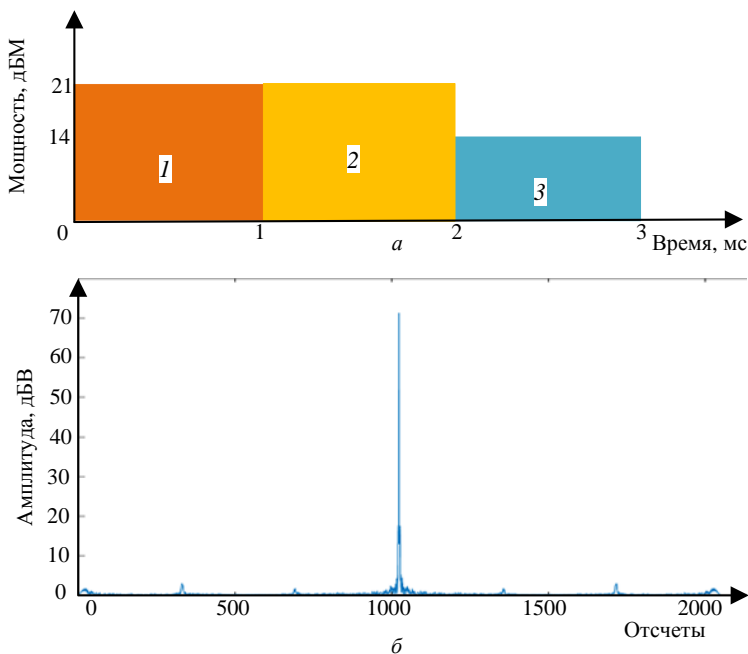


Рис. 1. Структура кадра: *а* – оранжевым цветом (1) показана первая преамбула, желтым (2) – вторая преамбула, синим (3) – передаваемые данные; *б* – ВКФ двух преамбул

Как видно на графике, ВКФ имеет ярко выраженный пик, по нему определяется фазовый набег на символ по формуле (2):

$$\varphi_{\text{сим}} = \text{atan} \left(\frac{\text{Im}(M\nu)}{\text{Re}(M\nu)} \right), \quad (2)$$

где $M\nu$ – максимум ВКФ двух преамбул.

Фазовый набег на отсчет находится по формуле

$$\Phi_{\text{отсч}} = \frac{\Phi_{\text{сим}}}{N_{fft} + N_{\text{ср}}}, \quad (3)$$

где N_{fft} – размерность преобразования Фурье, а $N_{\text{ср}}$ – длина циклического префикса.

Также для повышения помехоустойчивости были добавлены сверточный кодер и декодер Витерби. Сверточный кодер добавляет к передаваемому сообщению избыточность, за счет чего при появлении ошибок декодер Витерби может обнаружить ошибки и исправить их.

После всех проведенных манипуляций схема принимает вид, представленный на рис. 2.

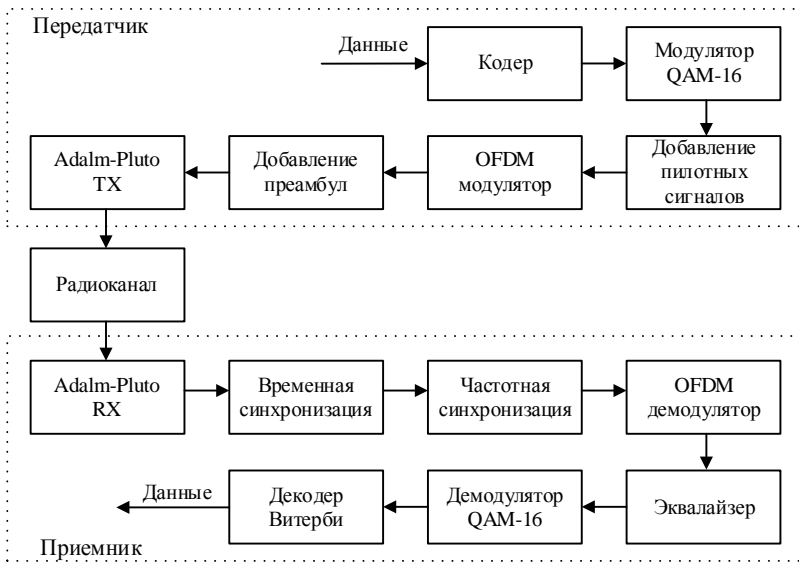


Рис. 2. Структурная схема экспериментального макета

В макете была использована модуляция QAM-16, также было реализовано эквалайзирование, для этого на передающей стороне добавляются пилотные поднесущие, а на приемной происходит оценка искажений и их интерполяция для получения амплитудно-частотной характеристики канала (блок эквалайзер). Также для корректной работы была реализована временная синхронизация по преамбуле. В блоке OFDM-модулятор происходит преобразование последовательного потока в параллельный, проводится ОБПФ, добавляется циклический префикс, в блоке OFDM-демодулятор происходят обратные операции [1].

Векторная диаграмма принятого сигнала показана на рис. 3.

После проделанной работы можно сделать следующие выводы: реальные системы связи нуждаются в согласованных фильтрах, без них форма сигнала в частотной области может сильно исказиться.

Даже небольшая разница в частотах генераторов приводит к частотному рассогласованию, поэтому необходима реализация алгоритмов синхронизации.

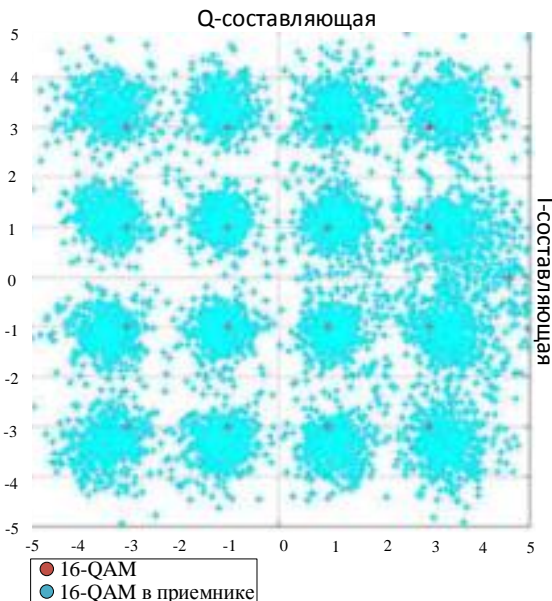


Рис. 3. Векторная диаграмма принятого сигнала

При прохождении сигналов через реальный радиоканал сигнал существенно искажается, поэтому для повышения помехоустойчивости в системах необходимо реализовывать помехоустойчивое кодирование/декодирование.

Работа выполнена при поддержке гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержки научных исследований молодых российских ученых. Грант МК-4952.2021.4.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шалин Г.Н., Шинкевич А.С., Покаместов Д.А. Повышение помехоустойчивости систем связи с OFDM // Электронные средства и системы управления: матер. докл. XVII Междунар. науч.-практ. конф., 17–19 ноября 2021 г. – Томск: В-Спектр, 2021. – Ч. 1. – С. 11–14.

2. ADALM-PLUTO SDR Active Learning Module: Datasheet . – 2017. – 2 с. [Электронный ресурс]. – URL: <https://datasheet.octopart.com/ADALM-PLUTO-Analog-Devices-datasheet-86491268.pdf> (дата обращения: 15.12.2021).

3. Покаместов Д.А. Формирование сигнальных конструкций для систем связи с множественным доступом на основе разреженных кодов: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.04. Томск, 2017. – URL: <https://postgraduate.tusur.ru/system/attachments/files/000/000/401/original/ПокаместовДиссертация.pdf>

УДК 621.396.41

ПРИМЕНЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВЫХ ПОЛЯРНЫХ КОДОВ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ

*Д.В. Митченков, магистрант каф. ТОР;
А.Н. Соломеина, магистрант каф. РСС;
Д.А. Покаместов, доцент каф. ТОР, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, everest1000@list.ru*

Увеличение пропускной способности является важной задачей современных систем связи. Такая задача решается улучшением помехоустойчивости каналов связи. В данной статье рассматривается один из перспективных видов помехоустойчивого кодирования – полярные коды, принцип работы и производится оценка его эффективности.

Ключевые слова: 5G New Radio, помехоустойчивое кодирование, полярные коды, поляризация канала, SCMA.

Помехоустойчивые коды применяются в системах связи для снижения вероятности битовой ошибки. Суть помехоустойчивых кодов заключается в добавлении к передаваемому сообщению избыточности. Используя дополнительную (избыточную) информацию, приёмник, с применением определённых алгоритмов декодирования, может обнаружить ошибки при передаче и исправить их. Существует несколько видов помехоустойчивых кодов. В настоящее время самыми эффективными считаются турбокоды, LDPC (коды с малой плотностью проверок на чётность) и полярные коды. Последние применяются в системах связи пятого поколения 5G NR.

В 1948 г. К.Э. Шенноном было доказано существование помехоустойчивых кодов, которые позволяют системе связи достичь пропускной способности канала (предел Шеннона). Но реализация таких кодов была предложена только в 2009 г. Эрдалом Ариканом [1]. Полярные коды стали первым классом корректирующих кодов, которые способны достичь предела Шеннона.

В основе полярных кодов лежит полярное преобразование. Суть полярного преобразования заключается в суммировании каналов таким образом, что при декодировании правильность принятых данных с одного канала проверяется за счёт других каналов. Полярное преобразование можно представить в виде двоичного дерева (графа) или блок-схемы. Пример полярного преобразования для четырёх каналов представлен на рис. 1.

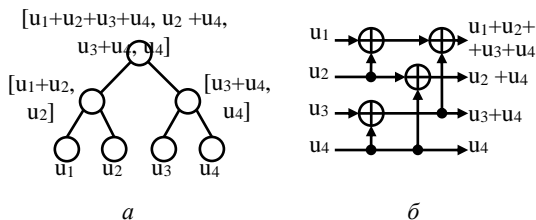


Рис. 1. Представление полярного преобразования:
a – в виде графа, *б* – в виде блок-схемы

Ещё один способ представления полярного преобразования – в виде матричного произведения: $\mathbf{x} = \mathbf{u} \cdot \mathbf{G}_n$, где \mathbf{x} – результат полярного преобразования, \mathbf{u} – вектор исходных каналов (бит), n – порядок порождающей матрицы, \mathbf{G} – квадратная порождающая матрица размера 2^n . Количество каналов совпадает с размером матрицы \mathbf{G} . Порождающая матрица второго порядка (\mathbf{G}_2) постоянна и равна

$$\mathbf{G}_2 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}.$$

Порождающие матрицы старших порядков получаются путем произведения Кронекера матрицы младшего порядка на матрицу второго порядка: $\mathbf{G}_n = \mathbf{G}_{n-1} \times \mathbf{G}_2$.

Результат полярного преобразования – «расщепление» двух идентичных каналов на канал с большей вероятностью ошибки и меньшей вероятностью ошибки [2]. Используя данную особенность полярного преобразования, можно повысить помехоустойчивость, передавая полезную нагрузку через канал с меньшей вероятностью ошибки и проверочную информацию, заранее известную на принимающей стороне через канал с большей вероятностью ошибки.

Количество сложений для одного канала на этапе кодирования равно количеству проверок при декодировании. Чем больше проверок с помощью канала будет выполнено, тем выше его надёжность. Соответственно, чем больше сложений для одного канала, тем выше его надёжность. Так, для схемы из рис. 1, наиболее надёжным будет яв-

латься четвёртый канал, поскольку он участвует в проверке всех четырёх каналов, а наименее надёжным – первый. Тогда, таблица надёжности каналов будет выглядеть следующим образом: $\mathbf{Q} = [1 \ 2 \ 3 \ 4]$. Полная таблица надёжности для матриц большого размера приведена в спецификации 3GPP 38.212 (табл. 5.3.1.2-1 в [3]). Передавая информацию по наиболее надёжным каналам, можно уменьшить количество ошибок при декодировании и увеличить помехоустойчивость канала связи.

Для проверки эффективности полярного кодирования была построена имитационная модель системы связи и выполнено моделирование, демонстрирующее эффективность и помехоустойчивость полярных кодов. Получена зависимость вероятности битовой ошибки (BER) от отношения сигнал / шум (SNR). Параметры имитационной модели: модуляция – QPSK/QAM4, скорость кодирования 9/16...1, диапазон SNR – 0...10 дБ. Результаты моделирования приведены на рис. 2.

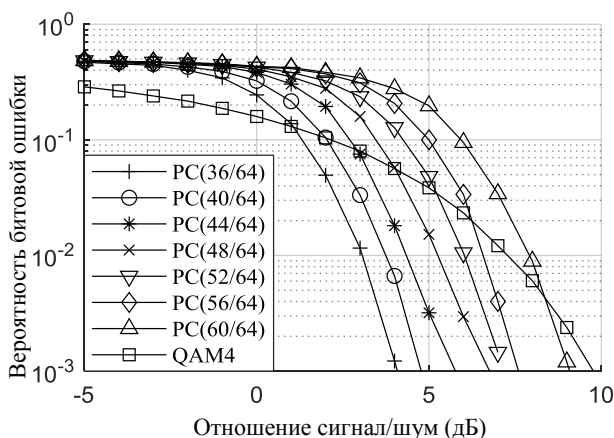


Рис. 2. Зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум при различных скоростях кодирования

Из рис. 2 видно, что при применении полярных кодов уменьшается вероятность битовой ошибки, однако уменьшается и скорость кодирования. Например, при скорости кода 36/64 уровень BER 10^{-3} достигается при SNR, равном 4 дБ, в то время как для некодированного сообщения такая вероятность достигается при SNR, равном 9 дБ. Это даёт запас по мощности в 5 дБ.

Применение помехоустойчивых полярных кодов – это эффективный метод борьбы с ошибками при передаче информации. Полярные

коды являются одним из наиболее перспективных видов помехоустойчивого кодирования. Они применяются в системах связи пятого поколения и могут применяться в системах связи шестого и следующих поколений.

Работа выполнена при поддержке гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержки научных исследований молодых российских ученых. Грант МК-4952.2021.4.

ЛИТЕРАТУРА

1. Arikan E. Channel polarization: A method for constructing capacity-achieving codes for symmetric binary-input memoryless channels // IEEE Transactions on Information Theory. – 2009. – Vol. 55, № 7. – P. 3051–3073.

2. Андреев К. Полярные коды [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://sites.skoltech.ru/app/data/uploads/sites/52/2020/09/Lecture-4.-Polar-Codes.pdf>, свободный (дата обращения: 09.03.2022).

3. 3GPP 38.212 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=3214>, свободный (дата обращения: 09.03.2022).

УДК 000.000.00

ЦИФРОВАЯ КОМПЕНСАЦИЯ СОБСТВЕННЫХ ПОМЕХ ПЕРЕДАТЧИКА ПРИ РАБОТЕ В ПОЛНОДУПЛЕКСНОМ РЕЖИМЕ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ ЛИНИЙ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧ

А.А. Жалсараяев, магистрант; Е.В. Рогожников, доцент;

Э.М. Дмитриев, ассистент

г. Томск, ТУСУР, каф. ТОР, AndreyZh322@gmail.com

Приведен метод цифровой компенсации собственных помех в приемопередающем тракте полнодуплексной системы связи.

Ключевые слова: цифровая компенсация, полнодуплексный режим, цифровые предсказания.

Традиционные системы связи по линии электропередач функционируют с использованием полудуплекса во временной или в частотной области. Использование полного дуплекса позволяет увеличить спектральную эффективность до двух раз, и хотя полнодуплексная технология изначально предлагалась для беспроводных систем [1], она также может быть применена в системах связи с использованием линий электропередач [2]. Суть технологии полного дуплекса заключается в том, что передача и приём сигналов осуществляются одновременно в одной полосе частот, и, таким образом, отсутствует разделение переданной и принятой информации как во временной, так и в

частотной области. Проблема такой полнодуплексной системы передачи данных состоит в том, что мощный сигнал передатчика на выходе усилителя проникает в приёмный канал и создает помеху для приема и обработки полезного сигнала от удаленного источника. В этой статье рассмотрена модель цифровой компенсации, которая призвана бороться с подобного рода помехой.

На рис. 1 показана схема рассматриваемой модели. Модель состоит из блока формирования и обработки сигналов, в котором происходит формирование передаваемых и обработка принятых сигналов, двух блоков, имитирующих каналы распространения сигналов (в т.ч. передающий и приемный тракты), и сумматора, в котором сигналы, пришедшие из каналов, складываются, а результат суммирования подается обратно в блок формирования и обработки.

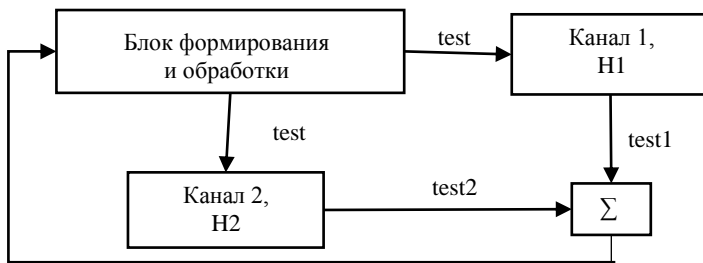


Рис. 1. Схема модели вычисления передаточных функций каналов

На рис. 1 обозначено: канал 1, H1 – канал распространения сигнала 1 с передаточной функцией H1, канал 2, H2 – канал распространения 2, с передаточной функцией H2, Σ – сумматор, test – тестовый сигнал, test1 – тестовый сигнал, прошедший по каналу 1, test2 – тестовый сигнал, прошедший по каналу 2.

Сначала оцениваются передаточные функции H1 и H2 каналов 1 и 2. Оценка передаточной функции канала производится по методу zero forcing [3]. Для этого в блоке формирования и обработки формируется тестовый сигнал и пропускается через канал 1, после чего подчитывается оценка передаточной функции канала 1

$$H1 = \frac{DFT(test1)}{DFT(test)},$$

где DFT(test1) – дискретное преобразование Фурье тестового сигнала после прохождения канала 1, DFT(test) – дискретное преобразование Фурье тестового сигнала до прохождения канала 1. Таким же образом оценивается передаточная функция канала 2

$$H2 = \frac{\text{DFT}(\text{test2})}{\text{DFT}(\text{test})}.$$

Зная передаточные функции каналов 1 и 2, несложно сформировать компенсирующий сигнал на основе передаваемого сигнала. Компенсирующий сигнал в данной модели – это такой сигнал *comp*, который, пройдя по каналу 2 с передаточной функцией *H2*, суммируется в сумматоре с сигналом *sig1*, являющимся сигналом *sig*, прошедшим канал 1 с передаточной функцией *H1*.

Компенсирующий сигнал формируется следующим образом:

$$\text{comp} = \text{IDFT} \left(\frac{\text{DFT}(\text{sig}) \cdot H1}{H2} \right) \cdot (-1),$$

где IDFT – обратное дискретное преобразование Фурье.

Этот сигнал, пройдя по каналу 2, подвергнется искажениям

$$\text{comp2} = \text{IDFT} \left(\frac{\text{DFT}(\text{sig}) \times H1}{H2} \times H2 \right) \cdot (-1) = \text{IDFT}(\text{DFT}(\text{sig}) \times H1) \cdot (-1).$$

Учитывая, что

$$\text{IDFT}(\text{DFT}(\text{sig}) \times H1) = \text{sig1},$$

в блоке сумматора Σ получим

$$\text{comp2} + \text{sig1} = -\text{sig1} + \text{sig1}.$$

Выводы. Рассмотренный метод компенсации помех в перспективе возможен для применения в полнодуплексных схемах связи с использованием линий электропередач, однако обладает некоторыми недостатками, а именно: зависимость степени компенсации от точности оценки передаточной функции канала передачи и в последующем погрешности вычисления произведения этой оценки на спектр сигнала, не учитывается наличие аппаратных шумов, которые также приводят к более низкому уровню компенсации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Li Q., Xu D. Secure Transmission in Multicarrier Power-Splitting Wireless Powered Communication Networks with Full-duplex Receivers // 2019 IEEE 19th International Conference on Communication Technology (ICCT). – IEEE, 2019. – P. 1355–1359.
2. Passerini F., Tonello A. M. Analog full-duplex amplify-and-forward relay for power line communication networks // IEEE Communications Letters. – 2019. – Vol. 23, № 4. – P. 676–679.
3. Sahoo J. et al. Channel Equalization Using Adaptive Zero Forcing Technique in Rayleigh Fading Channel // 2015 International Conference on Information Technology (ICIT). – IEEE, 2015. – P. 60–64.

ПОДСЕКЦИЯ 1.6

РОБОТОТЕХНИКА

Председатель – Коцубинский В.П., доцент каф. КСУП, к.т.н.

УДК 634.1-13+ 004.896

СИСТЕМА МАШИННОГО ЗРЕНИЯ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ПЛОДОВ РОБОТА-МАНИПУЛЯТОРА ПО СБОРУ ЯБЛОК

*Д.С. Уткин; И.Я. Хасанишин, доцент департамента анализа
данных и машинного обучения*

*г. Москва, Финансовый университет при Правительстве РФ
190713@edu.fa.ru, iykhasanshin@fa.ru*

Несмотря на большие возможности современных архитектур нейронных сетей применительно к задачам обнаружения и распознавания объектов, выходом таких моделей выступают локальные (пиксельные) координаты объектов на изображении и их прогнозируемые классы. Однако в ряде практических задач необходимо получать по изображению более полную информацию об объекте. В частности, для роботизированного сбора яблок необходимо четко понимать, куда и насколько передвинуть захватывающее устройство. Для определения реального положения яблока относительно источника регистрации изображений в работе предложено использовать стереокамеру Intel RealSense и комплексировать информацию с ее дальностного и яркостного каналов. Обнаружение яблок осуществляется с использованием архитектуры YOLOv3, затем на основе данных о дальности до объекта и его локализации на изображении рассчитываются относительные расстояния по всем координатам. Предложенный подход позволяет получать оценки местоположения с высокой точностью, приблизительная погрешность составляет 7–12 мм в зависимости от дальности.

Ключевые слова: распознавание образов, стереозрение, YOLOv3, Intel RealSense, определение координат, комплексирование данных, сельское хозяйство, сбор яблок.

Одним из перспективных путей развития сельскохозяйственной отрасли является внедрение роботизированных решений, в том числе по быстрой, качественной и надежной сборке урожая. При этом клю-

чевую роль в таких роботах должна играть интеллектуальная система анализа изображений. Для системы распознавания была выбрана нейросетевая архитектура YOLOv3 [1], включающая в один из 80 распознаваемых классов класс «яблоко». Решение второй задачи базируется на методах компьютерной оптики [2] и применении камеры Intel RealSense Depth Camera D415 [3], которая, помимо регистрации оптического изображения в цветовых каналах яркости, выполняет также построение карты глубины. Программная реализация выполнялась на языке программирования Python с использованием предобученной архитектуры YOLOv3 и библиотеки для глубокого обучения TensorFlow. Кроме этого, использовался модуль pyrealsense2, предоставляющий удобные функции для работы с камерами RealSense, а также библиотека OpenCV, позволяющая выполнять регистрацию изображений и предоставлять удобную визуализацию результатов обработки в режиме реального времени.

Для целей распознавания яблок была выбрана архитектура сверточной нейронной сети YOLOv3. Выбранная модель имеет 106 сверточных слоев и позволяет обнаруживать объекты различных размеров. В условиях отсутствия в яблочных садах России апельсинов и спортивных мячей на яблонях эти классы были также объединены совместно с классом «яблоко». На рис. 1 представлена камера, которая применялась в экспериментальных исследованиях.



Рис. 1. Стереокамера Intel RealSense D415

Стереокамера Intel RealSense имеет два канала – цветовой и дальностный. Определение расстояния до объектов производится при помощи активных ИК-датчиков. Ошибка при этом может составлять до 2% при дальности до объекта 2 м. Специальное программное обеспечение позволяет выводить цветовую карту глубины, каждой точке которой цвет изображения соответствует расстоянию до этой точки в пространстве. Использование сети YOLOv3 позволяет обнаруживать объекты различных классов и вычислять расстояние до них при помощи Intel RealSense. При этом расстоянием до объекта считается расстояние до его центра, т.е. до центра, ограничивающего обнаруженный объект прямоугольника. На основе карты глубины измеряется

лишь расстояние от центра камеры до конкретной точки. Однако на такой карте отсутствует информация о сдвигах объекта относительно камеры в плоскостях X , Y , Z . При этом для обнаруженных объектов имеются координаты верхней левой точки в пикселях, а также ширина и высота ограничивающего прямоугольника в пикселях. Возникает задача перевода координат объектов в относительных (к левому верхнему углу) пикселях в миллиметры относительно центра камеры, поскольку с карты глубины приходит информация об удаленности в миллиметрах. Для решения данной задачи были применены следующие соотношения [4]:

$$X = d_{x_0 y_0} \frac{(C_x - x_0)}{f_x}, \quad Y = d_{x_0 y_0} \frac{(C_y - y_0)}{f_y}, \quad (1)$$

где X – проекция расстояния относительно центра изображения на ось X (мм); Y – проекция расстояния относительно центра изображения на ось Y (мм); d_{x_0, y_0} – значение карты глубины в точке с координатой (x_0, y_0) (мм); C_x – координата центра изображения по оси X (в пикселях); C_y – координата центра изображения по оси Y (в пикселях); f_x и f_y – внутренние параметры оптической системы камеры, используемые для получения изображения (фокусные расстояния по осям X и Y); (x_0, y_0) – координата центра обнаруженного объекта на изображении в пикселях.

Наконец, зная абсолютное расстояние до объекта и рассчитывая по (1) и (2) его проекции на оси X и Y , можно вычислить проекцию на ось Z , исходя из геометрического смысла расстояния:

$$Z = \sqrt{d^2 - X^2 - Y^2}. \quad (2)$$

Таким образом, выражения (1), (2) полностью описывают оценку координат обнаруженного яблока относительно центра камеры и могут быть использованы для корректного наведения захватывающего устройства. Проведенное исследование включает в себя результаты комплексирования двух решаемых задач. Первая связана с обнаружением яблок на изображениях, а вторая – с оценкой их координат.

Пример результата обнаружения и оценки координат представлен на рис. 2.

При этом помимо самих координат указываются и вероятности отнесения объекта к классу «яблоко». В таблице представлены такие характеристики, как Precision (точность) и Recall (полнота), в зависимости от порога, на котором принимается решение, что обнаруженный объект действительно является яблоком.

Низкие результаты метрики Recall в таблице связаны не только с уменьшением порога, но и с тем, что обнаружение ухудшается с уда-

лением яблок от камеры. В следующем эксперименте проводилась оценка погрешности измерения координат яблок относительно камеры. При определении координат, полученных с помощью измерительных инструментов и с использованием камеры Intel RealSense Depth Camera D415 и YOLOv3, среднееквадратическое отклонение для координат составило: $X - 7,42$ мм, $Y - 7,08$ мм, $Z - 12,22$ мм, $D - 12,09$ мм (дистанция).



Рис. 2. Обнаружение яблок и определение их координат

Точность и полнота распознавания

Порог вероятности	0,25	0,5	0,75
Precision	1,0	1,0	1,0
Recall	0,90	0,84	0,69

Таким образом, в данной статье представлен алгоритм совместного обнаружения, распознавания яблок и оценивания их относительных координат. В результате исследования предложено использовать нейронную сеть YOLOv3 для решения задачи обнаружения и распознавания изображений. При этом класс «яблоко» расширен некоторыми схожими объектами. Оптимальное пороговое значение вероятности для получения высоких показателей Precision и Recall находится в диапазоне 0,2–0,3. При этом значение метрики Recall близко к 90% и не происходит ложноположительных срабатываний.

ЛИТЕРАТУРА

1. Redmon J., Farhadi A. YOLOv3: An Incremental Improvement [Электронный ресурс]. – <https://arxiv.org/abs/1804.02767> (дата обращения: 20.02.2022).
2. Titov V.S., Spevakov A.G., Primenko D.V. Multispectral optoelectronic device for controlling an autonomous mobile platform // *Computer Optics*. – 2021. – Vol. 45(3). – P. 399–404. DOI: 10.18287/2412-6179-CO-848.
3. Depth Camera D415 [Электронный ресурс]. – <https://www.intelrealsense.com/depth-camera-d415> (дата обращения: 20.02.2022).
4. Laganieri R., Gilbert S., Roth G. Robust object pose estimation from feature-based stereo // *IEEE Trans. Instrum. Meas.* – 2006. – Vol. 55. – P. 1270–1280.

СЕКЦИЯ 2

ЭЛЕКТРОНИКА И ПРИБОРОСТРОЕНИЕ

ПОДСЕКЦИЯ 2.1

ПРОЕКТИРОВАНИЕ БИМЕДИЦИНСКИХ ЭЛЕКТРОННЫХ И НАНОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

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

УДК 53.09

ВЛИЯНИЕ ВНЕШНИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ НА НАЧАЛЬНЫЕ УЧАСТКИ ВАХ СВЕТОДИОДОВ НА ОСНОВЕ GaN

С.С. Сафонов, Д.М. Морозова, студенты каф. КУДР;

А.А. Шваденко, ученица МАОУ СОШ № 40

Научный руководитель С.Г. Еханин, проф. каф. КУДР, д. ф.-м.н.

Проект ГПО КУДР-2002. Изучение деградации светодиодных

гетероструктур методом измерения ВАХ и сечения

в области микротоков

г. Томск, ТУСУР, stanislavsafonov01@gmail.com

Проведены эксперименты, в которых исследовалось влияние внешних воздействий на начальные участки ВАХ светодиодов на основе GaN. Показано влияние освещения, шума и вибраций на начальные участки ВАХ. Приведены рекомендации по устранению указанных воздействий.

Ключевые слова: светодиод, нитрид галлия, внешние воздействия.

С появлением в вузовских лабораториях высокоточного измерительного оборудования возникли проблемы разработки методики измерений. Это связано с тем, что при большой чувствительности измерительных приборов, даже небольшие внешние воздействия могут оказывать значительные влияния на характеристики измеряемых объектов. К таким воздействиям, можно отнести изменение освещения в лаборатории, температуры воздуха и шума и вибраций.

Известно, что светодиодные гетероструктуры особенно чувствительны к температурным изменениям, изменениям освещения, поскольку к этим воздействиям чувствительны все полупроводниковые материалы. Что касается воздействия вибраций и звуковых шумов, то, учитывая, что гетероструктуры на основе GaN являются пьезоэлектриками [1], на такие воздействия необходимо обратить особое внимание.

Описание установки и методики измерения. Рассмотрим структурную схему установки, изображенную на рис. 1. В эксперименте использовались образцы СИД средней мощности с номинальным током 350 мА, представляющие собой светодиод с 5 квантовыми ямами в качестве активной области.

Прецизионный параметрический анализатор Keysight B2912A представляет собой настольный двухканальный прибор, в котором сочетаются возможности четырехкватратного источника и измерителя тока и напряжения, что позволяет с высокой точностью измерять вольт-амперные характеристики различных устройств без изменения конфигурации подключений и использования дополнительного оборудования.

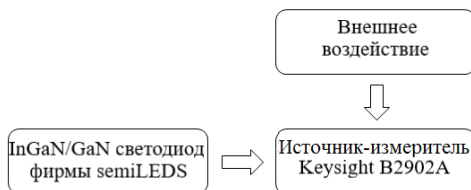


Рис. 1. Структурная схема экспериментальной установки

Благодаря широкому диапазону выходного напряжения (210 В) и силы тока (3 А в режиме постоянного тока и 10,5 А в импульсном режиме) и высокому разрешению (100 фА/100 нВ) анализатор В2902А обеспечивает высокую точность определения характеристик тестируемого устройства. Измерение ВАХ происходит автоматически при следующих параметрах настройки прибора В2902А: диапазон напряжений от 0 до 2,5 В, изменение тока от 0 до 100 мА при количестве точек измерения 1000.

Будем проверять, в какой степени слабые воздействия будут влиять на ВАХ.

Эксперимент № 1. Влияние рассеянного света в аудитории. Перед началом эксперимента включаем освещение в аудитории. В качестве источников света используются ртутные люминесцентные светильники. Записываем результаты измерения на внешний носитель

(USB-флешку) и проводим эксперимент при выключенном освещении, результаты которого также записываем на внешний носитель. На рис. 2 представлены два графика ВАХ в полулогарифмическом масштабе: 1 – ВАХ при включенном освещении, 2 – ВАХ при выключенном освещении. На первом графике (воздействие света) можно увидеть, что на начальном участке ВАХ наблюдается ток довольно большой величины 5×10^{-8} А по сравнению с начальным участком ВАХ при выключенном свете. Большая величина тока при внешнем освещении обусловлена фотоэффектом (внутренним фотоэффектом в $p-n$ -переходе). Чтобы получить адекватную ВАХ, надо иметь в виду, что внешнее освещение может сильно исказить результаты измерений. Спрашивается, будет ли влиять рассеянный свет, попадающий в аудиторию из окон, естественно. Будет ли отличие влияния искусственного и естественного освещения на начальную ВАХ? Естественное освещение непрерывное во времени, а искусственное освещение изменяется во времени с частотой переменного напряжения (220 В). Поскольку ртутные лампы зажигаются с периодом 50 Гц, влияние такого света на ВАХ будет в виде колебательного процесса, что и наблюдается на верхней части кривой 1.

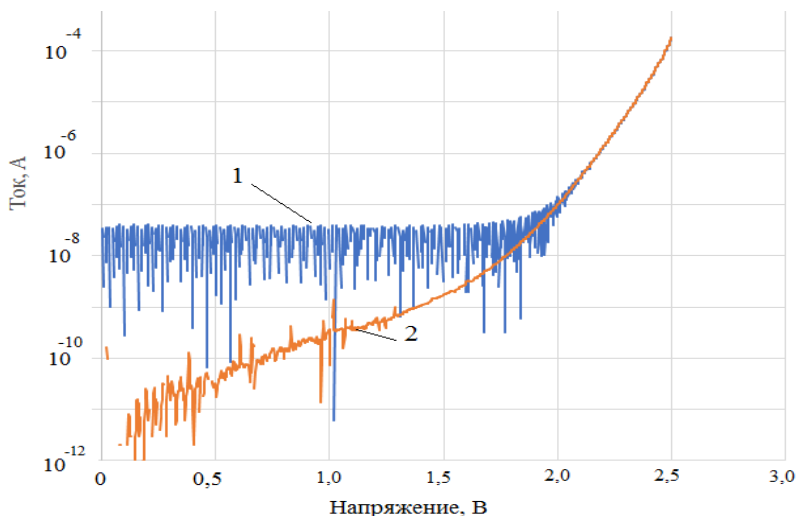


Рис. 2. График начальных участков ВАХ при воздействии света на образец

ВАХ (кривая 2) получена при выключенном освещении. Сравнивая кривые 1 и 2, можно сказать, что внешнее освещение очень сильно влияет на ход ВАХ. На рис. 2 (кривая 2) на начальном участке, не-

смотря на выключенное освещение, видны всплески тока, которые то появляются, то исчезают. Чем же вызваны эти всплески?

Эксперимент № 2. Выяснение природы всплесков на начальных участках ВАХ. Из литературных источников известно [1], что на ВАХ может наблюдаться влияние внутрикристаллических электрических полей, связанных с особенностями кристаллической структуры полупроводника. Что касается светодиодов на основе GaN, известно, что этот материал является пьезоэлектриком. Всплески в начале ВАХ могут появляться вследствие влияния этих полей на зарядоперенос. Такие всплески, вызванные внутрикристаллическими полями, должны происходить при напряжениях до 0,5 В. Почему всплески продолжают при большем напряжении? На рис. 3 показаны начальные участки двух ВАХ. ВАХ (кривая 1) измерялась при периодическом постукивании карандашом по столу, на котором находится экспериментальная установка. ВАХ (кривая 2) измерена в условиях, когда экспериментаторы воздерживались от резких движений, разговоров, стуков. Сравнивая ВАХ 1 и 2, как видно из рис. 3, можно считать, что всплески на кривой 2 пропадают. Отсюда можно сделать вывод, что все всплески на кривой 1 при напряжениях больше 0,2 В обусловлены воздействием внешних шумов, стуков, вибраций и т.д., возникающих в аудитории, где находится экспериментальная установка.

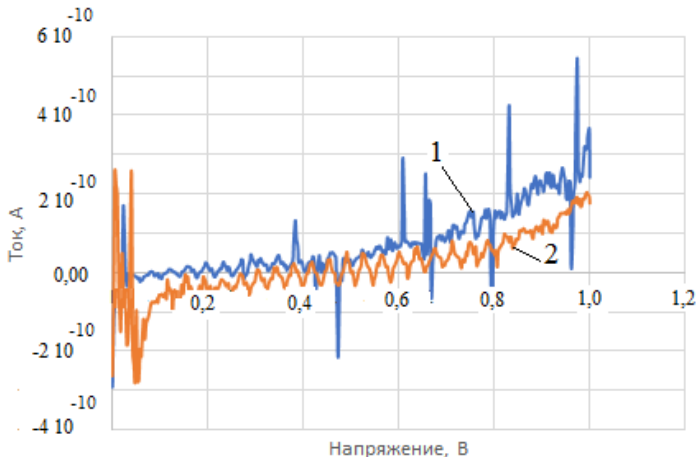


Рис. 3. График начальных участков ВАХ при воздействии шума на образец

Закключение. При использовании в экспериментах высокоточных измерительных приборов даже незначительные посторонние воздействия, например в виде освещения или шума, могут существенно ис-

казить измеряемые характеристики. В подтверждение этого вывода можно привести анализ вида ВАХ, полученных в условиях малых шумов и без воздействия внешнего освещения. Как видно из рис. 3, даже при отсутствии вышеперечисленных факторов на ВАХ (кривая 2) все равно наблюдаются некоторые периодические колебания. Очевидно, учитывая вышеизложенное, можно сказать, что эти колебания вызваны какими-то неучтенными вибрациями (шум кулера измерительного прибора и компьютера). В дальнейшем следует учитывать эти мешающие точным измерениям факторы, например, вводить амортизирующие прокладки под компьютер и измерительные приборы, имеющие вентиляторы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шуберт Ф. Светодиоды / пер. с англ. под ред. А.Э. Юновича. – 2-е изд. – М.: ФИЗМАТ-ЛИНТ, 2008.

УДК 53.096

ИЗМЕНЕНИЕ ПОРОГОВ ВКЛЮЧЕНИЯ СИД ОТ ТЕМПЕРАТУРЫ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ

*Д.Д. Кривошеина, А.С. Степанова,
А.В. Кинах, студенты каф. КУДР*

*Научный руководитель С.Г. Еханин, проф. каф КУДР, д.ф.-м.н.
Проект ГПО КУДР-2002. Изучение деградации светодиодных
гетероструктур методом измерения ВАХ и свечения
в области микротоков*

г. Томск, ТУСУР, gemma@main.tusur.ru

Проведены эксперименты, в которых исследовалось влияние температуры на изменение порогов включения светоизлучающих диодов. Показано влияние влажности воздуха на начальные участки ВАХ и порог включения.

Ключевые слова: светоизлучающие диоды, порог включения.

При низких напряжениях при практически закрытом p - n -переходе в светоизлучающих диодах (СИД) на основе GaN можно наблюдать туннельно-рекомбинационные процессы, сопровождаемые слабым свечением [1, 2]. В работах [1–3] показано, что спектры наблюдаемого свечения описываются теорией туннельной излучательной рекомбинации и что их изменения связаны с увеличением концентрации точечных дефектов в процессе испытаний. Однако ранее исследования спектров туннельно-рекомбинационного излучения проводились в СИД с одной квантовой ямой (КЯ), а в СИД с множественными

квантовыми ямами (МКЯ) практически отсутствовали. Тем не менее установленная связь интенсивности туннельно-рекомбинационного свечения с изменениями дефектной структуры СИД вызывает большой научный и практический интерес.

С появлением новых технологий и высокочувствительного измерительного оборудования появилась возможность возобновить исследования структурно-чувствительного туннельно-рекомбинационного свечения в СИД с МКЯ.

Описание установки, методики измерений и результатов эксперимента. В схему экспериментальной установки, изображенной на рис. 1, входят исследуемый образец, источник питания, прецизионный прибор для измерения ВАХ (Keysight B2912A), тринокулярный микроскоп с цифровой фотокамерой (Altami), ПЭВМ с ПО и тепловизор.

На первом этапе измерений светодиод без люминофора помещается в разработанную термоячейку на основе элемента Пельтье. Изменяя ток через элемент Пельтье, выставляется определенная температура кристалла СИД, контроль которой производится тепловизором. При каждой заданной температуре проводились измерения ВАХ.

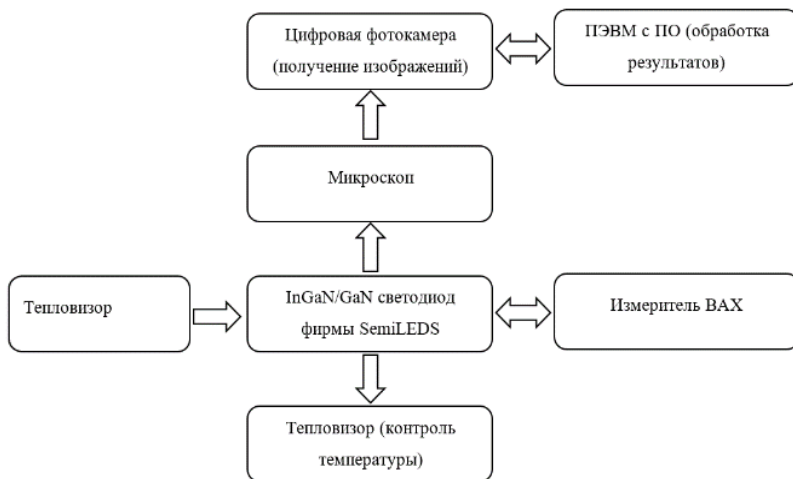


Рис. 1. Схема экспериментальной установки

Измерения ВАХ проводились при комнатной температуре от нуля до требуемого напряжения. Требуемые максимальные напряжения выставлялись от 1,92 до 2,28 В с целью определения порога «включения» СИД. Изображения светящейся поверхности СИД были получены через тринокулярный микроскоп Altami с помощью цифровой ка-

меры. Для получения фотографий, при комнатной температуре, образец СИД помещался под микроскоп, после чего на него последовательно подавалось напряжение, равное 1,98; 2; 2,1; 2,13; 2,15; 2,2; 2,28 В. Во время проведения испытаний помещение затемнялось. Затем с помощью элемента Пельтье температура образца снижалась. Первое измерение было проведено при температуре +15 °С, второе – +7 °С.

На рис. 2 представлены результаты измерения ВАХ, полученные при разной температуре. Первое измерение (1) было проведено при комнатной температуре +22 °С, второе измерение (2) – при более низкой температуре +15 °С. Как видно из рис. 2, начальный участок ВАХ, измеренной при более низкой температуре, имеет существенно меньшие значения тока, что указывает на термоактивационный характер физических процессов на этом участке. Этот факт хорошо согласуется с литературными источниками. При этом и порог включения свечения светодиода должен сдвинуться в сторону больших напряжений.

Для проверки этого предположения были проведены эксперименты по фотографированию изображений светящейся поверхности СИД при разной температуре окружающей среды.

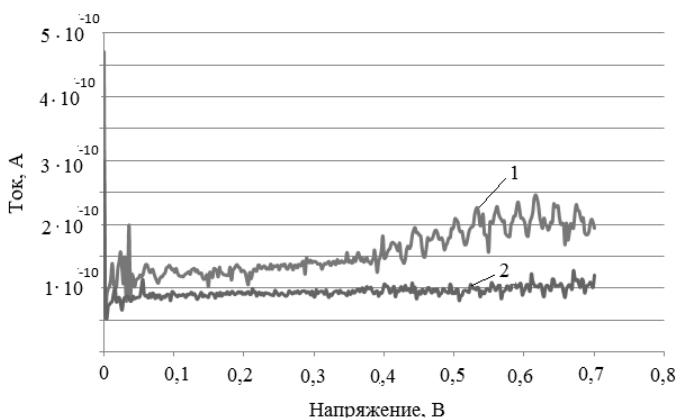


Рис. 2. Зависимости начальных участков ВАХ СИД от температуры: 1 – (+22 °С); 2 – (+15 °С)

Для получения фотографий при комнатной температуре образец СИД вместе с термомячейкой помещается под микроскоп, цифровая камера настраивается на резкость, после чего на образец подается последовательно напряжение, равное 2,13; 2,15; 2,2; 2,28 В. Во время фотографирования помещение должно быть затемнено.

Получив все результаты эксперимента при комнатной температуре, образец СИД охлаждается до 15 и 7 °С. Опыты проведены по

такому же принципу, что и при комнатной температуре. Температура кристалла СИД контролируется во время испытаний с помощью тепловизора testo 876.

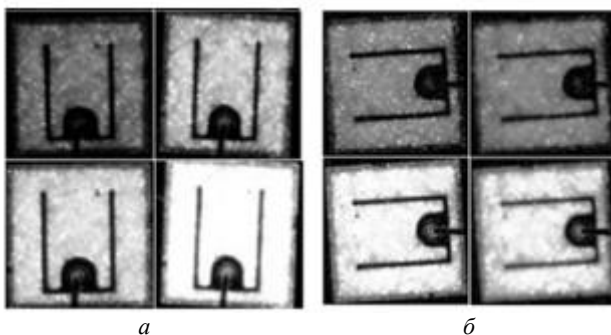


Рис. 3. Сравнение картин свечения СИД, полученных при разных напряжениях и температурах: *а* – 22 °С и 15 °С; *б* – 15 °С и 7 °С

В результате проведения эксперимента при комнатной температуре (+22 °С) и ниже комнатной (+15 °С), получились следующие снимки, см. рис. 3, *а*. Как видно из рис. 3, *а*, порог включения свечения СИД при понижении температуры понизился, что и следовало ожидать. При дальнейшем понижении температуры СИД до величины +7 °С, были получены фотографии, изображенные на рис. 3, *б*. Как видно из рис. 3б, результаты фотографирования показали совсем противоположный эффект: с понижением температуры до +7 °С порог включения СИД повысился. Более тщательное изучение фотографий, показало, что изображения на рис. 3, *б* получились нерезкими. Все это натолкнуло на мысль о том, что причиной таких результатов могла быть осевшая на поверхности кристалла СИД влага. Оседание влаги вызвало появление паразитного параллельного сопротивления, шунтирующего тонкий слой активной области кристалла, и тем самым увеличило напряжение порога включения. Очевидно, при охлаждении образца была достигнута точка росы в воздухе и произошло образование влаги на кристалле.

Заключение. Анализ экспериментальных результатов показал, что неоднозначное изменение начальных участков ВАХ и порога включения связано с осаждением влаги из воздуха на поверхность кристалла светодиода. В связи с этим экспериментальную установку необходимо доработать (добавить герметичную камеру для образца с поглотителем влаги). Термомячейка на основе элемента Пельтье в случае доработки установки может охладить образец до температуры

около нуля. Для достижения более низких температур необходимо применять составные элементы Пельтье (например, трехступенчатый).

ЛИТЕРАТУРА

1. Кудряшов В.Е., Золин К.Г., Туркин А.Н., Юнович А.Э., Ковалев А.Н., Маняхин Ф.И. Туннельные эффекты в светодиодах на основе гетероструктур InGaN/AlGaIn/GaN с квантовыми ямами // ФТП. – 1997. – Т. 31, вып. 11. – С. 1304–1309.

2. Ковалев А.Н., Маняхин Ф.И., Кудряшов В.Е., Туркин А.Н., Юнович А.Э. Изменения люминесцентных и электрических свойств светодиодов из InGaN/AlGaIn/GaN при длительной работе // ФТП. – 1999. – Т. 33, вып. 2. – С. 224–232.

3. Кудряшов В.Е., Юнович А.Э. Туннельная излучательная рекомбинация в p - n -гетероструктурах на основе нитрида галлия и других соединений типа АШВV // Журнал экспериментальной и теоретической физики. – 2003. – Т. 124, № 5. – С. 1133–1137.

4. Авакянц Л.П., Асланян А.Э., Боков П.Ю., Волков В.В., Матешев И.С., Туркин А.Н., Червяков А.В., Юнович А.Э. Люминесцентные и электрические свойства ультрафиолетовых и фиолетовых светодиодов на основе нитрида галлия // Ученые записки физического факультета МГУ. – 2016. – № 3. – С. 163401–1.

ПОДСЕКЦИЯ 2.2

РАЗРАБОТКА КОНТРОЛЬНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЫ

*Председатель – Лоцилов А.Г., проректор по научной работе и
инновациям ТУСУРа, зав. каф. КУДР, к.т.н.;*
зам. председателя – Бомбизов А.А.,
начальник СКБ «Смена», к.т.н.

УДК 618.128

АВТОМАТИЗАЦИЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ УРОВНЕЙ МНОГОСЛОЙНЫХ СРЕД ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ МЕТОДОМ РАДИОИМПУЛЬСНОЙ РЕФЛЕКТОМЕТРИИ

А.В. Сагдиев, студент; В.С. Поздняков, аспирант;
Е.И. Тренкаль, доцент каф. КУДР, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, trenkal@mail.ru

Решается вопрос автоматизации измерения уровней многослойных жидких сред. Спецификой является использование в качестве измерительного устройства радиоимпульсного рефлектометра, что приводит к особенностям обработки рефлектограмм. В рамках работы была выполнена разработка специализированного программного обеспечения и алгоритмов, позволяющих при известных значениях диэлектрической проницаемости слоёв многослойной среды в режиме реального времени выполнять расчёт уровней границ раздела сред. Полученная погрешность измерения не превышает 10 мм.

Ключевые слова: обработка, рефлектограмма, многослойная среда, уровень.

Измерение уровней многослойных сред с высокой точностью – одна из задач современной промышленности, актуальность которой особенно проявляется в нефтедобывающей и нефтеперерабатывающих отраслях. В основу большинства существующих технических решений заложен метод рефлектометрии, использующий импульсные сигналы малой длительности с большой низкочастотной спектральной составляющей. Развитие измерительной техники, в частности, сенсорных устройств, привело к созданию готовых технических решений, имеющих в своем составе устройства генерации и приёма. В основе таких решений, как правило, используются радиоимпульсные

сигналы. В рамках данной работы в качестве измерительного устройства используется радиоимпульсный рефлектометр, рассматриваются особенности и алгоритмы обработки экспериментальных характеристик с целью определения уровней многослойной жидкой среды.

На рис. 1 представлена используемая экспериментальная установка, в состав которой входят: измерительное устройство; делитель мощности Mini-Circuits ZX10-2-71-S+ (см. рис. 1, *а*); коаксиальный измерительный зонд (см. рис. 1, *б*), погруженный в многослойную среду «воздух-масло-вода». Измерительное устройство передает измеренные данные на персональный компьютер, где с помощью разработанного программного обеспечения в режиме реального времени выполняется обработка данных.

Расчет длин слоёв (см. рис. 1, l_1 и l_2) при известном значении диэлектрической проницаемости ϵ может быть выполнен по формуле

$$l = \frac{c(t_2 - t_1)}{2\sqrt{\epsilon}} = \frac{c\Delta t}{2\sqrt{\epsilon}}, \quad (1)$$

где c – скорость распространения электромагнитной волны в вакууме; Δt – время распространения сигнала в слое; t_1 , t_2 – отклики от начала и конца слоя соответственно.

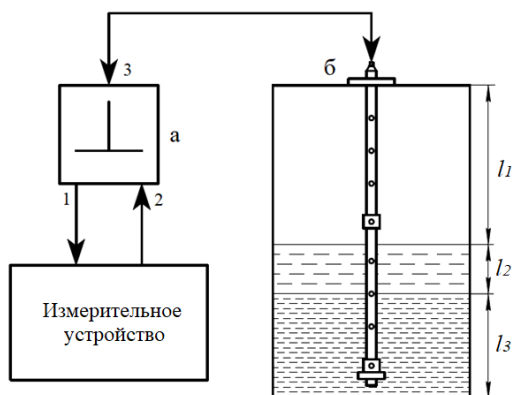


Рис. 1. Схема экспериментальной установки:
а – делитель мощности Mini-Circuits ZX10-2-71-S+; *б* – измерительный зонд

Для учёта времени распространения сигнала по измерительному тракту и определения начала отсчёта используется процедура калибровки, в процессе которой используются все элементы измерительной системы (см. рис. 1), исключая измерительный зонд. В результате калибровки запоминаются форма и временное положение отраженного

от конца измерительного тракта сигнала. Временное положение используется в качестве начала отсчёта, форма сигнала – для процедуры обработки с целью получения огибающей.

Процедура измерения включает нахождение временных задержек откликов от границ раздела сред и выполняется путем применения следующей функциональной последовательности:

1. Получение рефлектограммы измеряемой многослойной среды (рис. 2, светлая линия). Рефлектограмма содержит: искаженный отклик, прошедший через делитель ко входу устройства (поз. 1); отклик от входа, обусловленный рассогласованием коаксиального перехода измерительного зонда (поз. 2); отклики от границ раздела (поз. 3, 4), несущие полезную информацию об измеряемой многослойной среде, подвергаемые в дальнейшем анализу.

2. Предобработка рефлектограммы: применяются методы программной обработки, включающие исключение постоянной составляющей; выполнение фильтрации высокочастотных осцилляций; выделение огибающей сигнала. Для получения огибающей применяется корреляционная функция с использованием сигнала, полученного в процессе калибровки, или преобразование Гильберта. На рис. 2 тёмной линией показан результат предобработки рефлектограммы.

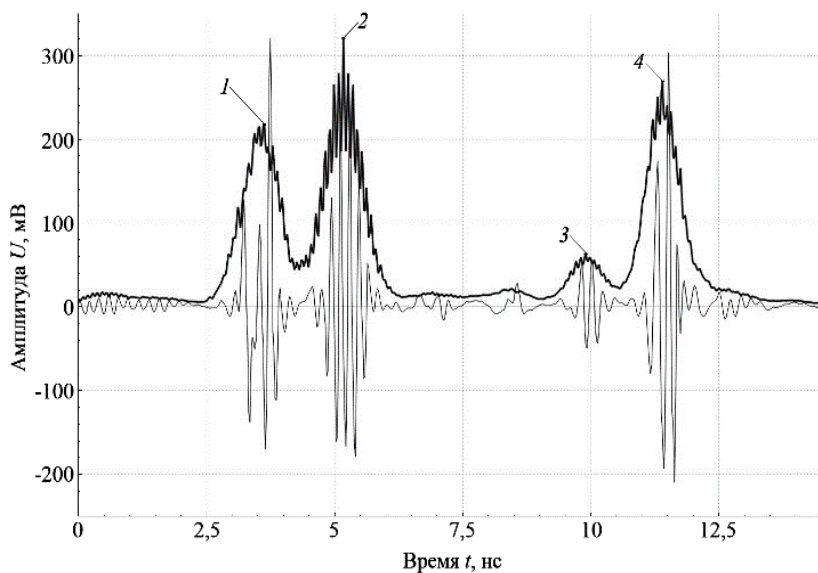


Рис. 2. Результат измерений при заполнении резервуара маслом и водой

3. Определение временных позиций и амплитуд откликов: по пикам огибающих определяются временные позиции отражённых и переотражённых сигналов.

4. Временная селекция [1, 2]: после определения всех откликов на рефлектограмме с помощью алгоритма селекции исключаются паразитные отклики, имеющие характер переотражений.

На рис. 2 представлены результаты измерений и вычисления при заполнении резервуара маслом ($l_2 = 145$ мм, $\epsilon = 2,35$) и водой ($l_3 = 200$ мм), длина воздушного слоя равна 650 мм. Для построения огибающей используется корреляционное преобразование, которое, в отличие от преобразования Гильберта, имеет меньшее искажение при обработке экспериментальных данных, но при этом повышает длительность отклика на обработанной характеристике. Экспериментально полученное значение длины слоёв воздуха и масла составили 726 и 146 мм соответственно. Разница между измеренным и экспериментальным значением длины воздушного слоя обусловлена задержкой сигнала в частях измерительного зонда, предназначенных для его крепежа и согласования. Расчётная эквивалентная задержка этой области составляет 220 пс, что соответствует расстоянию 66 мм. Таким образом, абсолютная погрешность определения длин не превышает 10 мм.

ЛИТЕРАТУРА

1. Тренкаль Е.И. Способ и устройства определения структуры и параметров многослойных сред на основе модифицированного TDR-метода: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.04. – Томск, 2019. – 127 с.

2. Trenkal E.I. The Algorithm of Primary Responses Selection for TDR Analysis of Multilayer Liquids / E.I. Trenkal, A.G. Loschilov // Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE), 2016 13th International Scientific-Technical Conference on. – 2016. – Vol. 1, Iss. 1. – PP. 473–475.

ПОДСЕКЦИЯ 2.3

ФИЗИЧЕСКАЯ И ПЛАЗМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

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

УДК 537.525

ФОРМИРОВАНИЕ КЕРАМИЧЕСКИХ ПОКРЫТИЙ НА КЕРАМИКЕ ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВЫМ МЕТОДОМ

В.Т. Чан, аспирант каф. физики

*Научный руководитель А.С. Климов, проф. каф. физики, д.т.н.
г. Томск, ТУСУР, tranvantu0208@gmail.com*

Представлен метод получения керамических покрытий на полимерах, основанный на испарении керамики электронным пучком в форвакуумной области давлений и нанесении продуктов испарения на поверхность полимерной подложки. Показано, что решающим фактором для предотвращения перегрева полимера являются продолжительность процесса испарения керамики и время нанесения покрытия.

Ключевые слова: керамические покрытия, плазменная обработка, полимер, электронный пучок, температура нагрева.

Полимеры применяются в настоящее время практически во всех отраслях промышленности – от авиационной, пищевой до медицинской и микроэлектроники [1]. Так, при изготовлении сепараторов в литий-ионных аккумуляторных батареях встает вопрос об обеспечении температуростойкости полипропиленовых мембран, используемых в качестве разделителей. Такие разделители предотвращают физический контакт положительного и отрицательного электродов, обеспечивая при этом свободный перенос ионов внутри элемента [2]. Защитные покрытия на полимерах позволяют снизить их нагрев и повысить механическую прочность.

Одним из прогрессивных способов нанесения покрытий на различные материалы является электронно-лучевое испарение керамики в форвакуумной области давлений [3]. Авторы показали, что возможно формирование защитных теплопроводящих покрытий на подложках из различных материалов. В наших предыдущих исследованиях

при нанесении покрытий на полимеры было показано [4], что снизить нежелательный нагрев полимерной подложки возможно при расположении его на достаточно большом расстоянии от испаряемой керамики – более 15 см. Такая удаленность конечно же скажется на скорости роста покрытия на полимере. В настоящем исследовании с целью повышения скорости роста покрытия предложено повысить температуру нагрева керамики более 2000 °С. Кроме того, использование термобарьерных экранов позволит снизить нагрев полимерной подложки. Результаты исследований представлены далее.

Эксперименты проводились с использованием форвакуумного плазменного электронного источника, расположенного на вакуумной камере. Схема эксперимента приведена на рис. 1. Конструкция и основные параметры используемого электронного источника представлены в работе [5]. Нагрев керамики осуществлялся в течение 5–8 мин расфокусированным электронным пучком. Температура, до которой нагревалась мишень, составляла 2300 °С.

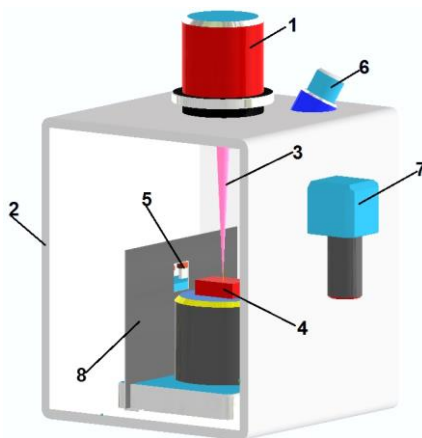


Рис. 1. Схема экспериментальной установки:

- 1 – плазменный источник электронного пучка; 2 – вакуумная камера;
- 3 – электронный пучок; 4 – мишень из керамики; 5 – полимерные подложки;
- 6, 7 – пирометры; 8 – тепловой экран/диафрагма

При превышении данной температуры керамика кипела с образованием большого количества крупной капельной фракции. Размеры капель достигали 1 мм. Подложки для защиты от теплового излучения с нагретой мишени до достижения требуемой температуры располагались на устройстве перемещения и на расстоянии 25 см от мишени за тепловыми экранами. Для измерения температуры полимерной под-

ложки использовался инфракрасный пирометр. При достижении требуемой температуры испарения подложки перемещались на расстояние 7 см к мишени поочередно. Как показали эксперименты, температура поверхности подложек линейно увеличивается с течением времени. Скорость роста температуры увеличивалась с ростом общего времени процесса и изменялась от 0,73 °C/с для первого образца до 1 °C/с для образца 3.

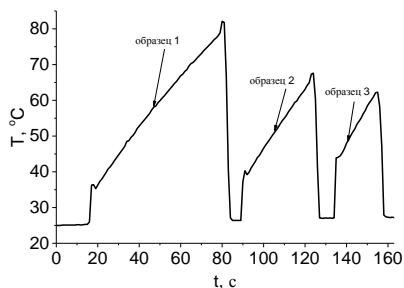


Рис. 2. Зависимость температуры подложек от времени напыления при температуре мишени 2300 °C

Заключение. Температура подложки при электронно-лучевом нанесении керамического покрытия существенно зависит от времени напыления. Скорость роста температуры достигает 1 °C/с, что должно быть учтено при таком методе нанесения покрытий.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 20-38-90184.

ЛИТЕРАТУРА

1. Prasher R. Thermal interface materials: historical perspective, status, and future directions // Proceedings of the IEEE. – 2006. – Vol. 94, № 8. – P. 1571–1586.
2. Shi Ch., Zhang P., Chen L., Yang P., Zhao J. Effect of a thin ceramic-coating layer on thermal and electrochemical properties of polyethylene separator for lithiumion batteries // Journal of Power Sources. – 2014. – Vol. 270. – P. 547–553.
3. Yushkov Yu.G., Oks E.M., Tyunkov A. et al. Electron-beam deposition of heat conducting ceramic coatings in the forevacuum pressure range // Ceramics International. – 2020. – Vol. 46, № 13. – P. 21190–21195.
4. Чан В.Т., Климов А.С. Тепловые режимы при формировании керамических покрытий на полимерах с использованием форвакуумного плазменного электронного источника // Матер. докладов XVII Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления». – 2021. – Т. 1. – С. 235–237.
5. Bakeev I.Yu., Klimov A.S., Oks E.M., Zenin A.A. Generation of high-power-density electron beams by a forevacuum-pressure plasma-cathode electron source // Plasma Sources Science and Technology. – 2018. – Vol. 27, № 7. – P. 075002.

**О ПРОТЕКАНИИ ТОКА ЧЕРЕЗ ОБРАЗЕЦ КОМПОЗИТНОЙ
АЛЮМООКСИДНОЙ КЕРАМИКИ
ПРИ ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВОМ СПЕКАНИИ**

*А.А. Зенин, доцент каф. физики, к.т.н.; Э. Дагри, студент каф. ФЭ
г. Томск, ТУСУР, zenin1988@gmail.com*

Приведены результаты исследования протекания тока через композитную $Al_2O_3-ZrO_2$ керамику, при ее электронно-лучевом спекании форвакуумным плазменным источником электронов. Показано, что величина протекающего тока зависит от температуры образца. Максимальный протекающий ток через образец при электронно-лучевом спекании может достигать 1–2 мА при температуре поверхности 1600 °С.

Ключевые слова: электронно-лучевое спекание, алюмооксидная керамика, циркониевая керамика, протекание тока, форвакуум.

Композитные материалы, изготовленные из оксида алюминия и оксида циркония, являются востребованными для применения в различных сферах [1]. Широкое применение они нашли в области биоматериалов. Правильный подбор количества каждого компонента позволяет достичь высокого уровня механических свойств, прочности и твердости [1]. Алюмооксидная керамика в чистом виде обладает высокой твердостью и хорошими механическими свойствами, но низкой прочностью, тогда как оксид циркония имеет высокую прочность, но более низкую твердость.

Благодаря совершенствованию плазменных источников электронов, способных проводить электронно-лучевую обработку непроводящих материалов и изделий [2], начали развиваться альтернативные способы получения керамики, такие как электронно-лучевое спекание [3], которое позволяет провести технологические операции за существенно меньшее время, чем при традиционных способах. Вопрос ускорения спекания при электронно-лучевом облучении остается открытым. Одним из возможных путей снижения температуры и времени спекания является нагрев внутренних областей образцов за счет протекания тока пучка по всему объему спекаемого образца. Основная цель настоящей работы – исследование протекания тока через спекаемые образцы при электронно-лучевом спекании композитной керамики.

Методика эксперимента. Эксперименты проводились на электронно-лучевой установке ЭЛУ-1А, оснащенной плазменным источником электронов (рис. 1).

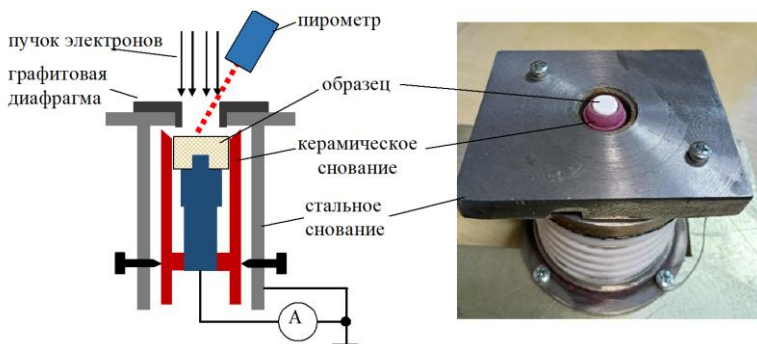


Рис. 1. Схема измерения протекания тока через образец (слева) и фотография внешнего вида экспериментальной оснастки (справа)

Спекаемые компакты изготавливались из керамических порошков оксида алюминия и оксида циркония. Образцы толщиной 3 мм и диаметром 10 мм были изготовлены одноосным прессованием. Спрессованные образцы помещались в специальный тигель, схема и внешний вид которого приведены на рис. 1, и помещались в вакуумную камеру. Электронно-лучевое спекание осуществлялось в атмосфере инертного газа гелия при давлении в вакуумной камере 30 Па. Нагрев образцов до температуры 1400–1600° осуществлялся путем увеличения тока электронного пучка от 20 до 100 мА при фиксированном ускоряющем напряжении 10 кВ. Диаметр пучка в экспериментах оставался неизменным и составлял 5 мм. Для обеспечения равномерного электронно-лучевого воздействия на образец использовалась система развертки электронного пучка, позволяющая осуществлять сканирование по квадрату 15×15 мм² с частотой 100 Гц. Геометрические размеры раstra превышали диаметр входного отверстия в графитовой диафрагме. Контроль температуры поверхности осуществлялся бесконтактным методом с помощью высокотемпературного пирометра.

Результаты экспериментов и их обсуждение. Зависимость величины тока, протекающего через образец, от температуры поверхности при электронно-лучевом спекании приведена на рис. 2.

Из приведенной зависимости видно, что протекание тока через образец композитной керамики начинается от температуры порядка 1000 °С. С увеличением температуры поверхности наблюдается значительный рост тока, протекающего через образец. Данный факт можно объяснить появлением ионной проводимости у керамического компакта при высоких температурах.

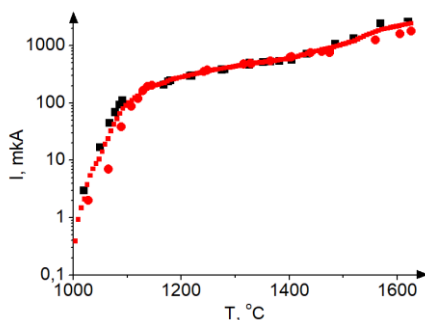


Рис. 2. Зависимость тока, протекающего через образец, от температуры поверхности

Заключение. В результате проведенных экспериментов показано, что на величину протекающего при электронно-лучевом спекании композитной алюмооксидной и циркониевой керамик тока оказывает существенное влияние температура поверхности.

Исследование поддержано грантом Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых – докторов наук, проект МД-754.2021.4

ЛИТЕРАТУРА

1. Бардаханов С. Структура и свойства нанокерамики на основе порошка оксида алюминия / С. Бардаханов, А. Ким, В. Лысенко, Н. Маслов, А. Номоев, И. Рожин, Д. Труфанов // Наноиндустрия. – 2009. – № 2. – С. 2–5.
2. Окс Е.М. Источники электронов с плазменным катодом: физика, техника, применения. – Томск: Изда-во НТЛ, 2005. – 216 с.
3. Klimov A.S. Influence of electron-beam heating modes on the structure of composite $ZrO_2-Al_2O_3$ ceramics / A.S. Klimov, I.Yu. Bakeev, A.A. Zenin // 15th International Conference «Gas Discharge Plasmas and Their Applications» GDP 2021: Abstracts, Ekaterinburg. – 2021. – P. 108.

УДК 537.533

ВЛИЯНИЕ ПРОТЯЖЕННОСТИ УЗКОЙ МЕТАЛЛИЧЕСКОЙ ТРУБКИ НА ПРОХОЖДЕНИЕ СФОКУСИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОННОГО ПУЧКА В ФОРВАКУУМЕ

И.Ю. Бакеев, н.с. каф. физики, к.т.н.;

Е.А. Иваненко, студент каф. ЭП

г. Томск, ТУСУР, bakeeviyu@mail.ru

Представлены результаты исследования процессов прохождения сфокусированного электронного пучка, генерируемого форвакуум-

ным источником, в узкой протяженной металлической трубке. Продемонстрировано влияние на коэффициент токопрохождения пучка в трубке в зависимости от протяженности узкой трубки и ускоряющего напряжения.

Ключевые слова: плазменный источник, сфокусированный электронный пучок, форвакуум, узкая трубка.

Одно из перспективных применений электронного пучка заключается в ионизации им рабочего газа для генерации плазмы, используемой для ионно-плазменной поверхностной обработки различного назначения [1]. Одной из существующих ныне проблем является задача генерации плазмы в узких протяженных металлических полостях, ограничивающая возможность применения технологии ионно-плазменной обработки внутренних поверхностей узких трубчатых изделий. Как раз-таки использование сфокусированного электронного пучка, генерируемого форвакуумным плазменным источником [2], в качестве дополнительного ионизатора внутри металлической трубки может способствовать зажиганию самостоятельного тлеющего разряда в полости трубки [3] и обеспечить генерацию плотной однородной плазмы по всей ее длине. Цель настоящей работы состояла в изучении процессов прохождения сфокусированного электронного пучка в узкой протяженной металлической трубке в форвакуумной области давлений и в исследовании влияния протяженности трубки на распределение тока электронного пучка.

Методика эксперимента. Схема проведения эксперимента представлена на рис. 1. Форвакуумный плазменный источник 1 располагался на фланце вакуумной камеры, откачиваемой механическим насосом, и генерировал сфокусированный электронный пучок 2. Подробно конструкция и принцип работы форвакуумного источника сфокусированного электронного пучка изложены в [2]. Соосно электронному пучку располагалась узкая протяженная металлическая трубка 3 с внутренним диаметром 7,5 мм и протяженностью L_t . Под трубкой располагался коллектор 4 в виде цилиндра Фарадея. В экспериментах исследовалось распределение токов электронного пучка между трубкой – I_t и коллектором – I_c (см. рис. 1). Далее в качестве параметра, отражающего распределение тока пучка между трубкой и коллектором, используется коэффициент токопрохождения I_c/I_b , равный доле тока пучка, прошедшей через трубку на коллектор, по отношению к полному току пучка $I_b = (I_c + I_t)$.

В экспериментах использовались следующие параметры: давление рабочего газа (азота) $p = 4$ Па; ток пучка $I_b = 10$ мА; ускоряющее напряжение $U_a = 10$ –20 кВ; протяженность трубки $L_t = 10$ –30 см.

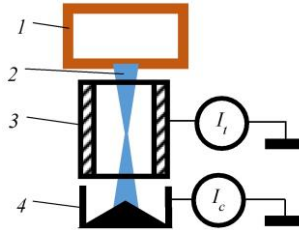


Рис. 1. Схема эксперимента: 1 – форвакуумный источник электронов; 2 – сфокусированный электронный пучок; 3 – узкая протяженная металлическая трубка; 4 – коллектор; I_t – ток трубки; I_c – ток коллектора

Результаты. Экспериментальные зависимости коэффициента токопрохождения от протяженности металлической трубки представлены на рис. 2.

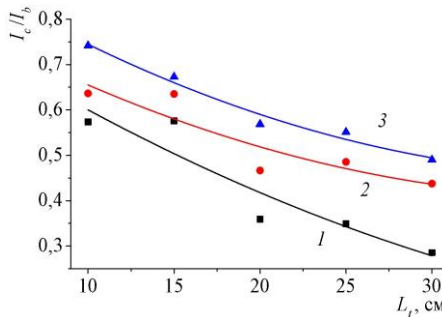


Рис. 2. Зависимости коэффициента токопрохождения I_c/I_b от протяженности трубки L_t при различных ускоряющих напряжениях U_a : 1 – $U_a = 10$ кВ; 2 – $U_a = 15$ кВ; 3 – $U_a = 20$ кВ

Из результатов видно, что коэффициент токопрохождения I_c/I_b монотонно уменьшается при увеличении протяженности трубки L_t . В зависимости от ускоряющего напряжения различаются обеспечиваемые значения коэффициента токопрохождения и крутизна зависимости I_c/I_b (L_t). Так, при наибольшем ускоряющем напряжении $U_a = 20$ кВ (см. 3 на рис. 2) обеспечиваются наибольшие значения коэффициента токопрохождения, степень уменьшения коэффициента токопрохождения по мере увеличения протяженности трубки при этом минимальная. В данном случае при исследуемых диапазонах протяженности трубки 10–30 см коэффициент токопрохождения составляет величину более 50%.

Заключение. Исследованы процессы распределения тока сфокусированного электронного пучка при прохождении в узкой протяженной металлической трубке между трубкой и коллектором. Показано,

что коэффициент токопрохождения пучка уменьшается при увеличении протяженности трубки. Продемонстрировано влияние ускоряющего напряжения на зависимость коэффициента токопрохождения от протяженности трубки.

Работа выполнена в рамках госзадания Министерства науки и высшего образования РФ, проект FEWM -2020-0038.

ЛИТЕРАТУРА

1. Leonhardt D., Walton S.G., Fernsler R.F. Fundamentals and applications of a plasma-processing system based on electron-beam ionization // Physics of plasmas. – 2007. – Vol. 14, No. 5. – P. 057103.

2. Bakeev I.Y. et al. Generation of high-power-density electron beams by a forevacuum-pressure plasma-cathode electron source // Plasma Sources Science and Technology. – 2018. – Vol. 27, No. 7. – P. 075002.

3. Ignatov D.Y. et al. Generation of Plasma in Non-Self-Sustained Glow Discharge With Hollow Cathode for Nitriding Inner Surfaces of Elongated and Complex Shaped Cavities // IEEE Transactions on Plasma Science. – 2020. – Vol. 48, No. 6. – P. 2050–2059.

УДК 536.587

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРОЙ ЭЛЕКТРОПЕЧИ

А.В. Конгарова, Н.Д. Маковский, студенты каф. КСУП

*Научный руководитель Т.В. Ганджа, проф. каф. КСУП, доцент, д.т.н.
г. Томск, ТУСУР*

Рассмотрена одна из возможных систем управления температурой электропечи. Цель – изучение параметрического синтеза регуляторов и анализ полученной замкнутой системы управления.

Ключевые слова: система управления температурой электропечи, регулирование температурой, электропечь.

Для описания современных систем автоматического управления удобнее всего использовать устройство с векторной матрицей, которое позволяет создавать уникальную и компактную форму математического представления широкого класса объектов. При проектировании систем часто необходимо иметь амплитудно-фазовые частотные характеристики, в соответствии с которыми расположены резервы устойчивости всей открытой системы. Используя такие характеристики, можно оценить влияние изменений параметров системы и объектов на ее устойчивость в закрытом состоянии. Методы поиска систем в частотной области также позволяют нам определять показатели качества и характеристики точности.

Чтобы точно понять, как происходит синтез конкретных систем управления динамическими объектами и анализ результатов, была подробно рассмотрена система автоматического регулирования температуры.

Цель разрабатываемой системы: способность поддерживать температуру на необходимом уровне в печи.

Большая часть этой работы посвящена построению математической и компьютерной модели системы контроля температуры электрической печи.

Реализована математическая модель системы управления температурой электропечи, согласно функциональной схеме, представленной на рис/ 1:



Рис. 1. Функциональная схема системы управления температурой электропечи

В состав электрической печи входят: последовательно соединенные тиристорный преобразователь (усилитель мощности), электродвигатель, демпфер, регулирующий подачу холодного воздуха в печь, и сама печь с нерегулируемым нагревательным элементом. Модель представлена в форме операторно-структурной схемы, изображенной на рис. 2.

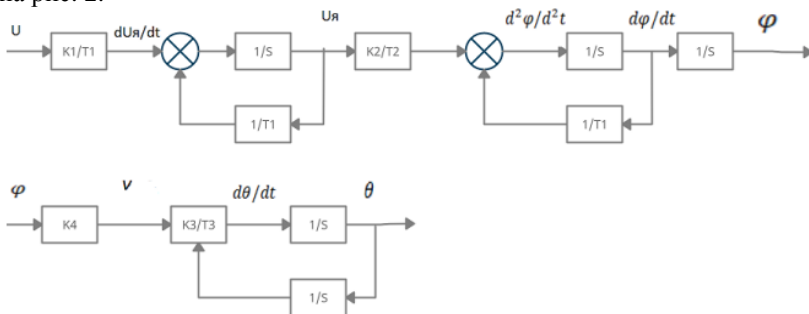


Рис. 2. Операторно-структурная схема системы

Затем реализуется компьютерная модель системы. Среда моделирования МАРС была использована для реализации. Схема показана на рис. 3.

Следующим шагом является добавление контроллера PID в систему, чтобы система работала правильно и соответствовала требованиям. Согласно условиям, время переходного процесса должно составлять 50 с, а превышение не должно превышать 15%. Схема с PID-контроллером показана на рис. 4.

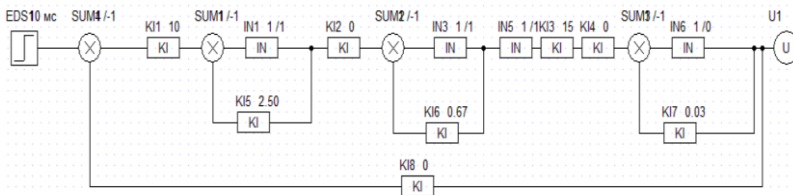


Рис. 3. Компьютерная модель операторно-структурной схемы

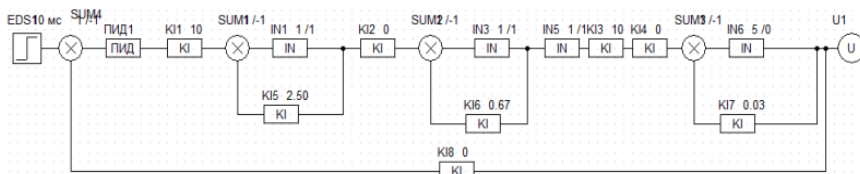


Рис. 4. Схема с PID-регулятором

В результате синтеза ПИД-регулятора получается система, время перехода которой составляет 50 с, а превышение не превышает 15%, что соответствует вышеуказанным требованиям. График переходных процессов показан на рис. 5.

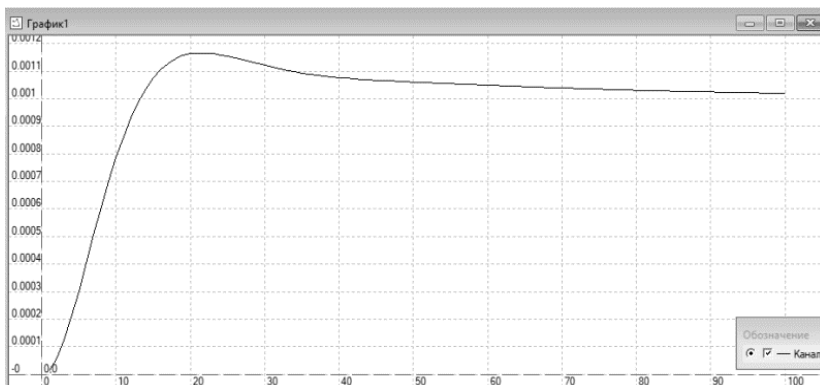


Рис. 5. График переходного процесса системы с ПИД-регулятором

ЛИТЕРАТУРА

1. Базаров И.П. Термодинамика. – СПб.: Лань, 2010. – 384 с.
2. Бесекецкий В.А. Теория систем автоматического регулирования / В.А. Бесекецкий, Е.П. Попов. – М.: Наука, 2004.
3. Макаров И.М. Линейные автоматические системы / И.М. Макаров, Б.М. Менский. – М.: Машиностроение, 1982. – 504 с.

РАЗРЯД В ДЛИННОЙ МЕТАЛЛИЧЕСКОЙ ТРУБКЕ, ИНИЦИИРУЕМЫЙ ЭЛЕКТРОННЫМ ПУЧКОМ

Д.В. Эйгус, К.И. Карнов, Л.Ж. Нгон А Кики, студенты

*Научный руководитель В.А. Бурдовицин, проф. каф. физики, д.т.н.
г. Томск, ТУСУР, burdov@fet.tusur.ru*

Представлены результаты исследования разряда, инициируемого электронным пучком в узкой металлической трубке. Измерена вольт-амперная характеристика такого разряда при различных значениях тока электронного пучка. Установлено существование предельного значения тока пучка, при котором возможно инициирование разряда. Получено продольное распределение тока разряда в трубке при различных его значениях. Обнаружено наличие немонотонности в распределении вблизи дна трубы, обусловленное, по-видимому, вторичной эмиссией со дна.

Ключевые слова: форвакуум, электронный пучок, узкая металлическая трубка, продольное распределение плазмы.

Существующие технологии ионно-плазменной обработки внутренних поверхностей узких труб не в полной мере удовлетворяют потребностям современного производства. Затруднения, связанные с проникновением плазмы в трубу, могут быть преодолены инициированием вспомогательного разряда путем инъекции электронного пучка в трубку, находящуюся под отрицательным потенциалом относительно стенок вакуумной камеры. В настоящей работе освещаются результаты экспериментального исследования разряда в длинной металлической трубке, инициируемого электронным пучком.

Схематическое изображение экспериментальной установки показано на рис. 1, *а*. На вакуумной камере 1, изготовленной из нержавеющей стали, установлен форвакуумный источник электронов 2 [1] с плазменным катодом. Извлекаемый из эмиссионной плазмы непрерывный электронный пучок 3 фокусировался магнитной системой 4, проходил через заземленную диафрагму 5 и попадал в трубу 6 диаметром 9 мм, дном которой была металлическая заглушка. В условиях эксперимента диафрагма являлась анодом по отношению к трубке, выполнявшей роль катода. Для изучения продольного распределения тока трубка собиралась из 10 изолированных друг от друга цилиндрических секций длиной 2 см. Схема коммутации позволяла измерять ток на любую секцию, причем все остальные секции в это время находились под напряжением разряда. Схематическое изображение экспериментального макета показано на рис. 1, *б*. Давление азота изменялось в диапазоне 2,5–7 Па.

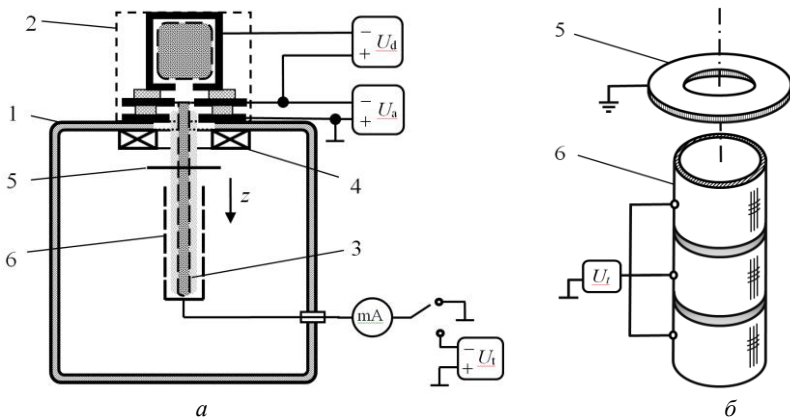


Рис. 1. Схематическое изображение: *a* – экспериментальной установки; *б* – макета секционированной трубы

На рис. 2 представлена типичная вольт-амперная характеристика разряда в длинной металлической трубке при различных значениях тока пучка.

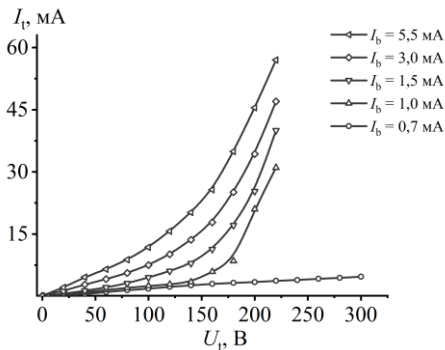


Рис. 2. Ток I_t трубки как функция напряжения U_t на ней для разных токов I_b пучка. Давление азота 2,5 Па. Ускоряющее напряжение 4 кВ

Обращает на себя внимание существование двух типов зависимостей, отличающихся крутизной нарастания тока при увеличении напряжения. При токах пучка ниже порогового имеет место линейный рост тока с напряжением. В случае если ток пучка превышает пороговое значение, то зависимость тока I_t от напряжения U_t экспоненциальная. Отмеченное различие связано с развитием в трубке разряда с полым катодом и распространением газоразрядной плазмы внутрь

трубки. Распределение тока разряда в трубке имеет характерные особенности, продемонстрированные на рис. 3.

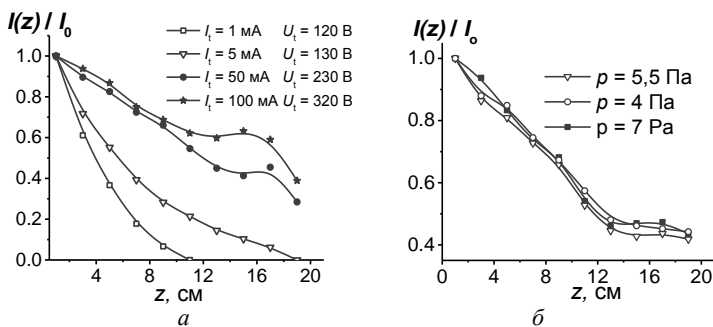


Рис. 3. Нормированные аксиальные распределения тока разряда в трубке при:
 а – различных токах разряда, давление газа 4 Па;
 б – разных давлениях азота, ток разряда $I_t = 50 \text{ mA}$

Поскольку ток на трубку, в основном, ионный, то рис. 3 характеризует распределение плазмы. Согласно рис. 3, а, малые токи разряда характеризуются монотонным спадом концентрации плазмы по мере продвижения вглубь трубы. При повышении тока I_t монотонность нарушается и появляется характерный максимум. Положение и величина максимума изменяются с увеличением тока I_t разряда. В то же время характер продольного распределения плазмы в трубке слабо зависит от давления рабочего газа (рис. 3, б). Развитие немонотонности при больших разрядных токах, по всей видимости, связано с участием в генерации плазмы вторичных электронов, эмитируемых дном трубки, и эффектом полого катода. Действительно, поскольку возрастание тока разряда сопровождается повышением соответствующего напряжения, то имеет место увеличение разности потенциалов между дном катода и плазмой. При этом увеличивается как длина ионизационного пробега, так и общее количество ионизаций, производимых вторичным электроном.

ЛИТЕРАТУРА

1. Burdovitsin V.A., Zhirkov I.S., Oks E.M., Osipov I.V. and Fedorov M.V. A Plasma-Cathode Electron Source for Focused-Beam Generation in the Fore-Pump Pressure Range // Instruments and Experimental Techniques. – 2005. – Vol. 48, No. 6. – 761 p.

**ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ МИШЕНИ
ИЗ АЛЮМООКСИДНОЙ КЕРАМИКИ НА ОПТИЧЕСКИЕ
СПЕКТРЫ ИЗЛУЧЕНИЯ ПЛАЗМЫ, ГЕНЕРИРУЕМОЙ
ИМПУЛЬСНЫМ ЭЛЕКТРОННЫМ ПУЧКОМ
В ФОРВАКУУМНОМ ДИАПАЗОНЕ ДАВЛЕНИЙ**

А.В. Казаков, с.н.с., к.т.н.; А.В. Никоненко, аспирант;

Н.А. Панченко, доцент, к.ф.-м.н.

г. Томск, ТУСУР, каф. физики, PanchenkoNA@vtomske.ru

Представлено исследование спектра оптического излучения пучковой плазмы, генерируемой импульсным электронным пучком в форвакуумном диапазоне давлений при облучении керамической мишени и в ее отсутствии. Анализ оптического спектра показывает, что интенсивность излучения ионов азота выше при наличии керамической мишени.

Ключевые слова: электронный пучок, форвакуум, пучковая плазма, оптические спектры.

Обработка и модификация поверхности диэлектрических материалов набирают оборот в последние годы. Одним из эффективных и экологичных способов обработки является обработка низкотемпературной плазмой [1]. С этой целью в лаборатории плазменной и эмиссионной электроники разрабатываются и совершенствуются источники электронного пучка, способные работать в форвакуумной области давлений [2]. При генерации электронных пучков в таком диапазоне давлений создается пучковая плазма, которую можно применять для обработки и модификации различных диэлектрических материалов. Результаты такой обработки зависят от параметров пучковой плазмы. Поэтому важно отслеживать, оценивать и оптимизировать эти параметры. С этой целью лучше использовать бесконтактные способы диагностики, например спектрально-оптический способ.

Техника и методика проведения эксперимента. Для изучения влияния мишени из алюмооксидной керамики на оптические спектры излучения пучковой плазмы использовалась экспериментальная установка, представленная на рис. 1.

Модернизированный форвакуумный источник электронов 2, подробно описанный в работе [2], использовался для генерации импульсного широкоапертурного электронного пучка 1. Источник электронов был установлен на вакуумной камере 3, рабочее давление p в которой устанавливалось в пределах от 5 до 15 Па. Блок питания и управления 4 задавал рабочие параметры. Для вывода оптического излучения из вакуумной камеры с помощью оптического волокна б

использовался специальный герметичный вывод 8 с кварцевым окном 5. Для регистрации излучения использовался сертифицированный оптический спектрометр (Ocean Optics 4000) 7.

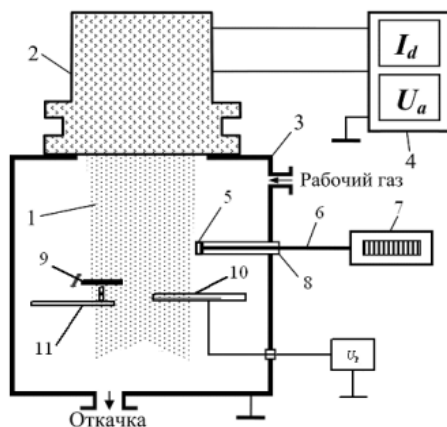


Рис. 1. Схема экспериментальной установки

Входная апертура оптоволоконна размещалась выше облучаемой мишени 9 и была направлена в область оси симметрии электронного пучка перпендикулярно направлению распространения пучка. Облучаемая алюмооксидная мишень 9 крепилась на систему перемещения 11 с помощью диэлектрических держателей. Для измерения концентрации пучковой плазмы в атмосфере азота (N_2) при давлениях использовался одиночный зонд 10.

Результаты эксперимента и их обсуждение. В ходе исследования были сняты оптические спектры излучения пучковой плазмы и концентрации ионов в пучковой плазме как при облучении мишени из алюмооксидной керамики, так и в ее отсутствии. Для качественного анализа концентрации ионов в пучковой плазме по оптическим спектрам была выбрана самая интенсивная линия, наблюдаемая в эксперименте, молекулярных ионов первой отрицательной системы азота с длиной волны излучения $\lambda = 391,4$ нм. На рис. 2 представлена зависимость излучения молекулярного иона азота от ускоряющего напряжения U_a . С ростом ускоряющего напряжения при облучении керамической мишени интенсивность излучения на этой линии увеличивается, а в отсутствие мишени уменьшается. Рост интенсивности обусловлен ростом концентрации молекулярных ионов за счет вторичной электронной эмиссии с поверхности диэлектрической мишени. Спад интенсивности в отсутствие мишени обусловлен зависимостью сечения

ионизации от энергии электронов [3], что хорошо коррелирует с результатами зондовых измерений концентрации ионов в пучковой плазме, представленными на рис. 3.

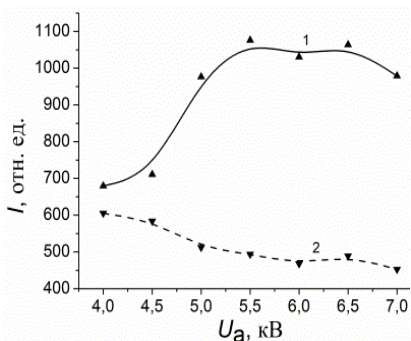


Рис. 2. Зависимость интенсивности излучения молекулярного иона азота ($\lambda = 391,4$ нм) при облучении мишени и без (кривые 1 и 2 соответственно) от ускоряющего напряжения, $p = 5$ Па

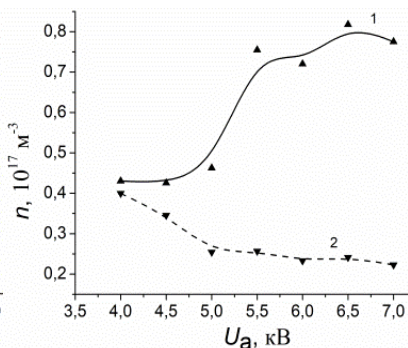


Рис. 3. Зависимость концентрации ионов в пучковой плазме при облучении мишени и без (кривые 1 и 2 соответственно) от ускоряющего напряжения, $p = 5$ Па

Различия же вызваны, с одной стороны, тем, что зондовые измерения учитывают не только молекулярные ионы, но и атомарные. А с другой стороны, тем, что молекулярные ионы ПОС излучают в диапазоне 340–440 нм.

Заключение. Полученные результаты исследований показали возможность качественной оценки параметров плазмы бесконтактным методом спектральной диагностики даже при генерации плазмы импульсным электронным пучком. Однако данный метод требует дополнительных исследований и разработки программного модуля для оценки состава в реальном времени.

Работа выполнена при поддержке гранта Президента Российской Федерации № МК-3621.2021.4.

ЛИТЕРАТУРА

1. Jasso-Gastinel C.F. Surface modification of polymers properties / C.F. Jasso-Gastinel, J.M. Messor.i – United States: Elsevier, 2017. – 216 p.
2. Kazakov A.V. Broad-beam plasma-cathode electron beam source based on a cathodic arc for beam generation over a wide pulse-width range / A.V. Kazakov, A.V. Medovnik, E.M. Oks, N.A. Panchenko // Review of Scientific Instruments. – 2020. – Vol. 91. – Art. No. 093304.
3. Четверушкин Б.Н. Расчет сечений электронной столкновительной ионизации атомов и ионов азота и кислорода по модели Хартри–Фока–Слэтера / Б.Н. Четверушкин, В.А. Гасилов, М.Е. Жуковский // Препринты ИПМ им. М.В. Келдыша. – 2018. – № 263. – 23 с.

**ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ДАВЛЕНИЯ НА
ФУНКЦИОНИРОВАНИЕ КОНТРАГИРОВАННОГО
ДУГОВОГО РАЗРЯДА С КЕРАМИЧЕСКИМ
ПРОМЕЖУТОЧНЫМ ЭЛЕКТРОДОМ**

*А.В. Казаков, с.н.с. каф. физики; А.С. Кузьмин, студент каф. ФЭ;
Н.А. Панченко, доцент каф. физики
г. Томск, ТУСУР, andrykazakov@gmail.com*

Керамический промежуточный электрод с контрагирующим каналом обеспечивает увеличение длительности импульса стабильного функционирования контрагированного дугового разряда в форвакуумном источнике электронов. При этом увеличение давления газа приводит к росту стабильного тока разряда при миллисекундной длительности импульса.

Ключевые слова: контрагированный дуговой разряд, плазменный источник электронов, форвакуумный диапазон давлений.

В источниках импульсных электронных пучков с плазменными катодами для создания эмиссионной плазмы часто используются тлеющий разряд и дуговой разряд с катодными пятнами [1]. Использование дугового разряда с катодными пятнами даёт ряд преимуществ относительно тлеющего разряда (большой ток разряда, большая длительность импульса и т.д.). Однако данный тип дугового разряда обладает недостатками, которые являются следствием процессов функционирования катодных пятен (формирование паров и микрокапель из материала катода, хаотичное движение катодного пятна) [2]. Нередко эти процессы являются негативными для источника электронов. Использование контрагированного дугового разряда позволяет уменьшить влияние данных процессов в источниках, формирующих пучки электронов при давлении 10^{-3} – 10^{-1} Па [1, 3]. Аналогичный разряд был реализован и в форвакуумном источнике импульсного электронного пучка [4]. В то же время в плазменных источниках электронов с металлическим промежуточным электродом, в котором выполнен контрагирующий канал, устойчивый ток контрагированной дуги ограничен погасанием или переходом в каскадный режим функционирования [1, 4]. Цель настоящей работы заключалась в исследовании применения для сжатия положительного столба дуги контрагирующего канала, выполненного в диэлектрической пластине, которая установлена между катодом и анодом разрядного промежутка форвакуумного плазменного источника электронов.

Экспериментальная установка. Для проведения исследований использовался форвакуумный плазменный источник импульсного

электронного пучка на основе контрагированного дугового разряда, описания конструкции и принципа работы источника представлены в [4]. В данном источнике металлический промежуточный электрод с контрагирующим каналом, который устанавливается между катодом и анодом разрядной системы источника, был заменен на керамическую дискообразную пластину, в которой выполнен контрагирующий канал. В качестве материала пластины была использована алюмонитридная керамика (AlN), обладающая достаточно высокой температурой плавления (около 2400 °С) и хорошими электроизоляционными свойствами. Контрагирующий канал, выполненный в пластине, имел радиус 1,5 мм и протяженность 2,5 мм. Плазменный источник электронов размещался на вакуумной камере (рис. 1), в которой давление p газа (азот) регулировалось в пределах 3–30 Па. Импульсный блок питания разряда обеспечивал ток I_d разряда до 65 А с длительностью импульса τ_d до 8 мс. Частота следования импульсов была 1 Гц.

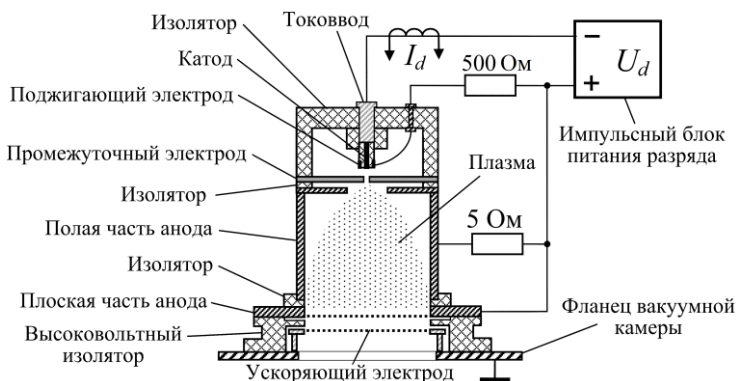


Рис. 1. Схема экспериментальной установки

Результаты экспериментов и их анализ. Поскольку на керамическом контрагирующем электроде невозможно инициирование катодного пятна, то и переход в каскадный режим функционирования также невозможен. Поэтому длительность импульса, при которой обеспечивается стабильное горение контрагированной дуги, ограничена только погасанием разряда, которое наблюдалось по обрывам тока разряда. Проведенные исследования показали, что использование промежуточного электрода, выполненного из высокотемпературной керамики, обеспечивает функционирование контрагированного дугового разряда при большей длительности импульса по сравнению со случаем использования металлического промежуточного электрода.

При достижении определенного давления рабочего p_s газа обеспечивается стабильное функционирование контрагированной дуги при длительности импульса τ_d вплоть до 8 мс. Величина давления p_s , при котором обеспечивается устойчивое функционирование контрагированного дугового разряда при миллисекундной длительности импульса, увеличивается по мере роста тока I_d (рис. 2).

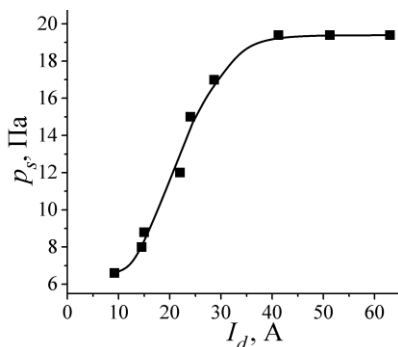


Рис. 2. Зависимость давления p_s , при котором обеспечивается устойчивое функционирование контрагированного дугового разряда при миллисекундной длительности импульса, от тока I_d разряда

При достижении давления $p = 19,6$ Па и при большем давлении контрагированная дуга может устойчиво функционировать при токе I_d до 65 А.

Работа поддержана грантом Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках конкурса FEWM-2021-0013.

ЛИТЕРАТУРА

1. Окс Е.М. Источники электронов с плазменным катодом: физика, техника, применения. – Томск: Изд-во НТЛ, 2005. – 216 с.
2. Anders A. Cathodic arcs: from fractal spots to energetic condensation. – New York: Springer, 2008. – 555 p.
3. Девятков В.Н., Коваль Н.Н. Плазменный сеточный катод на основе контрагированного дугового разряда низкого давления в неоднородном магнитном поле // Изв. высш. учеб. завед. Физика. – 2017. – Т. 60, № 10-2. – С. 32–38.
4. Kazakov A.V., Medovnik A.V., Oks E.M., Panchenko N.A. Parameters and characteristics of a pulsed constricted arc discharge operating in a forevacuum-pressure plasma-cathode electron beam source // Vacuum. – 2021. – Vol. 186. – P. 110071.

РАЗРАБОТКА ТЕХНОЛОГИИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ МИНИАТЮРНОГО СВЕТОДИОДА

А.А. Павлова, студентка;

М.И. Воротников, С.А. Санько, М.С. Майбах, аспиранты

Научный руководитель С.В. Смирнов, проф. каф. ФЭ, д.т.н.

г. Томск, ТУСУР, каф. ФЭ, alexia.1999@mail.ru

Рассматривается разработка технологии изготовления миниатюрного светодиода типоразмером 1,6×0,8 мм с использованием автоматической среды моделирования КОМПАС-3D.

Ключевые слова: миниатюрные светодиоды, технологический маршрут, операции изготовления светодиода, система автоматизированного проектирования «КОМПАС-3D».

Развитие технологий в области светодиодной продукции стало причиной поиска и появления новых эффективных решений по изготовлению различных типов светодиодов, а в связи с непрерывно растущей потребностью энергосбережения произошло появление новых рынков для светодиодных изделий. Светодиоды типоразмером 1,6×0,8 мм характеризуются компактными габаритами и низким уровнем энергопотребления, что привело к существенному расширению области их применения за последние годы. В связи с этим целью работы является разработка технологии изготовления миниатюрного светодиода размером 1,6×0,8 мм. В результате проведённого литературного обзора, анализа технических параметров и характеристик диодов в качестве аналога был выбран светодиод Kingbright-APTD1608-XXX (размером 1,6×0,8×1,1 мм). Параметры светодиодов данной фирмы представлены в таблице.

Светодиоды Kingbright

Модель	APTD160 8SECK	APTD160 8VBC	APTD160 8ZGCK	APTD160 8SYCK	APTD160 8SECK
Прямой ток, мА	20	20	20	20	20
Напряжение, В	2,2	3,3	3,3	2	2,2
Интенсивность освещения, мКд	2700	350	900	800	4200
Длина волны, нм	625	470	525	590	605
Цвет свечения	Крас.	Син.	Зел.	Жёлт.	Оранжев.

Поставленная цель была достигнута благодаря выполненным задачам: разработка дизайна светодиода; разработка корпуса и печатной платы; разработка оснастки для заливки линз светодиодов; разработка технологии изготовления светодиода.

Перед разработкой технологии изготовления в автоматической среде моделирования «КОМПАС-3D» была разработана модель светодиода, представленная на рис. 1.

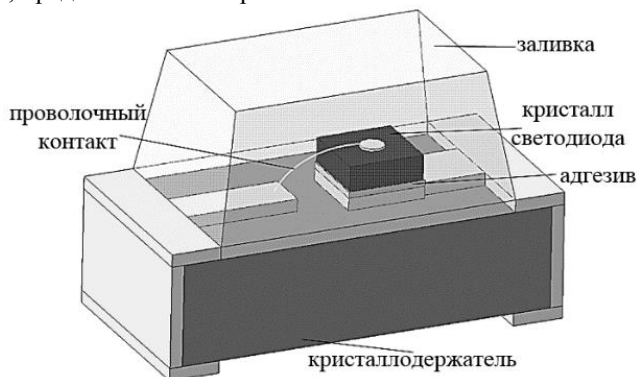


Рис. 1. 3D-модель разрабатываемого светодиода

На рис. 2 представлены операции технологии изготовления светодиода.

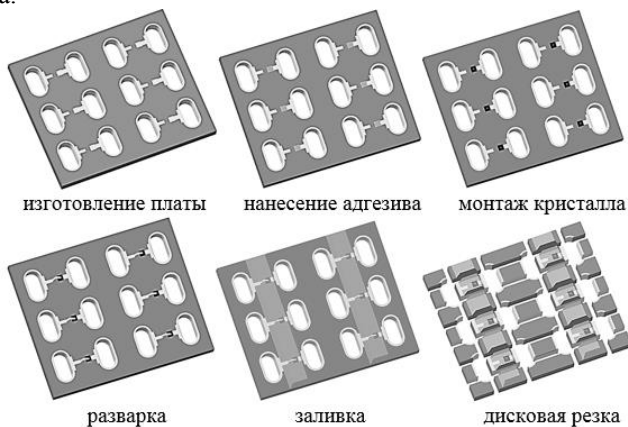


Рис. 2. Этапы изготовления светодиодов

На первом этапе реализации технологии изготовления была разработана 3D-модель печатной платы в системе автоматизированного проектирования «КОМПАС-3D». Печатная плата – это пластина из диэлектрика, на поверхности которой сформированы электропроводящие контакты. Печатная плата служит для обеспечения электрического и механического соединения корпуса с кристаллом. На сегодняшний день разработаны стандарты по изготовлению печатных

плат, удовлетворяющие всем требованиям. Исходя из данных требований по составу и качеству топологии, металлизации, а также наличию различных загрязнителей на поверхности платы, можно увеличить количество годных изделий на выходе и повысить повторяемость процесса монтажа чипа [1]. С учётом этих требований была разработана 3D-модель печатной платы. Количество корпусов (кристаллодержателей) на одной плате составляет 160 штук, что позволит автоматизировать процесс сборки светодиодов и уменьшить себестоимость.

Следующим этапом технологии изготовления является нанесение адгезива для последующей посадки кристалла. Для установки светодиодных кристаллов в качестве адгезивов используются различные материалы, предназначенные для этой цели, а оптимальная толщина их нанесения составляет 50–100 мкм. При большей толщине наносимого адгезива произойдёт снижение термической устойчивости и адгезии [2]. Нанесение адгезива необходимо производить таким образом, чтобы обеспечивалось максимально равномерное покрытие площади посадки кристалла, а боковые грани чипа при его последующей посадке не были закрыты более чем на треть высоты грани.

Операция монтажа светодиодного кристалла является следующей после нанесения адгезива и осуществляется следующим образом: производится захват кристалла с помощью вакуумного пинцета, а после происходит его установка на место платы, покрытое адгезивом, после чего проводится процесс оплавления (сушки).

Следующей технологической операцией при изготовлении светодиода является операция разварки. При разварке контактов используется оборудование ультразвуковой/термокомпрессионной сварки, а в качестве соединительного материала используется золотая проволока.

На последней операции перед финишным контролем светодиода производится приготовление и нанесение силиконовой смеси для линз. Линза выполняет защитную функцию кристалла светодиода и проволочных контактов от воздействия внешних факторов. В настоящее время оптический силикон наиболее широко применяется для этих целей. Силиконы отлично пропускают свет, устойчивы в широком диапазоне температур, устойчивы к пожелтению при воздействии ультрафиолетового излучения и легко принимают требуемую форму – таким образом, это отличные материалы для длительной работы в составе светодиода [3]. Для заливки линз излучателей была разработана оснастка в системе автоматизированного проектирования «КОМПАС-3D».

Последней операцией сборки светодиода является сушка светодиодной линзы. Оборудованием для данной операции служат различные варианты сушильных шкафов с контроллером, позволяющим задавать несколько режимов изменения температуры.

После сушки линз производится разделение групповой заготовки (платы) на отдельные чипы светодиодов. Резка осуществляется тонким алмазным диском толщиной 100 мкм: на поверхности заготовки с двух сторон симметрично делаются линейные надрезы заданной глубины, по которым впоследствии происходит разделение [4]. Данный способ разделения платы обеспечивает малую ширину надреза, позволяет добиться ровных краев, без сколов, обеспечивая высокую производительность и точность работы. Недостатком данного метода является необходимость защиты поверхности светодиодов от частиц распыляемого материала либо проведения очистки их поверхности.

После операции дисковой резки проводится отделение светодиодов от плёнки-носителя. Завершающим этапом в изготовлении светодиодов является контроль размеров и основных параметров.

В результате проделанной работы были разработаны 3D-модель светодиода-аналога Kingbright-APTД1608-XXX, этапы технологии изготовления и рассмотрены их технологические особенности. На основе разработанной технологии изготовления будет проведена сборка макетных образцов светодиодов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шуберт Ф.Е. Светодиоды / пер. с англ., под ред. А.Э. Юновича. – М.: Физматлит, 2008. – 2-е изд. – 496 с.
2. Феопентов А. Модули Chip-on-Board. – Ч. 2: Технология и производство // Полупроводниковая светотехника. – 2012. – Т. 3. – С. 6–11.
3. Акманов А.Г. Основы квантовых и оптоэлектронных приборов: учеб. пособие / А.Г. Акманов, Б.Г. Шакиров. – Уфа БашГУ, 2003. – 143 с.
4. Бауман Д.А. Технология сборки светодиодов: учеб. пособие. – СПб.: Ун-т ИТМО, 2018. – 65 с.

ПОДСЕКЦИЯ 2.4

ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

*Председатель – Семёнов В.Д., проф. каф. ПрЭ, к.т.н.;
зам. председателя – Михальченко С.Г., зав. каф. ПрЭ, д.т.н.;
Оскирко В.О., н.с. лаб. прикладной электроники ИСЭ СО РАН,
технический директор ООО «Прикладная электроника», к.т.н.*

УДК 621.311.69

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С АКТИВНЫМ КЛАМПОМ И ДВУХТАКТНЫМ СИНХРОННЫМ ВЫПРЯМИТЕЛЕМ *А.И. Бартевев, аспирант; В.Д. Семенов, проф. каф. ПрЭ, к.т.н. г. Томск, ТУСУР*

Рассмотрены схемы преобразователей с активным клампом, проведено компьютерное моделирование прямоходового преобразователя и преобразователя с активным клампом и двухтактным выпрямителем с синхронным выпрямителем.

Ключевые слова: преобразователь с активным клампом, синхронный выпрямитель, энергетические показатели.

Однотактные преобразователи являются наиболее распространенными среди преобразователей мощностью до 100 Вт. Прямоходовой и обратходовой преобразователи, являющиеся наиболее распространенными, достигли вершины своего развития в схемах с активным ограничением перенапряжений в первичной цепи. Взаимное использование технических решений, применяемых в прямоходовом и обратходовом преобразователях, с решениями в двухполупериодных выпрямителях, позволяет получить преобразователи, обладающие повышенными параметрами и характеристиками. Изучение и исследование таких преобразователей является актуальной задачей, а публикация и обсуждение результатов, соответственно, решает задачи их популяризации и дальнейшего расширения областей применения.

Исследование проводилось с целью выбора оптимального схемотехнического решения для применения в приёмопередающем устройстве телекоммуникационного оборудования в качестве источника питания (ИП) выходного каскада СВЧ-усилителя мощности напряжением 10 В и мощностью 30 Вт. Номинальным значением напряжения

питания является 48 В, а диапазон изменения – от 38 до 72 В. Высокие требования к таким ИП по повторяемости и простоте настройки требуют применения планарных трансформаторов. Данное решение позволяет реализовать трансформатор не только с хорошей повторяемостью характеристик обмотки, но и высокой связью обмоток, что положительно сказывается на КПД преобразователя [1]. При выполнении моделирования преобразователей применены Spice модели реальных компонентов, учтены паразитные сопротивления и потери в схеме управления.

Схема обратноходового преобразователя с активным клампом (ОХП с АК), представленная на рис. 1, получила широкое применение, особенно в телекоммуникационном оборудовании [2].

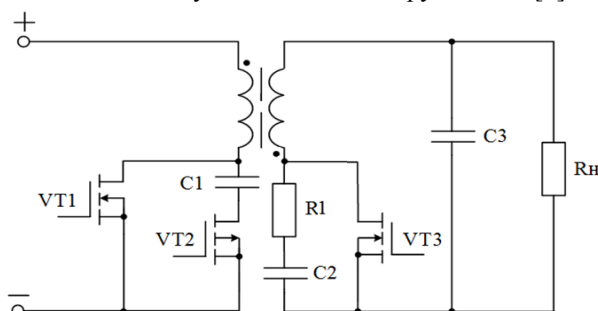


Рис. 1. Схема ОХП с АК

Основное преимущество схемы ОХП с АК заключается в том, что выбросы напряжения на запираемом транзисторе VT1 отсутствуют благодаря тому, что при выключенном транзисторе VT1 к первичной обмотке через включенный ключ VT2 прикладывается разность напряжений конденсатора C1 и входного напряжения. Постоянное напряжение на этом конденсаторе равно сумме пересчитанного к первичной обмотке выходного напряжения и входного, т.е. $U_{\text{вых}}/n + U_{\text{вх}}$. При этом регулировочная характеристика данного преобразователя такая же, как у обычного обратноходового преобразователя. На имитационной модели этого преобразователя, построенной в среде LT-Spice с ранее обозначенными параметрами по напряжению и мощности, получены заданные характеристики, в том числе КПД, равный 0,933, при этом для применения этой схемы требуется использование дополнительного выходного LC-фильтра.

Прямоходовой преобразователь с активным клампом (ПХП с АК), представленный на рис. 2, также широко используется в устройствах телекоммуникационного оборудования. Применение цепи ак-

тивного клампа в прямоходовом преобразователе позволяет получить более широкий диапазон изменения коэффициента заполнения импульса и, следовательно, выходного или входного напряжения [3].

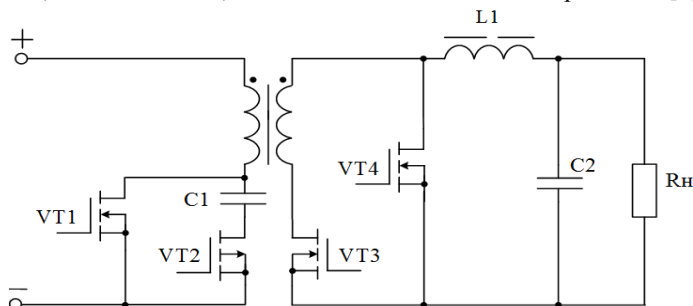


Рис. 2. Схема электрическая функциональная ПХП с АК

На имитационной модели прямоходового преобразователя с теми же выходными параметрами был получен КПД, равный 0,936. Недостатком данного преобразователя является удвоенное напряжение на выпрямительных элементах.

Основное преимущество прямоходового преобразователя перед обратнoходовым заключается в меньшем уровне пульсации тока в фильтрующем конденсаторе $C2$ и, как следствие, меньшей пульсацией напряжения на нагрузке. Это связано с тем, что ток в ОХП имеет прерывистый характер, а в ПХП – непрерывный.

Слияние рассмотренных преобразователей в схему, представленную на рис. 3, позволяет получить преимущества от двухтактного выпрямителя, заключающиеся в снижении пульсаций тока в дросселе и, как следствие, в выходном конденсаторе и нагрузке. При этом первичная часть преобразователя имеет простую структуру, а требования к компонентам остаются сопоставимыми с требованиями в обратнoходовом и прямоходовом преобразователях.

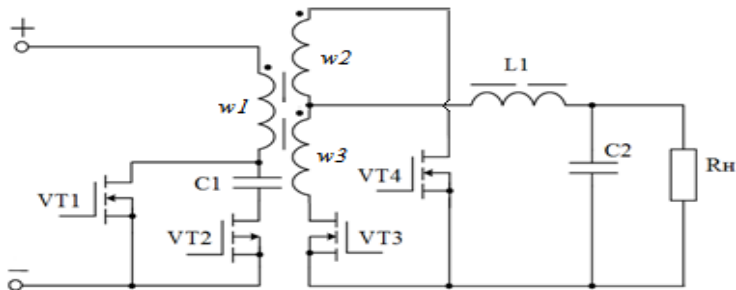


Рис. 3. Схема преобразователя с активным клампом и двухтактным СВ

На имитационной модели преобразователя с активным клапмом и двухтактным синхронным выпрямителем был получен КПД, равный 0,946, что превосходит результаты, полученные на ранее рассмотренных моделях преобразователей. Снижение пульсаций тока в выходном конденсаторе и нагрузке позволяет снизить требования не только к конденсаторам, но и дросселю.

Полученные результаты сведены и представлены в таблице.

Результаты моделирования при номинальных параметрах

Тип преобразователя	КПД	$\Delta I_{C_{\text{вых}}}$, А	$P_{\text{пот}}$, Вт
ОХП с АК	0,933	10,4	2,01
ПХП с АК	0,936	2,1	1,92
Преобразователь с АК и двухтактным СВ	0,946	0,3	1,62

По результатам моделирования наибольшим КПД обладает преобразователь с активным клапмом и двухтактным СВ. При этом он имеет более низкий уровень пульсации тока на выходном конденсаторе в более чем 6 раз по сравнению с ПХП, и более чем в 30 раз по сравнению с ОХП, за счёт чего он, предположительно, будет иметь ниже уровень импульсных радиопомех. Экспериментальное исследование преобразователя на макете планируется выполнить после его изготовления.

ЛИТЕРАТУРА

1. Угринов П. Ограничение напряжения на силовом транзисторе в однотактных преобразователях напряжения // Силовая электроника. – 2004. – № 1. – С. 62–65.

2. LM5025 Reference Design – Active clamp forward converter with an input of 30-60V to 15V@1.5A isolated // Power Applications Design Center, 2007 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.ti.com/lit/ug/snvu096/snvu096.pdf> (дата обращения: 14.01.2020).

3. Subodh Madiwale Digital Control Enables High Reliability DC-to-DC Power Conversion with Active Snubbing // Analog Devices, Inc. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.analog.com/en/technical-articles/digital-control-enables-high-reliability-dc-to-dc-power-conversion-with-active-snubbing.html> (дата обращения: 14.01.2020).

СПОСОБ КОМПЕНСАЦИИ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ И МОЩНОСТИ ИСКАЖЕНИЙ В ТРЕХФАЗНОЙ СЕТИ

И.А. Чернецкий, аспирант; П.А. Стрельников, зав. СКБ «ИМПУЛЬС»; В.Д. Семенов, проф., к.т.н.

г. Томск, каф. ПРЭ, darkblackstudent@gmail.com

Рассмотрен способ компенсации реактивной мощности и мощности искажений в трехфазной сети на основе теории мгновенной мощности Акаги.

Ключевые слова: теория мгновенной мощности Акаги, компенсация реактивной мощности.

В последние годы рост относительного содержания электроустройств в промышленной трехфазной сети, создающих помехи и искажающих форму питающего напряжения за счет нелинейной нагрузки, приводит к ухудшению качества потребляемой энергии [1].

Широкое развитие вычислительной техники, микроконтроллеров, а также силовой электроники на сегодняшний день предоставляет возможность для создания современных быстродействующих систем компенсации реактивной мощности и мощности искажений. Такие системы в составе электроустройств позволяют потреблять из сети синусоидальный ток и достигать практически единичного коэффициента мощности.

Создание вышеуказанных устройств компенсации реактивной мощности стало возможно благодаря разработанной японским профессором Токийского технологического института в 1984 г. теории мгновенной мощности, или $p-q$ -теории.

Мгновенная мощность является базовым понятием, которое позволяет анализировать энергопроцессы во времени. Теория мгновенной мощности позволяет решать целый ряд задач, связанных с управлением качеством преобразования энергии. Данный подход может быть использован в высокомошных трехфазных преобразователях частоты, в том числе для электропривода или индукционного нагрева [2].

Концепция параллельных активных фильтров была впервые представлена в 1976 г. Сегодня параллельные активные фильтры используются по всему миру. Контроллер активного фильтра в режиме реального времени вычисляет компенсирующий ток инвертора и следит за точностью инжектируемого тока. Таким образом, активная фильтрация может быть избирательной и адаптивной. Другими словами, активный фильтр может компенсировать искажения тока только для определенно выбранной нелинейной нагрузки и может непрерывно отслеживать любые изменения в её спектре гармоник.

Параллельный активный силовой фильтр (АСФ) действует как управляемый источник несинусоидального тока, который дополняет ток нагрузки в точке подключения так, чтобы ток источника питания стал синусоидальным. На рис. 1 представлена функциональная схема параллельного АСФ.

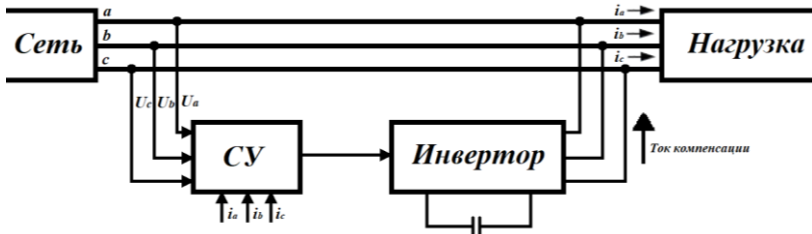


Рис. 1. Параллельный АСФ

Для построения системы управления с использованием теории мгновенной мощности, в первую очередь, необходимо организовать измерение фазных напряжений сети (U_a , U_b , U_c) и фазных токов (i_a , i_b , i_c). Далее при помощи этих данных будет производиться расчет компенсационных токов по мгновенным значениям активной и реактивной мощностей. Рассмотрим математический аппарат, представленный p - q -теорией для трехпроводной системы.

В первую очередь производится приведение измеренных переменных к неподвижной системе координат α - β . Ниже представлен пример такого преобразования для напряжений трехпроводной системы. Таким же образом производится приведение измеренных переменных токов.

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -0,5 & -0,5 \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix}.$$

Затем мгновенные значения мощностей рассчитываются с использованием выражения

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_{DC} \\ q_{DC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p_{AC} \\ q_{AC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_\alpha & U_\beta \\ -U_\beta & U_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}.$$

В предельном случае активный силовой фильтр (АСФ) должен генерировать в нагрузку все неактивные составляющие полной мощности. Однако часть реактивной мощности может быть компенсирована конденсаторными батареями или фильтрокомпенсирующими устройствами. В связи с этим АСФ может выполнять задачи как ком-

пенсации всех неактивных составляющих, так и отдельных составляющих или их различных комбинаций [3].

Для этого сигналы мгновенной мощности p и q подвергаются фильтрации с помощью ФНЧ с целью разделения их на составляющие для формирования требуемого управляющего параметра компенсации P_K и Q_K . Токи задания компенсатора в осях α - β определяются таким образом:

$$\begin{bmatrix} i_{K\alpha} \\ i_{K\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3(u_\alpha^2 + u_\beta^2)} \cdot \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P_K \\ Q_K \end{bmatrix}.$$

Для трехфазной системы координат производится обратное преобразование

$$\begin{bmatrix} i_{Ka} \\ i_{Kb} \\ i_{Kc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -0,5 & \sqrt{3}/2 \\ -0,5 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{K\alpha} \\ i_{K\beta} \end{bmatrix}.$$

Напряжение сети может искажаться из-за присутствия гармоник и помех, создаваемых самим АСФ, вследствие чего приведенный расчет может не обеспечить полной компенсации высших гармоник. Поэтому желательно получить фазовый сдвиг и частоту основной гармоники напряжения без использования результатов прямого измерения. Это достигается путем использования контура ФАПЧ, формирующего сигналы, синхронизированные с фазными составляющими напряжения прямой последовательности, и «детектора» основной гармоники напряжения нулевой последовательности, обеспечивающего определение амплитуды.

ЛИТЕРАТУРА

1. Kulinitch Yu.M. A New Design for the Reactive Power Compensator / Yu.M. Kulinitch, Yu.S. Kabalyk, V.K. Dukhovnikov // Ученые записки Комсомольского-на-Амуре гос. техн. ун-та. – 2015. – № 11. – 12 с.
2. Преобразователи частоты для индукционного нагрева [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://tech-induct.ru/catalogue/hardening>
3. Колб А.А. Системы группового питания приводов с емкостными накопителями и параллельными активными фильтрами. – Украина, Днепрпетровск: Национальный горный ун-т. – 2011, 407 с.

РАСЧЕТ И МОДЕЛИРОВАНИЕ ВОЛЬТОДОБАВОЧНОЙ СХЕМЫ ЗАРЯДНО-РАЗРЯДНОГО УСТРОЙСТВА

*К.Ж. Калжанов, аспирант каф. ПрЭ; В.А. Кабилов, инженер НИИКТ; В.Д. Семенов, проф. каф. ПрЭ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, kalzhanov.kajsar@mail.ru*

Рассматривается вольтодобавочный преобразователь с мостовыми инвертором и выпрямителем для заряда-разряда аккумулятора систем электропитания космических аппаратов, в состав которого введен активный кламп. Построена имитационная модель преобразователя, с помощью которой получены энергетические характеристики и другие заданные параметры

Ключевые слова: зарядно-разрядное устройство, имитационная модель импульсного преобразователя, активный кламп.

Рассматриваемый вольтодобавочный преобразователь со звеном повышенной частоты состоит из инвертора и активного выпрямителя, соединенных по вольтодобавочной топологии, и вольтодобавочного трансформатора (рис. 1).

Эта схема [1] имеет приемлемые динамические характеристики, однако ее главный недостаток состоит в том, что при реализации режима заряда индуктивность рассеивания трансформатора вызывает перенапряжения на ключевых элементах. Для исключения перенапряжений все ключи должны иметь снабберные цепи, что приводит к увеличению потерь и снижению энергетических характеристик.

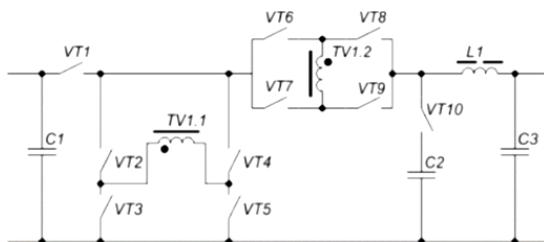


Рис. 1. Схема исследования вольтодобавочного преобразователя

Активный кламп, рассмотренный в [3], состоит из VT10 и C3 и введен в состав преобразователя для исключения снабберных цепей на всех ключах. В режиме разряда активный кламп ограничивает выброс напряжения и последующие колебания напряжения на силовых ключах, возникающие из-за обратного восстановления внутреннего диода и собственной емкости силовых транзисторов. В режиме заряда выбросы напряжения возникают из-за коммутации тока дросселя на индуктивность рассеивания силового трансформатора.

Определим требуемую индуктивность дросселя L_1 из условия 20% пульсаций от максимального выходного тока 8,5 А и выходного напряжения 100 В согласно [1]:

$$L(\gamma) = \frac{(1-\gamma) \cdot \gamma \cdot U_{\text{вых}}}{(1+\gamma) \cdot 2f \cdot 0,2 \cdot I_{\text{вых max}}}.$$

Экстремум функции индуктивности от относительной длительности импульса соответствует максимуму пульсаций тока при $\gamma_{\text{ext}} = 0,414$ и $L_1(\gamma_{\text{ext}}) = 50,463$ мкГн.

Количество витков обмоток трансформатора для сердечника ELP32 при индукции $B_{\text{max}} = 0,1$ Т и минимальном входном напряжении 55 В будет равно $w_1 = w_2 = 11$, их индуктивность 690 мкГн. Измерения сопротивлений обмоток опытного образца трансформатора и дросселя показали, что активное сопротивление первичной и вторичной обмотки составляет 7,4 мОм, а активное сопротивление обмотки дросселя 11 мОм.

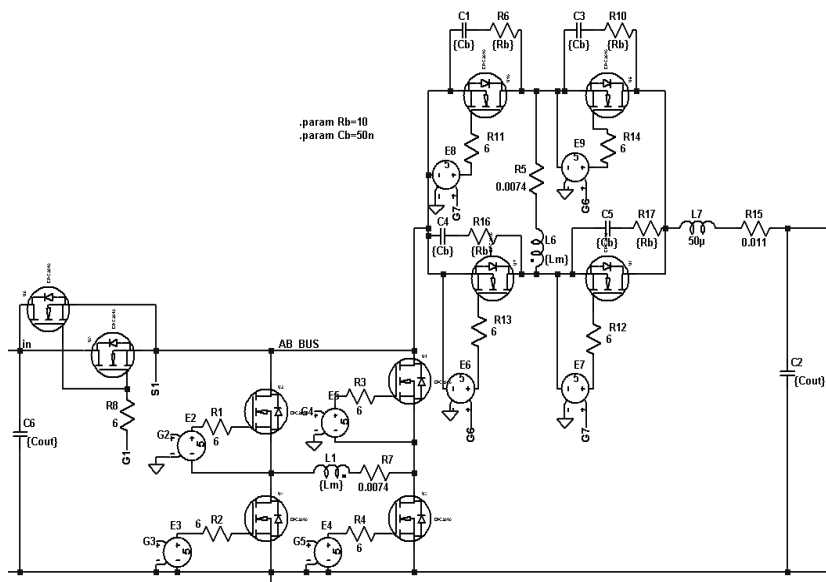
На рис. 2 представлена имитационная модель преобразователя, построенная в среде LTspice [2]. В качестве силовых ключей выбраны радиационно стойкие GaN транзисторы FBG20N18V.

Для имитационной модели преобразователя с RC-снаббером (рис. 2, а) были выбраны следующие параметры элементов снаббера: емкость конденсатора 50 нФ и сопротивление резистора 10 Ом. Параметры снаббера были выбраны исходя из ограничения перенапряжений на силовых ключах не более 150 В в режиме заряда.

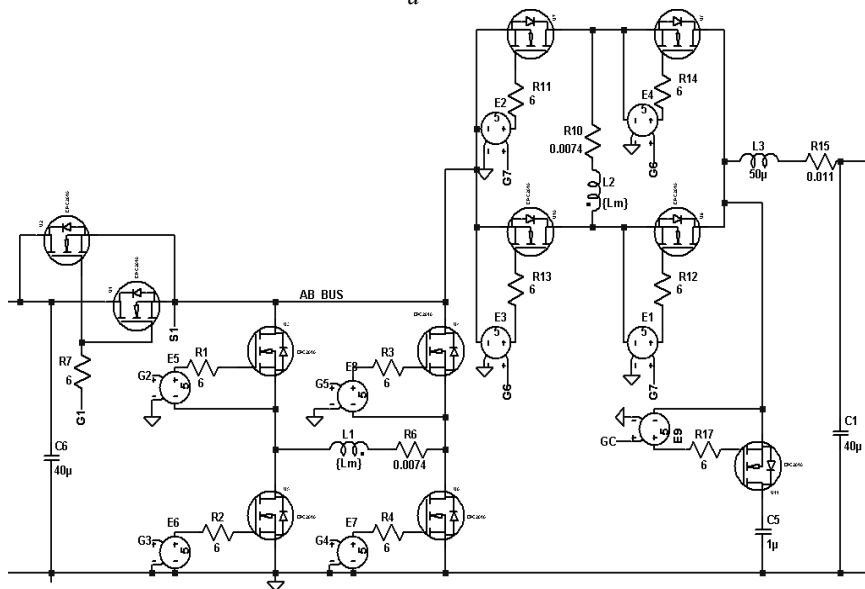
Оциллограмма напряжения (рис. 3) на силовом ключе активного выпрямителя (VT9) в режиме разряда с применением активного клампа (верхняя оциллограмма) показывает, что напряжение не превышает входное напряжение аккумуляторной батареи, а с применением снаббера (нижняя оциллограмма) напряжение возрастает примерно на 10–12%.

На рис. 4 представлены оциллограммы напряжения на силовом ключе активного выпрямителя (VT9) в режиме заряда с активным клампом (верхняя оциллограмма). Напряжение на ключе с применением клампа не превышает 100 В, а с применением снабберов (нижняя оциллограмма) максимальное напряжение увеличилось до 120 В.

Для получения зависимости КПД от мощности нагрузки изменялось сопротивление нагрузки при постоянном значении относительной длительностью импульса и соответственно входном напряжении 55 В и выходном 100 В (рис. 5, 6). При этом выходное напряжение изменялось в пределах 10 В.



a



б

Рис. 2. Имитационная модель преобразователя с RC-снаббером (a) и активным клампом (б)

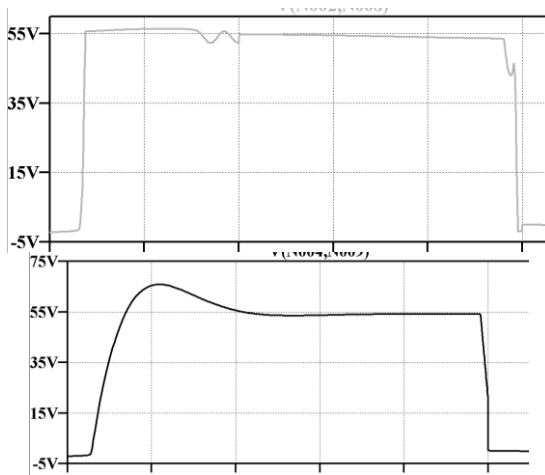


Рис. 3. Осциллограммы напряжений в режиме разряда

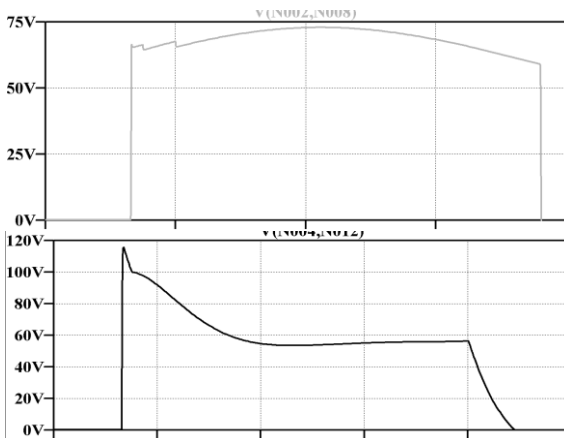


Рис. 4. Осциллограммы напряжений в режиме заряда

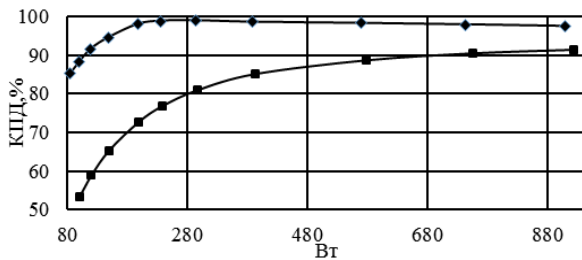


Рис. 5. Зависимость КПД от мощности нагрузки в режиме разряда

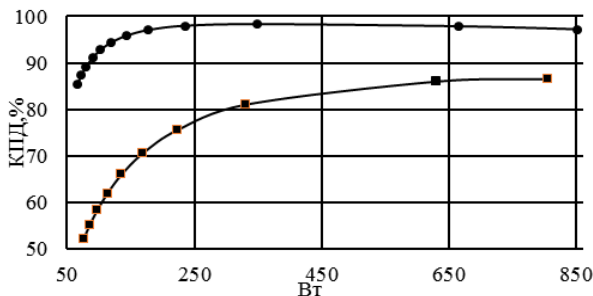


Рис. 6. Зависимость КПД от мощности нагрузки в режиме заряда

Заключение. На основании представленных результатов, полученных при исследовании имитационной модели вольтодобавочной схемы зарядно-разрядного устройства, можно сделать вывод о том, что применение активного клампа эффективно для ограничения выбросов напряжения. При этом существенно повышаются энергетические показатели. Коэффициент полезного действия преобразователя возрастает на 6–10%.

ЛИТЕРАТУРА

1. Осипов А.В., Шемолин И.С., Лопатин А.А., Латыпов Р.А. Двухнаправленный вольтодобавочный преобразователь с мягким переключением для систем электропитания // Доклады ТУСУР. – 2018. – Т. 21, № 2.
2. Володин В.Я. LTspice: компьютерное моделирование электронных схем. – СПб.: БХВ-Петербург, 2010. – 400 с.
3. Cho J.G., Rim G.H., Lee F.C. Zero voltage and zero current switching full bridge PWM converter using secondary active clamp // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1998. – Vol. 13, No. 4. – P. 601–607.

УДК 621.311.68

ГЕНЕРАТОР СУБМИКРОСЕКУНДНЫХ СИЛЬНОТОЧНЫХ ИМПУЛЬСОВ ТОКА ДЛЯ ПИТАНИЯ ДУГОВОГО ИСПАРИТЕЛЯ

*В.О. Оскирко, н.с., к.т.н.; А.Н. Захаров, н.с., к.т.н.;
А.П. Павлов, инженер; И.М. Гончаренко, с.н.с., к.т.н.;
М.И. Ажгихин, аспирант*
г. Томск, ИСЭ СО РАН, oskirkovo@gmail.com

Для работы в комбинированных режимах вакуумного дугового напыления разработан источник питания, обеспечивающий формирование субмикросекундных импульсов тока с амплитудой более

1 кА. Источник питания работает в комбинированных режимах, когда сильноточные импульсы накладываются на постоянный ток дугового разряда с частотой от 0,1 до 10 кГц. Рассматриваются устройство и принцип действия источника питания. Представлены результаты экспериментального исследования параметров источника питания.

Ключевые слова: вакуумное дуговое испарение, источник питания дуги, субмикросекундные импульсы.

Вакуумное дуговое напыление благодаря высокой степени ионизации материала и скорости его осаждения считается эффективным способом получения твердых покрытий, таких как TiN, AlTiN, CrAlN [1, 2]. Импульсное вакуумное дуговое напыление является модификацией дугового напыления на постоянном токе, в которой применяются сильноточные импульсы разрядного тока. Благодаря применению этих импульсов удается повысить равномерность выработки мишени, повысить стабильность процесса осаждения и снизить пороговый ток удержания дуги [3, 4]. Во время действия сильноточных импульсов увеличиваются концентрация плазмы и плотность ионного тока, протекающего на подложку [4, 5]. Это приводит к улучшению характеристик напыляемых покрытий [6, 7]. Эффект увеличения ионизации в процессе импульсного дугового напыления можно усилить путем сокращения длительности импульсов. При уменьшении длительности импульсов возрастают разрядное напряжение и энергия эмитируемых электронов, обеспечивающих ионизацию рабочего газа и распыленного материала. В настоящей работе представлено описание источника питания, который благодаря низкой выходной индуктивности и высокому напряжению способен формировать субмикросекундные сильноточные импульсы с высокой амплитудой тока для питания разряда в комбинированных режимах дугового напыления.

На рис. 1 изображены упрощенная схема источника питания и форма импульсов напряжения и тока на его выходе. Источник питания состоит из канала постоянного тока и канала, формирующего импульсы. Разрядный ток формируется в результате наложения треугольных импульсов на постоянный ток. Разрядное напряжение представляет собой комбинацию биполярных импульсов, наложенных на постоянный сигнал.

На рис. 2 приведены осциллограммы импульсов разрядного тока и напряжения, полученные при разном напряжении накопительного конденсатора (U_{C1}). Увеличение напряжения питания до 400 В приводит к увеличению амплитуды импульсов разрядного тока до 1100 А. При этом разрядное напряжение достигает 300 В. Длительность им-

пульсов тока остается неизменной и составляет 1,4 мкс. Время роста и время спада тока составляют соответственно 0,9 и 0,5 мкс.

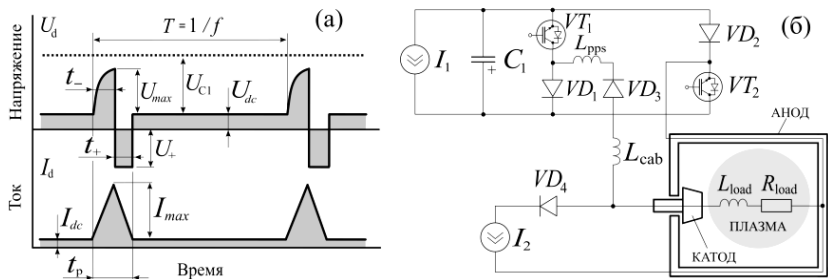


Рис. 1. Эпюры импульсов напряжения и тока в режиме субмикросекундных импульсов – а; схема импульсного источника питания дугового испарителя – б

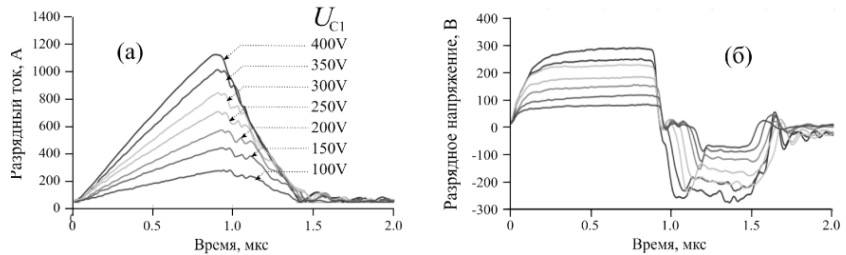


Рис. 2. Осциллограммы импульсов разрядного (а) тока и (б) напряжения

Зависимости на рис. 3 показывают, что амплитуда импульсов тока увеличивается пропорционально напряжению питания.

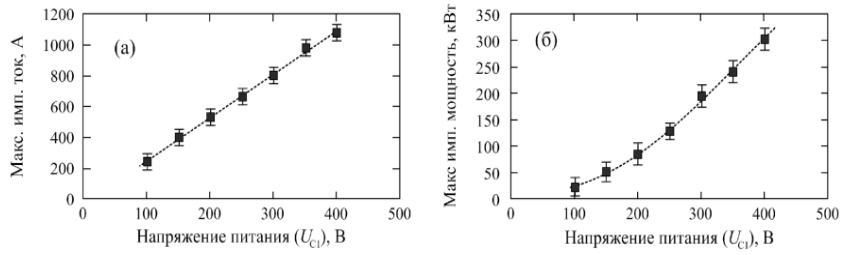


Рис. 3. Зависимости (а) амплитуды импульсов тока и (б) максимальной импульсной мощности от напряжения питания

Максимальная импульсная мощность разряда возрастает более чем в десять раз и достигает 300 кВт. В таблице представлены резуль-

таты, которые показывают, что среднее напряжение во время импульса достигает 90 В. Для сравнения в режиме постоянного тока разрядное напряжение при токе 50 А составляло 23 В.

Средний ток во время импульса достигает 550 А, а средняя мощность – 60 кВт. Скорость роста тока при напряжении 400 В превышает 10^9 А/с. Расчетная величина индуктивности L_{out} , ограничивающей скорость роста разрядного тока, находится в диапазоне 0,21–0,26 мкГн.

Заключение. В работе представлено описание импульсного источника питания вакуумного дугового испарителя, обеспечивающего формирование субмикросекундных импульсов тока длительностью 1,4 мкс и амплитудой более 1 кА. Формирование сильноточных импульсов разрядного тока осуществляется благодаря высокому выходному напряжению источника питания и низкой выходной индуктивности. Как показали результаты экспериментов, источник питания обеспечивает максимальную скорость роста тока 10^9 А/с при напряжении питания 400 В. Суммарная выходная индуктивность цепи электропитания разряда составляет 0,21–0,26 мкГн.

Параметры импульсов электропитания дугового разряда

Амплитуда имп. напряжения (U_{pps}), В	400	300	200	100
Длительность импульсов тока (t_p), мкс	1,4			
Амплитуда импульсов тока (I_{max}), А	1080	810	535	250
Средний импульсный ток ($I_{d.avg}$), А	550	430	290	130
Скорость роста тока (dI/dt), 10^9 А/мкс	1,2	0,9	0,6	0,3
Макс. импульсная мощность (P_{max}), кВт	305	195	85	25
Напряжение горения дуги ($U_{p.avg}$), В	91	74	68	42
Энергия импульса (E_{pulse}), мДж	101	81	43	12
Индуктивность цепи (L_{out}), мкГн	0,26	0,25	0,22	0,21

ЛИТЕРАТУРА

1. Kuhn M., Pintaske R., Richter P. Optical emission spectroscopy in cathodic arc deposition // IEEE Trans. Plasma Sci. – 1997. – Vol. 25 (4). – P. 694.
2. Bilek M.M., Martin P.J., McKenzie D.R. Influence of gas pressure and cathode composition on ion energy distributions in filtered cathodic vacuum arcs // Journal of Applied Physics. – 1998. – Vol. 83. – P. 2965.
3. Ellrodt M., Mecke H. Possibilities of influencing vacuum arc evaporation by time-dependent arc current // Surf.&Coat. Tech. – 1995. – Vol. 74. – P. 241–245.
4. Ma Y., Gong C., Tiana X., Chu P.K. Imaging and motion of cathode group spots during pulse-enhanced vacuum arc evaporation // Vacuum. – 2017. – Vol. 139. – P. 37–43.
5. Ma Y., Gong C., Tian Q., Chu P.K., Golosov D.A., Tian X. Discharge and Plasma Characteristics of Pulse-Enhanced Vacuum Arc Evaporation (PEVAE) for Titanium Cathode // IEEE Trans. Plasma Sci. – 2018. – Vol. 46 (7). – P. 2619.

6. Ma Y., Yang J., Tian X., Gong C., Zheng W., He Y., Gao Z. Microstructure, adhesion, mechanical and corrosion properties of TiN coatings deposited by high energy pulse-enhanced vacuum arc evaporation // Journal of Adhesion Science and Technology. – 2020. – Vol. 34(10). – P. 1040–1061.

7. Ma Y., Yanga J., Tianb X. et al. Enhanced discharge and surface properties of TiSiCN coatings deposited by pulse-enhanced vacuum arc evaporation // Surface and Coatings Technology. – 2020. – Vol. 403. – P. 126413.

УДК 621.396.41

ВЛИЯНИЕ ВЫСШИХ ГАРМОНИК ТОКА НА РАСЧЕТ МАГНИТНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ РЕЗОНАНСНОГО LLC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

*А.И. Зазыгин, О.Ю. Шемолина, А.Э. Цифра, студенты;
И.С. Шемелин, аспирант*

г. Томск, ТУСУР, каф. ПрЭ, andrey.zazygin@mail.ru

Проведен анализ влияния высших гармоник тока резонансного контура в LLC-преобразователе постоянного напряжения. Показано, что отклонение частоты коммутации транзисторов от частоты резонанса приводит к появлению высших гармоник, которые оказывают значительное влияние на сопротивление обмоток магнитных элементов по переменному току. Приведены рекомендации по выбору параметров резонансного контура и проектированию магнитных элементов с учетом влияния гармоник.

Ключевые слова: источник питания, резонансный LLC-преобразователь, магнитные элементы, поверхностный эффект.

Применение резонансного LLC-преобразователя в качестве источника вторичного электропитания обусловлено его высокими энергетическими характеристиками, достигаемыми за счет мягкой коммутации транзисторов, позволяющей минимизировать динамические потери [1, 2]. К тому же отсутствие коммутационных помех позволяет получить хорошую внутрисистемную электромагнитную обстановку.

Мостовой LLC-преобразователь (рис. 1) строится на основе инвертора на транзисторах $VT1...VT4$; резонансного контура, включающего в себя резонансный конденсатор C_r , резонансный дроссель L_r , шунтирующий дроссель L_n ; согласующего трансформатора $TV1$; пассивного выпрямителя на диодах $VD1...VD4$, выходного емкостного фильтра $C_{вых}$ и сопротивления нагрузки R_H [3].

Отличие LLC-преобразователя от последовательного LC-преобразователя состоит в наличии шунтирующей индуктивности, обеспечивающей сохранение направления протекания тока и мягкую коммутацию во всем диапазоне изменения нагрузки.

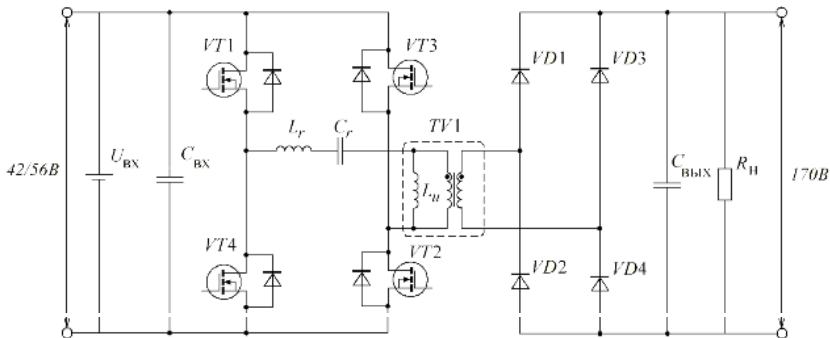


Рис. 1. Мостовой резонансный LLC-преобразователь

Расчет параметров контура производится исходя из требуемого коэффициента усиления по напряжению. Значение элементов резонансного контура определяется системой уравнений [3]:

$$\left\{ \begin{array}{l} f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_r C_r}}, \\ Q = \frac{1}{R_{ac}} \cdot \sqrt{L_r / C_r}, \\ m = L_{\mu} / L_r, \end{array} \right. \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} L_r = \frac{R_{ac} \cdot Q}{2\pi \cdot f}, \\ C_r = \frac{L_r}{R_{ac}^2 \cdot Q^2}, \\ L_{\mu} = m \cdot L_r, \end{array} \right. ,$$

где $R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} \cdot k_{tr}^2 \cdot R_n$ – сопротивление нагрузки по переменному току; f – резонансная частота последовательного контура; Q – добротность последовательного контура; m – соотношение индуктивностей.

Отличия работы преобразователя при различных значениях m и Q показаны диаграммами (рис. 2).

Из приведенных диаграмм на рис. 2 видно, что при изменении m и Q меняются наклон и величина тока $I_{L_{\mu}}$. Вместе с этим изменяются и реактивные потери, обусловленные этим током. Причем при сохранении коэффициента передачи по напряжению малое значение Q , а большее m дают большие потери. Следовательно, соотношение индуктивностей m необходимо брать меньше, а значение добротности Q больше согласно области построения резонансного контура [4].

Параметры контура Q , m и коэффициент передачи по напряжению задают требуемое отклонение рабочей частоты, на которой форма тока отлична от синусоиды. При этом на потери в реактивных элементах оказывает влияние гармонический состав тока. Коэффициент гармонических искажений (КГИ) при различных m и Q , но одинаковом коэффициенте передачи приведен в таблице.

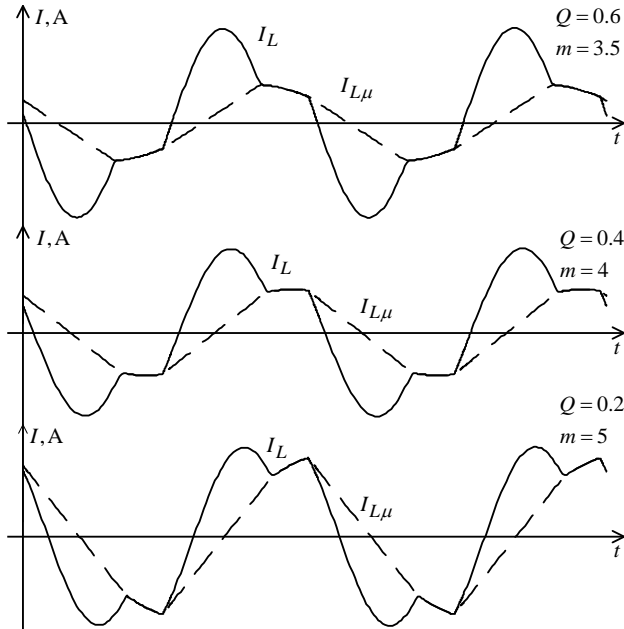


Рис. 2. Диаграммы работы преобразователя при $K_U = 1,25$ и различных Q, m

Изменение КГИ в зависимости от параметров контура

Q	m	КГИ, %
0,6	3,5	32,8
0,4	4	25,1
0,2	5	19,5

Влияния высших гармоник на плотность тока в проводах обмоток магнитных элементов LLC-преобразователя можно оценить через следующие соотношения:

$$P_1 = I_{д.1}^2 \cdot R_{AC1}; R_{AC1} = \frac{\rho L}{S_{эфф1}}; \quad (1)$$

$$P_{\Sigma} \leq P_{DC}, P_{DC} = I_{д.}^2 \cdot \frac{\rho L}{S}, P_{\Sigma} = P_1 + P_2 + \dots + P_n; \quad (2)$$

$$\frac{I_{д.}^2}{S} \geq \frac{I_{д.1}^2}{S_{эфф.1}} + \frac{I_{д.2}^2}{S_{эфф.2}} + \dots + \frac{I_{д.n}^2}{S_{эфф.n}}; \quad (3)$$

$$I_{д.} \cdot J \geq I_{д.1} \cdot J_1 + I_{д.2} \cdot J_2 + \dots + I_{д.n} \cdot J_n, \quad (4)$$

где $I_{дn}$ – действующее значение тока n -й гармоники; R_{ACn} – сопротивление проводника обмотки n -й гармонике тока; P_n – мощность потерь; $S_{эфф.n}$ – эффективная площадь сечения провода; R_{Σ} – суммарная мощность потерь; P_{DC} – мощность потерь на постоянном токе; J – плотность тока в проводе.

Из приведённых соотношений необходимо учитывать, что плотность тока в проводах обмоток будет значительно выше на переменном токе. Еще сильнее разницу с постоянным током увеличивает влияние высших гармоник. Для уменьшения потерь всех гармоник толщину сечения используемого провода необходимо выбирать так, чтобы они были меньше или сопоставимы с потерями при постоянном токе. Из последнего соотношения видно, что необходимо задаваться неравенством (4). Также при построении резонансного контура необходимо учитывать ток индуктивности намагничивания I_{Lm} , т.к. при его уменьшении увеличивается КГИ в соответствии с областью построения резонансного контура [4].

ЛИТЕРАТУРА

1. Shemolin I.S., Osipov A.V., Kalashnikov I.V., Zazygin A.I. Resonant LLC-Low Voltage Converter // 2020 1st International Conference Problems of Informatics, Electronics, and Radio Engineering (PIERE). – Novosibirsk, 2020. – P. 121–127. DOI: 10.1109/PIERE51041.2020.9314661.

2. Зазыгин А.И. Источник вторичного электропитания на основе резонансного LLC-преобразователя для систем оповещения населения / А.И. Зазыгин, И.С. Шемолин, И.В. Калашников, А.В. Осипов // Междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР – 2021» (19 мая – 21 мая 2021 г.).

3. Сайт компании «Infineon». Resonant LLC Converter: Application Note Resonant mode controller [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.infineon.com/dgdl/Application_Note_Resonant+LLC+Converter+Operation+and+Design_Infineon.pdf, свободный (дата обращения: 10.09.2021).

4. Зазыгин А.И. Методика расчета элементов резонансного LLC-преобразователя / А.И. Зазыгин, О.Ю. Шемолина, А.Э. Цифра // Междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «ЭССУ – 2021» (17–19 ноября 2021 г.).

5. Осипов В.А. Последовательный резонансный преобразователь для систем электропитания от аккумуляторов / В.А. Осипов и др. // Доклады ТУСУР. – 2017. – Т. 20, № 2. – С. 103–110. DOI: 10.21293/1818-0442-2017-20-2-103-110.

6. Fang Xiang, Hu Haibing, Z. John Shen and Batarseh Issa. Operation mode analysis and peak gain approximation of the LLC resonant converter // IEEE Transactions On Power Electronics. – April 2012. – Vol. 27, No. 4.

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.*

УДК 535.212

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ УГЛА Y-ДЕЛИТЕЛЯ НА ОПТИЧЕСКИЕ ПОТЕРИ ПРИ РАСПРОСТРАНЕНИИ СВЕТА В ГРЕБЕНЧАТЫХ ВОЛНОВОДАХ НА ОСНОВЕ ТОНКИХ ПЛЁНОК НИОБАТА ЛИТИЯ

*И.В. Кузнецов, В.А. Алтухов, Д.В. Емельянов, студенты;
А.С. Перин, доцент, к.т.н.*

*Проект ГПО СВЧиКР-2102. Исследование и разработка
электрооптического преобразователя для измерения
напряженности электрического поля*

г. Томск, ТУСУР, каф. СВЧиКР; ИОА СО РАН, anton.s.perin@tusur.ru

Приведены результаты моделирования распространения световых пучков через Y-делитель, сформированный на основе гребенчатых волноводных структур из тонких плёнок ниобата лития. Выполнен расчет оптических потерь при варьировании угла между плечами Y-делителя в пределах от 5 до 45°.

Ключевые слова: Y-делитель, ниобат лития, оптические потери, гребенчатый волновод, интерферометр, тонкие пленки.

Развитие информационных технологий задает новые требования к системам передачи данных. Сегодня к компонентам информационных систем предъявляются следующие требования: широкая полоса передачи, низкие вносимые потери и энергопотребление, компактные размеры [1]. В связи с этим становится актуальной проблема разработки интегральных оптических устройств, поскольку такие устройства могут обладать всеми необходимыми современной информационной системе качествами. Также интегральные оптические компоненты могут найти применение в сенсорных системах в качестве чувствительных элементов, в том числе в сенсорах электрического поля [2].

Тонкие плёнки ниобата лития могут быть использованы в качестве основы для изготовления интегральных оптических схем, в том числе с использованием гребенчатых волноводов [3].

Одним из базовых компонентов интегральной оптической оптики является интерферометр Маха–Цендера. Классический вариант интерферометра Маха–Цендера в интегральном исполнении представляет собой два Y-делителя, соединенных между собой прямолинейными волноводами. В связи с распространенностью данного технического решения, встает вопрос оптимизации конфигурации Y-делителя с целью уменьшения вносимых им потерь.

Целью данной работы является выявление зависимости между углом разделения плеч Y-делителя и вносимыми делителем потерями.

Для достижения поставленной цели была разработана модель распространения света через Y-делитель, основанная на методе распространяющегося пучка (Beam propagation method, BPM).

Метод распространяющегося пучка является методом аппроксимации решения уравнения Гельмгольца. В рамках данной работы в среде Matlab была реализована программа, реализующая метод распространяющегося пучка на основе быстрого преобразования Фурье [4].

BPM рассматривает распространение электромагнитного поля на плоскости как функцию двух координат $u(x, z)$, где x – координата точки поперечной оси распространения света, а z – координата вдоль оси распространения света. Если известна величина поля в точке (x, z_0) , то величина поля в точке $(x, z_0 + \Delta z)$ может быть найдена как

$$u(x, z_0 + \Delta z) = \Psi(x, z_0 + \Delta z) \exp(i\Gamma),$$

где Ψ – волновая функция, а Γ – фазовый множитель, вычисляемый как

$$\Gamma = \frac{k^2 - \beta^2}{2\beta} dz,$$

где k – модуль волнового вектора световой волны, а β – постоянная распространения световой волны.

Применим дискретное преобразование Фурье к волновой функции и получим

$$\Psi_n(x_i, z) = \frac{1}{N} \sum_{n=-N/2}^{N/2} \Psi_n(z) \exp(ik_n x_i),$$

где $k_n = \frac{2\pi n}{N\Delta x}$, таким образом, получаем

$$\Psi_n(z_0 + \Delta z) = \Psi_n(z_0) \cdot \exp(-i \frac{k_n}{2\beta} \Delta z). \quad (1)$$

Таким образом, задача расчета распространения света решается следующим алгоритмом:

1. Выполнить дискретное преобразование Фурье к волновой функции $\Psi(x, z_0)$, чтобы получить $\Psi_n(z_0)$.
2. Вычислить $\Psi_n(x, z_0 + \Delta z)$ из уравнения (1).
3. Выполнить обратное дискретное преобразование Фурье к $\Psi_n(z_0 + \Delta z)$, чтобы получить $\Psi(x, z_0 + \Delta z)$.
4. Если координата $z_0 + \Delta z$ не соответствует точке, в которой расчет должен остановиться, то необходимо изменить z_0 как $z_0 = z_0 + \Delta z$ и вернуться к п. 1.

В рамках данной работы рассматривался Y-делитель на основе тонкоплёночных гребенчатых волноводов из ниобата лития. Ширина волновода была принята равной 10 мкм, длина входного волновода 300 мкм, длина наклонных волноводов вдоль оси распространения была принята равной 400 мкм, длина выходных волноводов 200 мкм. Топология делителя представлена на рис. 1.

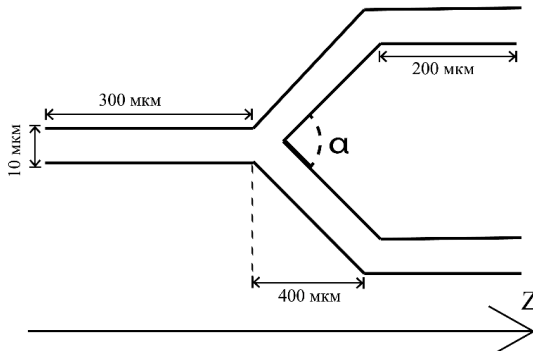


Рис. 1. Топология исследуемого Y-делителя

Угол делителя α варьировался от 5° до 45° с шагом в $0,1^\circ$. Сердцевина волновода состояла из ниобата лития и имела показатель преломления, равный 2,286, окружающая среда была принята за воздух с показателем преломления, равным 1 [5]. Длина волны излучения была принята равной 632,8 мкм. Потери на обратное отражение не учитывались.

Поскольку квадрат амплитуды напряженности электрического поля пропорционален интенсивности светового монохроматического излучения, то оценить потери в дБ можно по формуле

$$\Delta W = 10 \log_{10} \left(\frac{E_{in}^2}{E_1^2 + E_2^2} \right),$$

где E_{in} – амплитуда напряженности электрического поля на входе делителя, E_1 и E_2 – амплитуды напряженности электрического поля на первом и втором выходах делителя.

В результате расчета модели была получена зависимость оптических потерь от угла α , представленная на рис. 2.

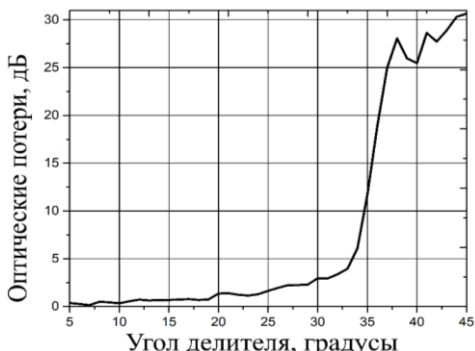


Рис. 2. Зависимость величины оптических потерь от угла делителя

Как видно из рис. 2, зависимость величины оптических потерь от угла делителя имеет экспоненциальный характер, причем при углах больше 35° свет практически перестает распространяться.

ЛИТЕРАТУРА

1. Han L. et al. Ultra-broadband multimode 3dB optical power splitter using an adiabatic coupler and a Y-branch // Optics Express. – 2018. – Vol. 26, No. 11. – P. 14800–14809.
2. Jung H. An integrated photonic electric-field sensor utilizing a 1×2 YBB Mach-Zehnder interferometric modulator with a titanium-diffused lithium niobate waveguide and a dipole patch antenna // Crystals. – 2019. – Vol. 9, № 9. – P. 459.
3. Wang Y., Chen Z., Hu H. Analysis of waveguides on lithium niobate thin films // Crystals. – 2018. – Vol. 8, № 5. – P. 191.
4. Samra A., Yousif B. B. Beam Propagation Method Based on Fast Fourier Transform and Finite Difference Schemes and its Application to Optical Diffraction Grating. (Dept. E) // MEJ. Mansoura Engineering Journal. – 2020. – Vol. 31, № 1. – P. 67–81.
5. Акустические кристаллы / А.А. Блистанов, В.С. Бондаренко, М.П. Шаскольская, В.В. Чкалова. – М.: Наука, 1982. – 632 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПИРОЭФФЕКТА В НИОБАТЕ ЛИТИЯ ПРИ ПОНИЖЕННОМ ДАВЛЕНИИ

*М.С. Цехановская, Д.М. Хамзин, студенты каф. ЭП
Научный руководитель Л.Н. Орликов, проф. каф. ЭП, д.т.н.
Проект ГПО ЭП 0710. Электрофизическая обработка
композиционных материалов
г. Томск, ТУСУР, mcehanovskaa@gmail.com*

Исследуется генерация пироэлектрического тока с кристалла ниобата лития в диапазоне температур 300–400 К при давлениях от атмосферного до 10 Па. Кристалл имел диаметр 13 мм и высоту 7 мм с +Z ориентацией к аноду. Расстояние от кристалла до анода от 4 до 0,5 мм. Начало генерации происходит в наносекундном диапазоне. С уменьшением давления число генераций уменьшается и прекращается при давлении менее 10 кПа. Наибольшее число генераций тока наблюдается в режиме остывания образца в диапазоне температур 350–330 К. Работа может найти применение для построения гибких зондов сухой стерилизации или мелких медицинских изделий.

Ключевые слова: пироэффект, ниобат лития, искровой пробой.

Известны источники рентгеновского излучения [1, 2]. При нагреве кристалла ниобата лития возникает серия электрических пробоев с кристалла с генерацией слабого рентгеновского излучения, применяемого для исследования пористых минералов и некоторых биологических объектов.

Недостаток известных устройств – слабая интенсивность рентгеновского излучения, ограничивающего практическое применение. Это объясняется недостаточной изученностью факторов, влияющих на процесс генерации рентгеновского излучения при пироэффекте.

Целью работы является исследование условий, влияющих на проявление максимального числа генераций тока при пироэффекте.

Новым подходом к решению задачи является экспериментальное исследование осциллограмм пробоя в условиях понижения давления.

Исследования проводились на универсальном вакуумном посту ВУП-4. Кристалл +Z среза к аноду устанавливался на прогреваемое до 400 К металлокерамическое основание. Остывание кристалла происходит естественным путем. Сигнал снимался с измерительного сопротивления $R_{ш}$, равного 1,5 Ом, на ждущий осциллограф АКИП 4119.

Проведенные исследования и полученные результаты

1. *Влияние темпа нагрева на число пробоев.* Максимальное число пробоев (10–15) наблюдается при скорости нагрева 6–8 К/мин в диапазоне температур 310–350 К (40–60 °С) при давлениях от атмосфер-

ного до 20 кПа независимо от расстояния между кристаллом и анодом. Повышение темпа нагрева до 10 К/мин не приводит к росту числа пробоев, но может вызвать растрескивание кристалла. При охлаждении максимальное число пробоев наблюдается при температурах 300–340 К в том же диапазоне давлений.

2. *Влияние межэлектродного расстояния на число пробоев.* При расстояниях между катодом и анодом, равных 4, 2, 0,5 мм, пробой возникает соответственно при давлениях выше 19, 20, 26 кПа. На рис. 1 представлена осциллограмма тока пробоя при давлении 26 кПа.

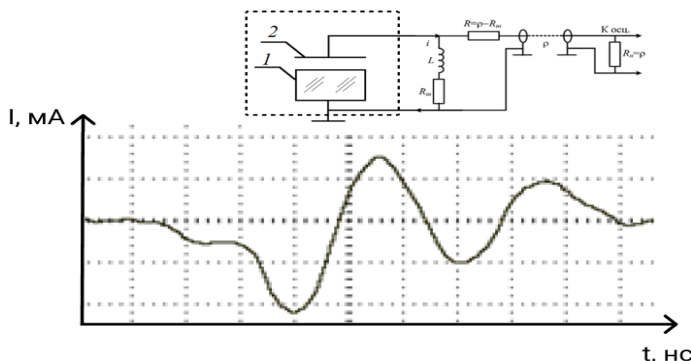


Рис. 1. Осциллограмма тока при охлаждении кристалла: $P = 26$ кПа, $T = 345$ К (72°C), $h = 2$ мм со схемой экспериментальных исследований; 1 – кристалл ниобата лития; 2 – анод

3. *Влияние степени разряжения на число пробоев.* Для уменьшения числа переменных межэлектродное расстояние в этом измерении поддерживалось постоянным и составляло 2 мм. Замечено, что пропорционально уменьшению давления уменьшаются количество пробоев и их амплитуда. При давлении менее 25 кПа (150 мм рт. ст.) пробой прекращаются для любых режимов. На рис. 2 представлена обобщенная зависимость числа пробоев от давления при нагреве кристалла.

Обсуждение результатов. Изменение полярности тока при нагревании (рис. 2) связано с переполаризацией доменов кристалла [1, 2]. При охлаждении кристалла амплитуда сигнала больше, чем при нагревании, что объясняется более высоким градиентом температуры, достигаемым при остывании кристалла. Увеличение амплитуды сигнала при увеличении давления, вероятно, связано с вкладом газа в пробойные процессы. При малой скорости нагрева поток выделившегося с поверхности кристалла небольшой, степень переполаризации

доменов невелика, соответственно разность потенциалов на поверхности кристалла недостаточна для инициирования пробоя. Этим объясняется прекращение активности кристалла при давлениях менее 20 Па.

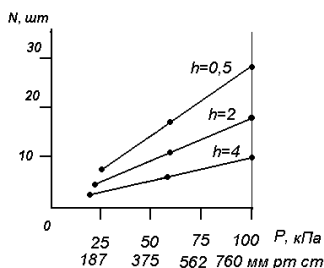


Рис. 2. Зависимость числа пробоев от давления при нагреве образца

Заключение. В итоге работы выявлены некоторые условия получения максимального тока из источника на основе пирозффекта. Получены новые сведения о природе генерации электронного потока в процессе нагрева и остывания кристалла.

ЛИТЕРАТУРА

1. Shafroth S.M. Time dependence of X-ray yield for two crystal X-ray generators / S.M. Shafroth, W. Kruger, J.D. Brownridge // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research B. – 1999. – Vol. 422(1-3). – P. 1–4.
2. Ivashchuk O.O. X-ray generation during piezoelectric lighter operation in vacuum / O.O. Ivashchuk et al. // Glass and Ceramics. – 2021. – № 11-12. – P. 469–472.

УДК 535.215.6

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЛИНЕЙНОЙ ДИСКРЕТНОЙ ДИФРАКЦИИ СВЕТОВЫХ ПУЧКОВ В ФОТОННЫХ РЕШЕТКАХ НА ОСНОВЕ КРИСТАЛЛА НИОБАТА ЛИТИЯ С УЧЕТОМ ВКЛАДА ПИРОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ЭФФЕКТА

Н.А. Иванченко, магистрант; А.С. Перин, доцент, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, каф. СВЧуКР, ИОА СО РАН, ivanchenkoni@mail.ru

Приведены результаты компьютерного моделирования исследования линейной дискретной дифракции световых пучков в фотонных решетках на основе кристаллов ниобата лития с учетом вклада пирозлектрического эффекта.

Ключевые слова: ниобат лития, дискретная дифракция, пирозлектрический эффект, фотонная решетка.

Распространение волн в фотонных решетках является одной из наиболее активных областей исследований и привлекло большой ин-

интерес с момента создания фотонно-кристаллических структур. Фотонные решетчатые структуры могут быть оптически индуцированы в фоторефрактивных материалах при очень низких уровнях мощности света, используя фотоиндуцированные свойства изменения показателя преломления среды [1].

При распространении света в периодической волноводной структуре проявляется эффект линейной дискретной дифракции, который заключается в переходе светового поля в соседние волноводы (эффект туннелирования). Данный эффект характеризуется уширением огибающей светового поля при распространении света в решетке. Таким образом, появляется возможность создавать волноводные направленные ответвители, одномерные и двумерные системы связанных оптических волноводов [2].

Нелинейный отклик кристаллических материалов может быть обусловлен разными физическими механизмами или их комбинациями. Ниобат лития (LiNbO_3) является кристаллом с самодефокусирующим типом нелинейности и при фотоиндуцировании в нем оптических неоднородностей показатель преломления среды уменьшается [3]. Но, с другой стороны, комбинация различных механизмов формирования поля пространственного заряда позволяет изменить его знак нелинейно-оптического отклика. Например, становится возможным формирование в LiNbO_3 светлых пространственных оптических солитонов [4].

В [4] предложен, а в [5] реализован метод формирования канальных оптических волноводов в объеме LiNbO_3 , с учетом вклада пироэлектрического эффекта, проявляющегося в изменении величины спонтанной поляризации при изменении температуры кристалла и возникновении в нагретой области пироэлектрического поля. Это поле может экранироваться в освещенной области за счет конечной величины фотопроводимости среды. В результате наличие линейного электрооптического эффекта приводит к формированию в объеме кристаллических образцов областей с разным, но контролируемым показателем преломления.

Целью данной работы является исследование линейной дискретной дифракции световых пучков в фотонных решетках на основе кристаллов ниобата лития с учетом вклада пироэлектрического эффекта.

Для фоторефрактивного кристалла ниобата лития нелинейность является насыщающейся, а изменение показателя преломления определяется выражением [6]

$$\Delta n = -\frac{1}{2} n_e^3 r_{33} E_{sc}, \quad (1)$$

где r_{33} – электрооптический коэффициент, характеризующий показатель преломления (n_e) для необыкновенной волны; E_{sc} – поле пространственного заряда.

Поле E_{sc} , с учетом пьезоэлектрического эффекта, будет характеризоваться суммой полей E_{phsc} , формируемым за счет фотовольтаического механизма транспорта носителей заряда при освещении кристалла, и E_{pysc} , обусловленным пьезоэлектрическим эффектом [6–8]:

$$E_{sc} = E_{phsc} + E_{pysc}, \quad (2)$$

$$E_{phsc} = -E_p \frac{I}{I + I_d}, \quad (3)$$

где I – интенсивность света, I_d – темновая интенсивность, E_p – постоянная фотовольтаического поля;

$$E_{pysc} = -E_{py} \frac{\sigma_{ph}}{\epsilon_0 \epsilon} \Delta T, \quad (4)$$

где $E_{py} = -\frac{1}{\epsilon_0 + \epsilon_r} p \Delta T$ – пьезоэлектрическое поле, $p = \frac{\partial P_s}{\partial T}$ – пьезоэлектрический коэффициент, P_s – спонтанная поляризация, ΔT – изменение температуры, σ_{ph} – фотопроводимость, ϵ_0 – диэлектрическая проницаемость вакуума, ϵ – относительная диэлектрическая проницаемость ниобата лития.

Для моделирования линейной дискретной дифракции света применялся метод распространяющегося пучка, реализованный в виде программы в среде MatLab. В программе проводилось численное моделирование распространения светового поля в решетке по заданным параметрам.

Элементы периодических структур имеют одинаковые параметры, вид дифракционной картины на выходной плоскости решетки не зависит от возбуждаемого элемента. При моделировании задавались следующие параметры: длина волны $\lambda = 0,633$ мкм; ширина пучка по уровню половинной мощности 1 мкм; угол ввода луча $\theta = 0^\circ$; ширина волноводного элемента 1 мкм; период фотонной решетки 2 мкм; величина пьезоэлектрического поля E_{py} и величина фотовольтаического поля E_p варьировались для достижения разности показателей преломления в областях формирования решеток.

Результаты численного моделирования дифракции света в фотонных решетках представлены на рис. 1. Очевидно, что эффектив-

ность туннелирования света в соседние волноводы зависит от глубины модуляции показателя преломления, определяемой соотношением вкладов фоторефрактивного и пироэлектрического эффектов в процессе формирования фотонной решетки. Так, в случае учета совместного вклада фотовольтаического и пироэлектрического полей величина разницы изменения показателей преломления волноводной области и окружающей среды может оказаться недостаточной для эффективной линейной дискретной дифракции света в фотонной решетке (рис. 1, б).

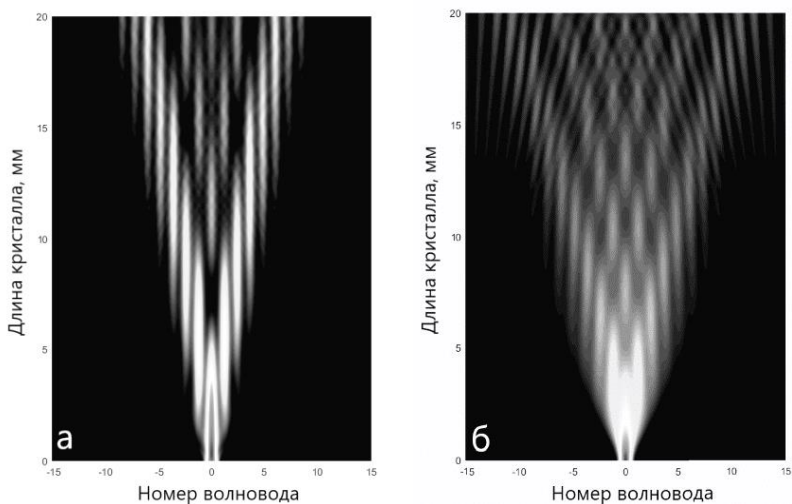


Рис. 1. Результаты моделирования дискретной дифракции света в периодической волноводной структуре (одноканальное возбуждение) без учета пироэлектрического эффекта (а) и с учетом пироэлектрического эффекта (б)

Таким образом, в работе было проведено компьютерное моделирование линейной дискретной дифракции световых пучков в фотонных решетках на основе кристаллов ниобата лития с учетом вклада пироэлектрического эффекта. Показано, что при формировании решеток с учетом вклада пироэлектрического эффекта возможно управление эффективностью линейной дискретной дифракцией света путем варьирования соотношения величин электрических полей, обусловленных внешним нагревом и интенсивностью засветки кристалла.

Можно ожидать, что контроль вклада пироэлектрического эффекта будет эффективным инструментом для создания управляемых и реконфигурируемых оптических волноводных элементов и систем в сегнетоэлектрических кристаллах LiNbO_3 .

ЛИТЕРАТУРА

1. Jin W. Optical fabrication of wavy lattices and photonic lattices with defects in photorefractive crystal by single step projection method / W. Jin, Y.L. Xue // Superlattices and Microstructures. – 2015. – Vol. 82. – P. 136–142.
2. Discrete diffraction and spatial gap solitons in photovoltaic LiNbO₃ waveguide arrays / F. Chen, M. Stepic, C.E. Rüter, D. Runde, D. Kip, V. Shandarov, M. Segev // Optics express. – 2005. – Vol. 13, № 11. – P. 4314–4324.
3. Петров М.П. Фоторефрактивные кристаллы в когерентной оптике / М.П. Петров, С.И. Степанов, А.В. Хоменко. – С.Пб.: Наука, 1992. – 320 с.
4. Safioui Jassem. Pyrolyton: pyroelectric spatial soliton / Jassem Safioui, Fabrice Devaux, Mathieu Chauvet // Optics Express. – 2009. – Vol. 17, № 24. – P. 22209–22216.
5. Perin A.S. et al. Investigation of the interaction of a pair of bright optical spatial pyroelectric solitons during their in-phase propagation in an undoped lithium niobate crystal at a wavelength of 532 nm // Journal of Physics: Conference Series. – IOP Publishing, 2020. – Vol. 1697. – № 1. – P. 012151.
6. Buse K. Pyroelectrically induced photorefractive effect in Sr 0.61 Ba 0.39 Nb 2 O 6: Ce / K. Buse, R. Pankrath, E. Krätzig // Optics letters. – 1994. – Vol. 19, № 4. – P. 260–262.
7. Dark and bright photovoltaic spatial solitons / G.C. Valley, M. Segev, B. Crosignani, A. Yariv, M.M. Fejer, M.C. Bashaw // Physical Review A. – 1994. – Vol. 50, № 6. – P. R4457.
8. Jiang Q. Pyroelectric photovoltaic spatial solitons in unbiased photorefractive crystals / Q. Jiang, Y. Su, X. Ji // Physics Letters A. – 2012. – Vol. 376, № 45. – P. 3085–3087.

УДК 535.015

ИССЛЕДОВАНИЕ ПЛАЗМОННОГО РЕЗОНАНСА В ПЛЕНКАХ ИТО

А.А. Иванова, аспирант каф. ФЭ

*Научный руководитель С.В. Смирнов, проф. каф. ФЭ, д.т.н.
г. Томск, ТУСУР, anechist@mail.ru*

Исследован плазмонный резонанс в пленках ИТО, полученных методом магнетронного распыления. Установлена возможность применения пленок ИТО в производстве биосенсоров на основе плазмонного резонанса.

Ключевые слова: тонкие пленки ИТО, плазмонный резонанс.

Оксид индия, легированный оловом (ИТО), в настоящее время рассматривается как перспективный материал для создания биосенсоров на основе плазмонного резонанса для химических и медицинских целей [1]. Использование пленок ИТО вместо металлических может увеличить чувствительность таких биосенсоров. Целью данной работы является исследование плазмонного резонанса в пленках ИТО, полученных магнетронным распылением.

Объекты исследований. В качестве объектов исследования выбраны пленки ИТО ($(\text{In}_2\text{O}_3)_{0,9}-(\text{SnO}_2)_{0,1}$) разных толщин. Пленки ИТО наносились на подложки плавленного кварца методом реактивного магнетронного распыления компактной мишени, состоящей из сплава индия (90%) и олова (10%), в смеси газов аргон-кислород с соотношением: $\text{Ar}:\text{O}_2=(84:16)\%$. Исследуемые образцы получены на установках магнетронного распыления различного конструктивного исполнения (ТУСУР, ТПУ). В работе исследовались пленки ИТО разных толщин: 180 (образец № 1), 400 нм (образец № 2). Отжиг образцов проводился в течение 20 мин при температуре 600 °С на воздухе.

Результаты экспериментов. Наиболее показательными с точки зрения выявления плазмонного резонанса являются спектры отражения. Поэтому чаще всего о наличии плазмонного резонанса судят по минимумам коэффициента отражения [2]. На рис. 1 представлены спектры отражения. Спектры получены с помощью спектрофотометра Shimadzu UV-3600 plus в диапазоне длин волн 200–2600 нм.

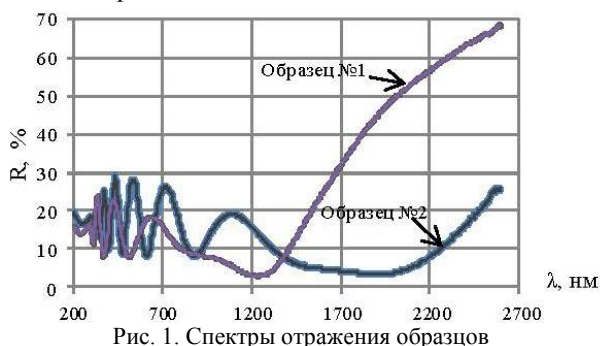


Рис. 1. Спектры отражения образцов

В обоих спектрах отражения наблюдается отклонение от классических спектров в ИК-области. При длине волны 1250 нм в образце № 1 наблюдается минимум отражения, что может свидетельствовать о плазмонном резонансе. Для образца с толщиной 400 нм наблюдается широкий минимум коэффициента отражения, что также может свидетельствовать о плазмонном резонансе: поверхностном и объемном.

Концентрацию основных носителей n_0 можно рассчитать по формуле Хагена–Рубенса [3]:

$$\omega_p = \left(n_0 \cdot q^2 / m_n^* \cdot \varepsilon_0 \right)^{1/2},$$

где m_n^* – эффективная масса свободных носителей заряда в ИТО; $m_n^* = 0,36 \cdot m_n$; m_n – масса электрона; ε_0 – диэлектрическая постоянная; q – заряд электрона.

Для длины волны 1250 нм $n_0 = 2,6 \cdot 10^{26} \text{ м}^{-3}$, что согласуется с ранее проведенными экспериментами [4].

Установить возможность применения пленок ИТО для биосенсоров можно с помощью метода Кречмана [5]. Для этого на основание призмы из кварцевого стекла методом магнетронного распыления была нанесена пленка ИТО толщиной 180 нм. На рис. 2 представлен спектр пропускания системы призма-ИТО при угле поляризации 90° . На поверхность пленки ИТО наносились анализируемые вещества с разными показателями преломления: этиловый спирт ($n = 1,35$) и вазелиновое масло ($n = 1,5$). Возбуждение плазмонного резонанса контролировалось по спектру пропускания системы стеклянная призма/пленка ИТО/аналит в поляризованном свете. Результаты экспериментов представлены на рис. 2.

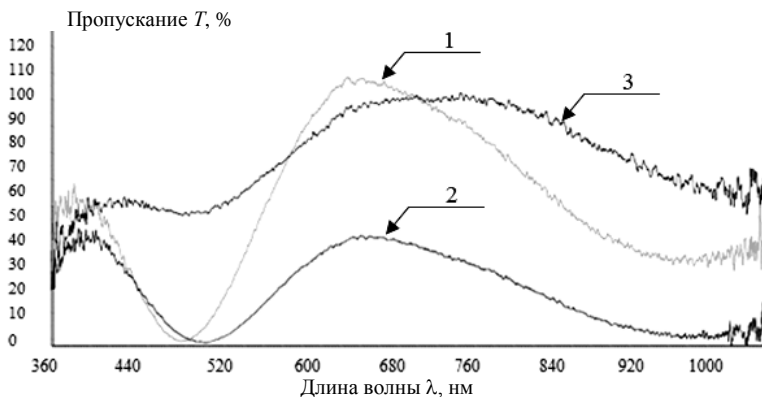


Рис. 2. Спектр пропускания системы призма/ИТО/аналит

Наблюдаются два минимума пропускания во всех случаях: на длинах волн 475 нм и 1 мкм. Обнаруженные минимумы спектров пропускания могут быть связаны с плазмонным резонансом: на меньшей длине волны наблюдается объемный плазмонный резонанс, а на длине волны 1 мкм – поверхностный. В случае добавления этилового спирта (2) минимумы сдвигаются на 20 нм вправо относительно системы призма/ИТО (1), а коэффициент пропускания уменьшается на 30%. С добавлением вазелинового масла (3) поверхностный резонанс сдвигается вправо на 60 нм, пропускание системы увеличивается на 20%.

Заключение. Экспериментально установлено наличие плазмонного резонанса в пленках ИТО, полученных магнетронным распылением. Выявлено влияние различных анализов на положение частоты плазмонного резонанса. Показано, что полученные пленки обладают

высокой чувствительностью к анализируемым жидкостям, что свидетельствует о возможности применения пленок ИТО в биосенсорах на основе плазмонного резонанса.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки высшего образования РФ в рамках соглашения № 075-03-2020-237/1 от 05 марта 2020 г. (внутренний номер проекта FEWM-2020-0040), а также в рамках выполнения гранта Российского научного фонда № 21-72-00124. Экспериментальные результаты получены с использованием оборудования ЦКП «Импульс» (регистрационный номер 200568).

ЛИТЕРАТУРА

1. Оптические сенсоры на основе поверхностного плазмонного резонанса для высокочувствительного биохимического анализа / Д.А. Мамичев, И.А. Кузнецов, Н.Е. Маслова, М.Л. Занавескин // Молекулярная медицина. – 2012. – № 6. – С. 19–27.

2. Frequency-dependent complex conductivities and dielectric responses of indium tin oxide thin films from the visible to the far-infrared / C. Ching-Wei, L. Yen-Cheng, C. Chia-Hua, Y. Peichen, S. Jia-Min, P. Ci-Ling // IEEE Journal of Quantum Electronics. – 2010. – Vol. 46, No. 12. – P. 1746–1754.

3. Зеегер К. Физика полупроводников / под ред. Н. Телеснина. – М.: Мир, 1977. – 615 с.

4. Наноразмерные светопропускающие пленки $\text{In}_2\text{O}_3(\text{SnO}_2)$ с металлическим типом проводимости / С.В. Смирнов, О.Н. Минин, А.А. Чистоедова, А.Е. Петрюк // Нанотехнологии: разработка, применение – XXI век. – 2019. – Т. 11, № 1. – С. 14–18.

5. Петрин А.Б. Сравнительный анализ чувствительности оптических датчиков на поверхностных волнах, возбуждаемых по схеме Кречмана // Оптика и спектроскопия. – 2019. – Т. 127, № 6. – С. 1051–1056.

УДК 535.215.6

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ВЕЛИЧИНЫ ОПТИЧЕСКОЙ МОЩНОСТИ И НАГРЕВА НА ФОРМИРОВАНИЕ ВОЛНОВОДНЫХ СТРУКТУР В КРИСТАЛЛЕ НИОБАТА ЛИТИЯ

Д.К. Романенко, В.Е. Бодренин, А.В. Шукин, студенты;

А.С. Перин, доцент каф. СВЧКР, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, каф. СВЧКР; ИОА СО РАН,

romanenko_dima1999@mail.ru

Проведена экспериментальная оценка влияния величины оптической мощности индуцирующего излучения и нагрева на формиро-

вание волноводных структур в кристалле ниобата лития методом оптического индуцирования.

Ключевые слова: ниобат лития, оптический солитон, фоторефрактивный эффект, пироэлектрический эффект, оптический волновод.

Возможность проявления оптической нелинейности в некоторых кристаллических материалах вызывает практический интерес с точки зрения реализации на их основе интегрально-оптических элементов для управления оптическим излучением. Одним из основных элементов интегрально-оптической схемы является оптический волновод, который может быть сформирован в нелинейно-оптических средах различными методами, в том числе и методом оптического индуцирования [1]. Одним из широко изученных материалов, обладающих уникальными электрооптическими свойствами, является кристалл ниобата лития (LiNbO_3) [2]. В данной работе под методом оптического индуцирования необходимо понимать модуляцию показателя преломления кристалла при формировании и распространении светлого пространственного оптического солитона [3]. Данный метод исследован не в полной мере. В процессе формирования волноводных структур параметры оптического излучения и температура образца играют важную роль для достижения требуемых свойств волноводов [4]. Таким образом, целью данной работы является экспериментальное исследование влияния мощности индуцирующего излучения и температуры образца на запись волноводных структур в кристалле ниобата лития методом оптического индуцирования.

В экспериментах использовался нелегированный кристалл LiNbO_3 , геометрические размеры которого составляли $20 \times 1 \times 7$ мм³ вдоль осей X, Y, Z соответственно. Индуцирующий волновод лазерный пучок распространялся в направлении, соответствующем необыкновенному показателю преломления в кристалле, что позволяло учитывать максимальный электрооптический коэффициент ниобата лития. В качестве источника излучения выступал твердотельный лазер YAG:Nd^{3+} с длиной волны 532 нм. Нагрев образца производился керамическим резистором мощностью 10 Вт и сопротивлением 12 Ом, подключённым к источнику питания и блоку управления температурой. Применение керамического резистора в качестве нагревательного элемента обусловлено его инерционностью, что позволяло экспериментально проследить параметры скорости формирования волноводных структур.

Диаметр лазерного пучка, соответствующий формируемому волноводу, был равен 10 мкм, что позволяет в дальнейшем исследовать параметры записанных структур путем стыковки со стандартным од-

номодовым оптическим волокном. Для экспериментов по исследованию влияния оптической мощности были взяты три её значения: 0,15; 0,5; 1 мВт; напряжение, подаваемое на резистор, составляло 8 В, что позволяло обеспечить высокую скорость нагрева до $\Delta T = 15^\circ\text{C}$. Для исследования влияния динамики нагрева были взяты значения 4, 6 и 8 В подаваемого напряжения при мощности лазерного излучения в 1 мВт.

Полученные результаты представлены на рис. 1 и 2 в виде графиков зависимости ширины светового пятна на выходной грани кристалла ($W_{\text{вых}}$, мкм) от времени (t , с) и изменения температуры (ΔT , $^\circ\text{C}$) в процессе записи.

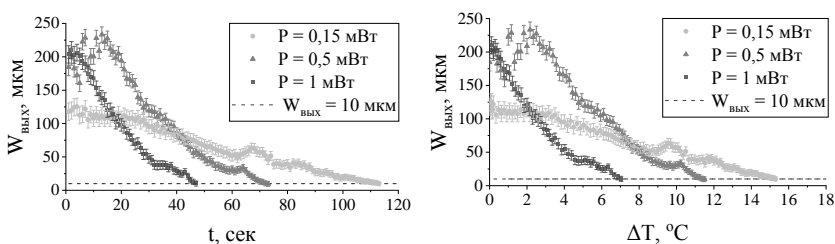


Рис. 1. Графики зависимостей $W_{\text{вых}}$ от t и ΔT при варьировании значений мощности излучения

Таким образом, в данной работе была проведена экспериментальная оценка влияния величины оптической мощности индуцирующего излучения и нагрева на формирование волноводных структур в кристалле ниобата лития методом оптического индуцирования. Показано, что наибольшая эффективность модуляции показателя преломления кристалла ниобата лития при распространении оптического излучения и формировании волноводной структуры наблюдается при мощности индуцирующего пучка, равной 1 мВт, и величине изменения температуры образца 7°C .

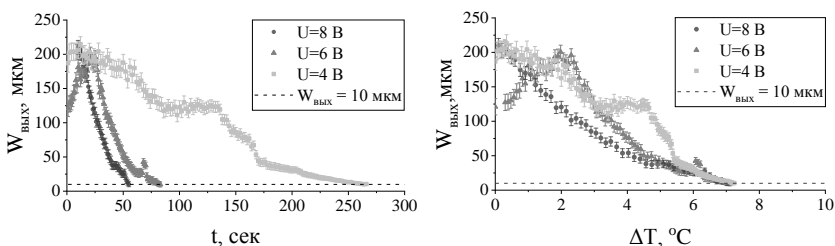


Рис. 2. Графики зависимостей $W_{\text{вых}}$ от t и ΔT при варьировании значений подаваемого на резистор напряжения

Полученные значения позволяют оценить величину электрического поля пространственного заряда, формируемого за счёт вклада пироэлектрического и фоторефрактивного эффектов [3, 4], для дальнейшей оптимизации метода оптического индуцирования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Perin A.S., Shandarov V.M., Ryabchenok V.Y. Photonic waveguide structures in photorefractive lithium niobate with pyroelectric mechanism of nonlinear response // *Physics of Wave Phenomena*. – 2016. – Vol. 24, No. 1. – P. 7–10.
2. Сидоров Н.В. Ниобат лития: дефекты, фоторефракция, колебательный спектр, поляритоны / Н.В. Сидоров, Т.Р. Волк, Б.Н. Маврин, В.Т. Калинин. – М.: Наука, 2003. – 255 с.
3. Safioui J. Pyroliton: pyroelectric spatial soliton / J. Safioui, F. Devaux, M. Chauvet // *Optics express*. – 2009. – Vol. 17, № 24. – P. 22209–22216.
4. Pyroelectric-controlled bending of a self-trapped optical beam in a photorefractive iron doped lithium niobate crystal / L. Tsarukyan, A. Badalyan, F. Devaux, M. Chauvet, R. Drampyan // *Journal of Nonlinear Optical Physics & Materials*. – 2021. – Vol. 30, № 01n02. – P. 2150003.

УДК 535.331

ИССЛЕДОВАНИЕ СПЕКТРОВ ФОТОИНДУЦИРОВАННОГО ОТРАЖЕНИЯ КРИСТАЛЛОВ КТР

*К.В. Жук, аспирант; С.В. Смирнов, проф. каф. ФЭ, д.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. ФЭ, klavdiya_95k@mail.ru*

Исследованы спектры отражения кристаллов КТР при воздействии излучения красного (630 нм) и инфракрасного (780 нм) лазеров. Обнаружена трансформация спектров, обусловленная фотокаталитическими процессами.

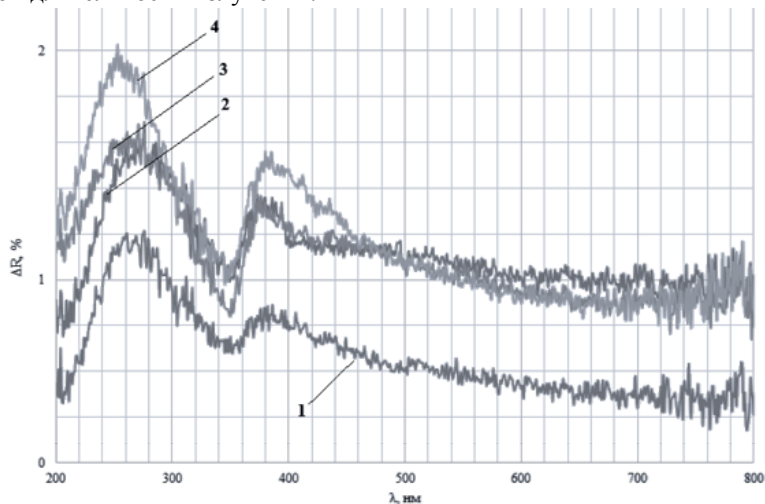
Ключевые слова: титанил-фосфат калия (КТР), спектр отражения, фотокатализ, лазерное излучение.

Титанил-фосфат калия (KTiOPO_4) является неорганическим соединением и представляет собой белое твердое вещество. КТР является важным нелинейно-оптическим материалом, который обычно используется для твердотельных лазеров с диодной накачкой, удваивающих частоту, таких как Nd:YAG, и других лазеров, легированных неодимом [1].

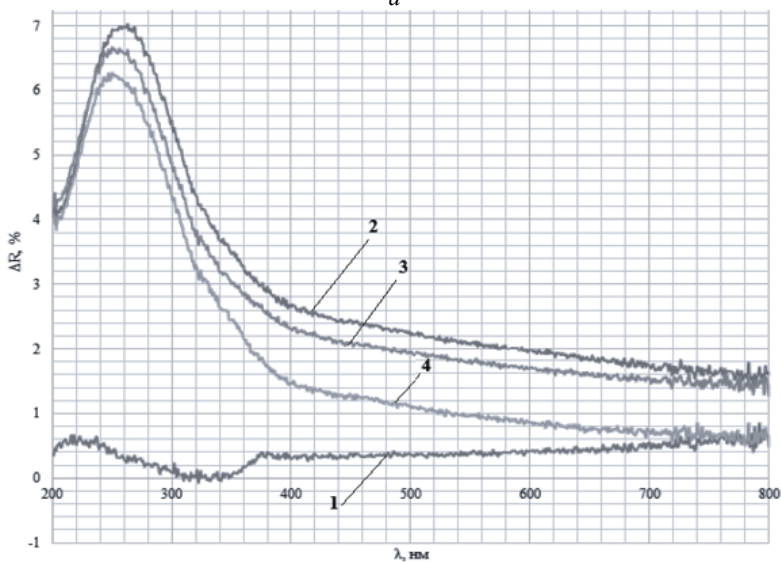
Известно, что для кристаллов КТР характерно наличие фотоиндуцированного поглощения в видимой области спектра [2, 3], обусловленного фотохромным эффектом.

В настоящей работе представлены результаты экспериментальных исследований спектров отражения кристаллов КТР в результате

воздействия засветки излучением красного и ИК-лазеров при различной длительности излучения.



a



б

Рис. 1. Разностный коэффициент отражения кристалла КТР в результате облучения излучением в течение: 1 – 10 мин; 2 – 30 мин; 3 – 60 мин; 4 – 120 мин: *a* – ИК-лазера (780 нм, 50 мВт); *б* – красного лазера (630 нм, 22 мВт)

В качестве экспериментальных образцов использовались кристаллы производства ООО «Кристалл-Т». Перед проведением эксперимента исследуемые образцы кристаллов КТР подвергались отжигу в воздушной атмосфере при температуре 170 °С. Для проведения эксперимента каждый исследуемый образец кристалла КТР размером 15×27 мм был разделен на две равные части, одна часть подвергалась облучению лазерным излучением, а вторая использовалась в качестве теста. Кристаллы облучались по всей площади излучением красного ($\lambda = 630$ нм, $P = 22$ мВт) и инфракрасного ($\lambda = 780$ нм, $P = 50$ мВт) лазеров при различной длительности излучения.

Спектры отражения исследуемых образцов были получены с помощью спектрофотометра Shimadzu UV-2700. Полученные результаты исследований представлены на рис. 1.

Из полученных результатов следует, что при воздействии излучением ИК-лазера на поверхность исследуемых образцов наблюдается плавный рост величины коэффициента отражения при увеличении времени экспозиции (см. рис. 1), во всем исследуемом диапазоне длин волн, что соответствует полученным ранее результатам исследований [3, 4]. Однако в результате облучения исследуемых образцов кристаллов КТР излучением красного лазера (см. рис. 1) наблюдается снижение коэффициента отражения при увеличении времени экспозиции. Это обусловлено фотокаталитическими явлениями на поверхности кристалла КТР, обусловленными переходами электронов из лежащих внутри запрещенной зоны поверхностных состояний в зону проводимости, с последующим образованием на поверхности кристалла Ti^{+3} .

Заключение. Таким образом, в работе показана возможность использования кристаллов КТР для проведения процессов фотоэлектролиза и электрофотокатализа при гидратировании, синтезе и разложении органических соединений.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 21-72-00124, <https://rscf.ru/project/21-72-00124/>.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рост и физические свойства высокоомных кристаллов КТР / В.А. Краковский, Л.Я. Серебrenников, И.А. Паргачев и др. // Изв. вузов. Физика. – 2012. – Т. 55, № 8-3. – С. 52–53.

2. Нелинейное поглощение в кристаллах КТР / В.А. Маслов, В.А. Михайлов, О.П. Шаунин, И.А. Щербаков // Квантовая электроника. – 1997. – Т. 24, № 4. – С. 367–370.

3. Короткова К.В., Мельник К.П. Фотоиндуцированное поглощение в кристаллах КТР // Сб. избр. статей научной сессии ТУСУР, Томск, 13–30 мая 2020 г.: в 2 ч. – Томск: В-Спектр, 2020. – Ч. 1. – С. 218–220.

4. Кистенева М.Г., Шандаров С.М., Акрестина А.С., Попугаева В.Р., Смирнов С.В. Фото- и термоиндуцированные изменения поглощения света в кристаллах титаната висмута // Изв. вузов. Физика. – 2010. – Т. 53, № 9-3. – С. 145–146.

УДК 535.421

**ЗАПИСЬ ПРОПУСКАЮЩИХ МНОГОСЛОЙНЫХ
НЕОДНОРОДНЫХ ГОЛОГРАФИЧЕСКИХ
ДИФРАКЦИОННЫХ СТРУКТУР СВЕТОВЫМИ ПУЧКАМИ
С НЕОДНОРОДНЫМИ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫМИ
РАСПРЕДЕЛЕНИЯМИ В ФОТОПОЛИМЕРИЗУЮЩИХСЯ
КОМПОЗИЦИЯХ**

В.О. Долгирев, аспирант;

С.Н. Шарангович, зав. каф. СВЧиКР, к.ф.-м.н.

г. Томск, ТУСУР, каф. СВЧиКР, vital2@mail.ru

Представлена математическая модель записи пропускающих многослойных неоднородных голографических дифракционных структур (МНГДС) световыми пучками с неоднородным амплитудно-фазовым распределением в фотополимерных материалах (ФПМ). С помощью численного расчета проведено исследование процесса формирования амплитуды первой гармоники показателя преломления для каждого слоя структуры.

Ключевые слова: МНГДС, ФПМ, ФИП.

Селективность МНГДС представляет собой набор локальных максимумов, где их ширина и расстояние между ними зависят от соотношения толщины голографических дифракционных структур (ГДС) к промежуточным слоям. Такие структуры имеют возможность найти широкое применение в области фемтосекундной лазерной оптики [1] или в оптических системах связи в качестве спектральных фильтров.

Ранее в работах [2, 3] были представлены математические модели по формированию и считыванию МНГДС в ФПМ плоскими квазимонохроматическими световыми пучками. В данных работах отмечалось, что профили решеток могут быть неоднородны по глубине слоев вследствие влияния фотоиндуцированного поглощения (ФИП) материала на процесс записи, что в итоге приводило к искажению вида селективного отклика, а огибающая контура селективности таких структур соответствовала одиночной ГДС. Дифракционные характеристики МНГДС также подтверждались сопоставлением экспериментальных и теоретических результатов, полученных в работе [4].

Между тем актуальной задачей остается увеличение полосы пропускания таких структур, если рассматривать их в качестве спектральных фильтров. Так, например, в работе [5] было продемонстрировано, что формирование ГДС световыми пучками с неоднородным амплитудно-фазовым распределением может приводить к увеличению ширины угловой селективности. А следовательно, к увеличению полосы пропускания, что является актуальным с точки зрения улучшения спектральных характеристик МНГДС.

Таким образом, разработка теоретической модели формирования МНГДС пучками с неоднородными амплитудно-фазовыми распределениями является актуальной.

Рассмотрим пропускающую схему записи, где два монохроматических пучка света E_0 с равномерным амплитудным распределением и фазово-неоднородный E_1 с гауссовым амплитудным распределением падают под углами θ_0 и θ_1 на МНГДС. Распределение интенсивности интерференционной картины в n -м слое [2, 5]:

$$I^n(t, \mathbf{r}) = I_{\text{sum}}^n(t, \mathbf{r}) \left[1 + m^n(t, \mathbf{r}) \cos(\varphi^n(\mathbf{r})) \right], \quad (1)$$

где $\varphi^n(\mathbf{r}) = \varphi_0 + \nabla \varphi \mathbf{r} + 0,5 \nabla^2 \varphi \mathbf{r}^2$; $|\nabla \varphi| = \varphi' = K_1$ – среднее значение модуля вектора K_1 ; $0,5 \nabla^2 \varphi \mathbf{r}^2 = \varphi''$ – отклонение модуля вектора решетки K_1 от среднего значения; $I_{\text{sum}}^n(t, \mathbf{r}) = I_0^n(t, \mathbf{r}) + I_1^n(t, \mathbf{r})$; $I_j^n(t, \mathbf{r}) = |E_j^n(\mathbf{r})|^2 \exp[-\alpha^n(t, \mathbf{r}) \mathbf{r} / \cos(\theta_j)]$; $j = 0, 1$, n – номер слоя;

$\alpha^n(t, \mathbf{r}) = \alpha_2 + \alpha_1 \exp \left[-\frac{I_0^n(\mathbf{r})}{\cos(\theta_0)} + m_0^n \frac{I_1^n(\mathbf{r})}{\cos(\theta_1)} \right] y \frac{t}{T_a}$ – коэффициент поглощения;

$m_0^n = \frac{\max [I_1^n(t, \mathbf{r})]}{\max [I_0^n(t, \mathbf{r})]}$; T_a – параметр, характеризующий

скорость изменения коэффициента поглощения; α_2 и α_1 – коэффициент поглощения подложки и красителя; \mathbf{r} – радиус-вектор, $m^n(t, \mathbf{r}) = 2\sqrt{I_0^n(t, \mathbf{r}) \cdot I_1^n(t, \mathbf{r})} / (I_0^n(t, \mathbf{r}) + I_1^n(t, \mathbf{r}))$ – локальный контраст.

Решение для амплитуды первой гармоники показателя преломления ищется в общем виде из кинетических уравнений фотополимеризационного и диффузионного механизма записи в ФПМ и будет складываться из двух составляющих [2, 5]:

$$n_1^n(t, x, y) = n_{1p}^n(t, x, y) + n_{1d}^n(t, x, y), \quad (2)$$

где

$$n_{1d}^n(t, x, y) = \delta n_d \int_0^t f^n(\tau, y, x) b_m^n(\tau, y, x) d\tau;$$

$$n_{1p}^n(t, x, y) = \delta n_p \int_0^t I_{\Sigma}^n(\tau, y, x) \times$$

$$\times \left[k \cdot p^n(\tau, y, x) m^n(\tau, y, x) - f^n(\tau, y, x) (1 + 1,5L^n(\tau, y, x)) d\tau \right];$$

$$f^n(t, y, x) = \frac{2^k}{b^n(t, x, y)} k \int_0^t p^n(\tau, y, x) m^n(\tau, y, x) I_{\Sigma}^n(\tau, y, x) \times$$

$$\times \exp \left[- \int_{\tau}^t b_m^n(\tau', y, x) + I_{\Sigma}^n(\tau', y, x) \times \frac{2^k}{b^n(\tau', y, x)} (1 + 1,5L^n(\tau', y, x)) d\tau' \right] d\tau;$$

$$b_m^n(t, x, y) = (1 + \varphi''x / \varphi')^2 \cdot \exp \left[-s \times (1 - p^n(t, x, y)) \right];$$

$$p^n(t, x, y) = \exp \left[\frac{-2^k}{b^n(t, x, y)} I_{\Sigma}^n(t, x, y) (1 + L^n(t, x, y)) t \right];$$

$$L^n(t, x, y) = k(k-1) \left(m^n(t, x, y) \right)^2 / 4; \quad b^n(t, x, y) = T_p^n(t, x, y) / T_m^n(x);$$

T_p^n – время полимеризации; $T_m^n(x) = T_m^n (1 + \varphi''x / \varphi')^2$.

На основе выражения (2) проведено численное моделирование кинетики формирования первой гармоники показателя преломления для двухслойной структуры. Использовались следующие параметры: $\lambda = 633$ нм; $d_n = 10$ мкм – толщина одного слоя с ФПМ; $w_0 = 0,5$ мм – ширина пучка; $\theta_1 = -\theta_0 = 10$ град; $k = 0,5$; $s = 1$; $T_a = 1,2$ мс⁻¹; $\alpha_2 = 10^{-4}$ Нп/мкм; $\alpha_1 = 0,064$ Нп/мкм; $\delta n_p = 0,006$; $\delta n_p = 0,0012$; $D_m = 10^{-15}$ м²/с; $\varphi'' = 1,7 \cdot 10^6$. На рис. 1, а, б приведены кинетики формирования амплитуды первой гармоники показателя преломления для 1-го и 2-го слоя вдоль оси X на конце слоев, а на рис. 1, в, г – эти же профили в стационарном режиме вдоль осей Y и X.

Из рис. 1, а, б видно, что по поперечной координате (X) кинетики формирования профиля для каждого слоя различны. Во время записи 1-го слоя профиль претерпевает существенные изменения, что обусловлено фазовой неоднородностью записывающего поля, которое приводит к изменению времени диффузии. А поскольку параметр b

(отношение времени полимеризации к времени диффузии) зависит от времени и пространственных координат, в процессе записи в каждой точке образца в каждый момент времени гармонический состав формируемой структуры будет различным. Данный факт демонстрирует рис. 1, б, где профиль для 2-го слоя по поперечной координате формируется, как видно, уже при линейном режиме записи вследствие увеличения параметра b .

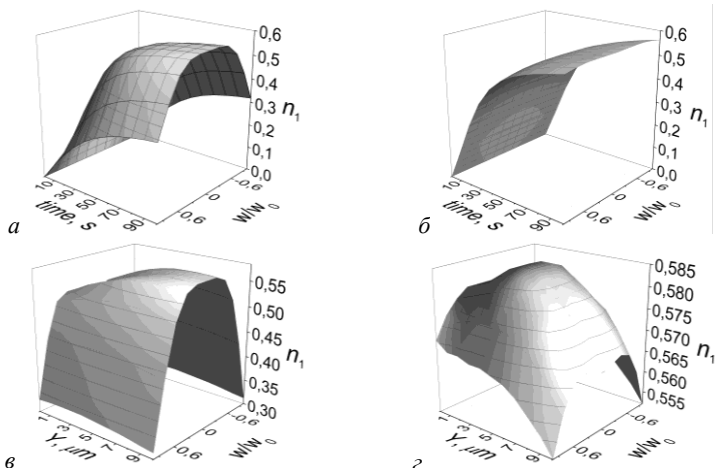


Рис. 1. Профили решеток (а) в процессе формирования вдоль оси X и (б) в стационарном режиме вдоль оси Y и X

Как видно из рис. 1, в, г, неоднородность профиля решеток также наблюдается и вдоль толщины слоя (ось Y), что обусловлено влиянием ФИП материала на процесс формирования ГДС. Здесь также заметно отличие вида профилей в каждом слое: от возрастающего для 1-го слоя и куполообразного для 2-го.

Таким образом, при голографической записи МНГДС в ФПМ пучками с неоднородным амплитудно-фазовым распределением профили решеток по поперечной координате для каждого слоя различны, что обусловлено изменением времени диффузии в каждой точке образца. При этом для последующего слоя наблюдается линейный режим записи, что объясняется ростом параметра b вследствие уменьшения времени диффузии и увеличения времени полимеризации.

Также стоит отметить, что при учете ФИП материала неоднородность профилей решеток становится уже двумерной, так как параметр b в процессе записи в каждой точке образца в каждый момент времени различен, как и гармонический состав формируемой ГДС.

Работа выполнена в рамках программы стратегического академического развития «Приоритет–2030».

ЛИТЕРАТУРА

1. Xiaona Y., Lirun G., Xihua Y., Ye. D., Yuanyuan C., Guohong M. Generation of individually modulated femtosecond pulse string by multilayer volume holographic gratings // *Optics Express*. – 2014. – Vol. 22, № 21. – P. 26128.

2. Дудник Д.И., Шарангович С.Н. Влияние фотоиндуцированного изменения оптического поглощения на формирование многослойных неоднородных голографических дифракционных структур на основе фотополимерных материалов // *Квантовая электроника: матер. XII Междунар. науч.-техн. конф.* – 2019. – С. 26–27.

3. Dudnik D.I., Sharangovich S.N. Interaction between light and transmission multi-layered heterogeneous photopolymer holographic diffraction structures // *Bulletin of the Russian Academy of Sciences: Physics*. – 2021. – Vol. 85, № 1. – P. 8–14.

4. Иванченко В.Г., Растрыгин Д.С., Шарангович С.Н., Долгирев В.О. Исследование дифракции света на многослойных неоднородных голографических ФПМ дифракционных структурах в условиях ФИП // *Сб. науч. трудов XVIII Междунар. конф. «Перспективы развития фундаментальных наук»*. – 2021. – С. 32–34.

5. Dovolnov E.A., Sharangovich S.N., Sheridan J.T. Theoretical and experimental investigation of photopolymer chirped gratings formation // *Photorefractive Effects, Materials, and Devices. OSA trends in optics and photonics series (TOPS)*. – 2005. – P. 337–342.

УДК 535.421

ИССЛЕДОВАНИЕ ГОЛОГРАФИЧЕСКОГО ФОРМИРОВАНИЯ МНОГОСЛОЙНЫХ НЕОДНОРОДНЫХ ДИФРАКЦИОННЫХ СТРУКТУР В КПЖК

*В.Г. Иванченко, Д.С. Растрыгин, магистранты; В.О. Долгирев, аспирант; С.Н. Шарангович, зав. каф. СВЧуКР, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. СВЧуКР, vital2@mail.ru*

Представлена теоретическая модель формирования многослойных неоднородных голографических дифракционных структур (МНГДС) на основе фотополимерной композиции, включающей в себя нематические жидкие кристаллы (ЖК). Представлено численное моделирование кинетики формирования амплитуды первой гармоники показателя преломления для слоев МНГДС с учетом фотоиндуцированного поглощения материала (ФИП).

Ключевые слова: формирование, дифракция, МНГДС, КПЖК, ФИП.

Уникальные свойства МНГДС обусловлены взаимодействием оптического излучения в процессе формирования дифракционных

структур и дифракции света на них [1]. Сложный вид селективного отклика дифрагированного излучения в МНГДС обусловлен интерференционными эффектами, возникающими между дифракционными слоями, которые, в свою очередь, разделены между собой буферными слоями. Данные структуры в дальнейшем могут быть использованы в оптических мультиплексорах и спектральных сенсорах.

В настоящее время актуальной является задача управления такими структурами. Управление дифракционными характеристиками МНГДС возможно при наличии жидких кристаллов, так как их оптические свойства чувствительны к электрическим воздействиям.

Таким образом, целью данной работы является исследование голографического формирования многослойных неоднородных дифракционных структур в капсулированных полимером жидких кристаллах (КПЖК) с учетом фотоиндуцированного изменения оптического поглощения (ФИП) в процессе записи.

В данной работе рассматривается пропускающая геометрия голографической записи дифракционных структур в МНГДС. Пусть две плоские квазимонохроматические волны E^0 и E^1 падают под углами θ_0 и θ_1 на композицию МНГДС с КПЖК (рис. 1).

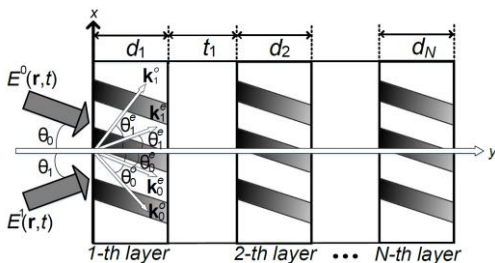


Рис. 1. Геометрия формирования МНГДС в КПЖК

Пучок падающего света внутри образца распадается на две волны: обыкновенную и необыкновенную вследствие анизотропии среды КПЖК. Решение для амплитуды 1-й гармоники показателя преломления ищется в общем случае из кинетических уравнений фотополимеризационно-диффузионного формирования дифракционных структур в КПЖК и будет складываться из амплитудных профилей полимера и ЖК [1]

$$n_1^{n,m}(t, y) = n_{1p}^{n,m}(t, y) + n_{1LC}^{n,m}(t, y), \quad (1)$$

где $n_{1p}^{n,m}(t, y)$ и $n_{1LC}^{n,m}(t, y)$ – амплитуды первой гармоники показателя преломления полимерной и ЖК-решеток, описанные в [1].

Численное моделирование проводилось по выражению (1) при записи пучками с поляризацией, совпадающими с обыкновенными собственными волнами и одинаковым составом. Для каждого слоя были численно рассчитаны амплитудные пространственные профили 1-й гармоники показателя преломления с учетом ФИП для двухслойной голографической дифракционной структуры. Для численного расчета использовались следующие параметры: $d = 85$ мкм; $\alpha_2 = 0,016$ Нп; $\alpha_1 = 2,2$ Нп; $2\theta = 30$ град; $\lambda = 633$ нм; $\delta n_p = 0,004$; $\delta n_{LC} = 0,2\delta n_p$; $k = 0,5$; $D_m = 0,021$; $s = 1$; $D_m = D_{LC}$; $b = 0,1$ и 5 – отношение времени полимеризации к времени диффузии.

На рис. 2, 3 приведены кинетики пространственных профилей первой гармоники показателя преломления двухслойной голографической дифракционной структуры (ГДС) с учетом ФИП.

Вследствие быстрого расхода мономера из-за активного процесса полимеризации пространственный профиль первого слоя при $b = 0,1$ (см. рис. 2) при малых временах записи претерпевает изменение и становится куполообразным.

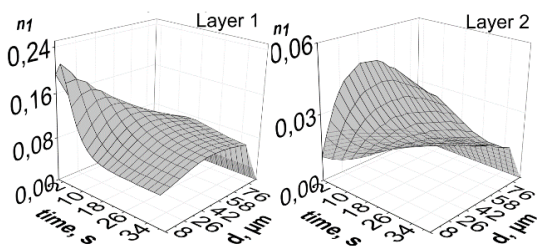


Рис. 2. Кинетики пространственных профилей первой гармоники показателя преломления МНГДС с учетом ФИП при $b = 0,1$

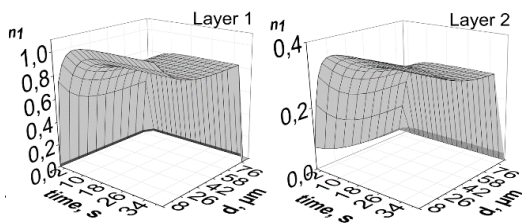


Рис. 3. Кинетики пространственных профилей первой гармоники показателя преломления МНГДС с учетом ФИП при $b = 5$

Далее, мономер из областей с меньшей интенсивностью диффундирует в области, где процесс полимеризации протекает интенсивнее, и поэтому на последующих слоях пространственный профиль решетки МНГДС продолжает быть убывающим (см. рис. 2). При $b = 5$

(см. рис. 3) пространственный профиль спадает по прохождении в слое и во времени до полного расхода мономера.

В результате численного моделирования представлено исследование процесса формирования амплитуды первой гармоники показателя преломления для двухслойной структуры при различных соотношениях времени полимеризации к времени диффузии с учетом ФИП. Продемонстрировано, что при $b < 1$ происходит трансформация профиля с течением времени записи, а при $b > 1$ профиль спадает по прохождению в слое и возрастает во времени.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках программы «Приоритет–2030».

ЛИТЕРАТУРА

1. Dolgirev V.O. Holographic formation of multilayer nonuniform PPM-LC diffraction structures under conditions of photoinduced optic absorption / V.O. Dolgirev, S.N. Sharangovich // IEEE Proceedings. – 2021. – P. 1–5.

УДК 535.421

МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИФРАКЦИИ СВЕТА НА ТРЕХСЛОЙНЫХ КПЖК ДИФРАКЦИОННЫХ СТРУКТУРАХ В УСЛОВИЯХ ВНЕШНЕГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ

*Д.С. Растрьгин, магистрант; В.О. Долгирев, аспирант;
С.Н. Шарангович, проф. каф. СВЧиКР, к.ф.-м.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. СВЧиКР, gg9dragon9gg@gmail.com*

Представлено исследование дифракции света на многослойных неоднородных голографических дифракционных структурах (МНГДС) на основе фотополимерной композиции, включающей в себя нематические жидкие кристаллы (ЖК). В результате исследования показана возможность управления видом селективного отклика путем отключения дифракции света на выбранном слое дифракционной структуры (ДС).

Ключевые слова: МНГДС, ДС, КПЖК, дифракция.

Перспективным направлением исследований являются многослойные голографические структуры, представляющие собой несколько объемных решеток, разделенных оптически однородными промежуточными слоями. Такие структуры характеризуются особыми свойствами, благодаря которым они могут быть применимы в качестве спектральных фильтров, сенсоров, межсоединений, мультиплекторов/демультиплекторов в оптических линиях связи [1].

В настоящее время актуальной стоит задача нахождения способа управления спектральными характеристиками таких структур. Управление МНГДС возможно при наличии жидких кристаллов в составе с фотополимерным материалом (ФПМ), так как их оптические свойства восприимчивы к воздействию электрических полей [1].

Таким образом, целью данной работы является исследование дифракции света на МНГДС с КПЖК в условиях внешнего электрического воздействия.

В случае брэгговской дифракции световых пучков на МНГДС амплитуды взаимодействующих волн определяются системами уравнений связанных волн (УСВ) в частных производных [1]:

$$\mathbf{N}_{r0}^{n,m}(\mathbf{r}, E) \cdot \nabla E_0^{n,m}(\mathbf{r}, E) = -iC_1^{n,m} \cdot E_1^{n,m} \cdot n_n^{n,m}(\mathbf{r}) \cdot \exp(i\Delta\mathbf{K}^{n,m} \cdot \mathbf{r}), \quad (1)$$

$$\mathbf{N}_{r1}^{n,m}(\mathbf{r}, E) \cdot \nabla E_1^{n,m}(\mathbf{r}, E) = -iC_0^{n,m} \cdot E_0^{n,m} \cdot n_n^{n,m}(\mathbf{r}) \cdot \exp(-i\Delta\mathbf{K}^{n,m} \cdot \mathbf{r}). \quad (2)$$

Для описания преобразования плоских световых волн в многослойных средах воспользуемся матричным методом. Примем, что показатель преломления промежуточного t_n слоя равен показателю преломления голограммы и перемножив матрицы перехода всех слоев, можно получить связь между входным полем \mathbf{E}_0 и дифракционным $\mathbf{E}^{N,m}$ полем на выходе МНГДС, как было описано в работе [1].

$$\mathbf{E}^{N,m} = \mathbf{T}^m \cdot \mathbf{E}_0, \quad (3)$$

где $\mathbf{T}^m = \mathbf{T}^{N,m} \cdot \mathbf{A}^{N-1,m} \cdot \mathbf{T}^{N-1,m} \dots \mathbf{A}^{n,m} \cdot \mathbf{T}^{n,m} \dots \mathbf{A}^{1,m} \cdot \mathbf{T}^{1,m}$, \mathbf{T}^m – матричная передаточная функция всей МНГДС; $\mathbf{T}^{n,m}$ – матричная передаточная функция n -го слоя МГДС; $\mathbf{A}^{n,m}$ – матрица перехода [1].

В данной работе при численном расчете примем поляризацию падающего излучения, совпадающую с поляризацией собственных необыкновенных волн в каждом слое. Таким образом, дифракционную эффективность (ДЭ) на выходе МНГДС, с учетом считывания плоской световой волной, можем определить как [2]

$$\eta^m(E, \Delta K) = \left| E_1^{N,m}(E, \Delta K) \right|^2, \quad (4)$$

где $E_1^{N,m}(E, \Delta K)$ – выражается через элементы $T_{ij}^{n,m}$ матричных передаточных функций $\mathbf{T}^{N,m}$ слоев.

Численное моделирование дифракционных характеристик МНГДС проводилось по выражению (4). МНГДС состояла из трех слоев КПЖК толщиной $d_n = 30$ мкм, разделенных промежуточным слоем $t_n = 90$ мкм. Также использовались следующие параметры:

$\lambda = 1310$ нм – длина волны излучения; $n_{ic}^0 = 1,535$ и $n_{ic}^e = 1,680$ – обыкновенный и необыкновенный показатели преломления ЖК; $n_p = 1,535$ – показатель преломления полимера; $\theta_b = 5^\circ$ – угол Брэгга; $K_{33} = 7,45 \cdot 10^{-2}$; $c = 0,382; 0,502; 0,34$; $s = 1,178; 0,492; 0,399$; $t = -0,241; -0,74; -1,16$ – параметры нормированных однородных профилей для решеток, полученных при записи с оптимизированным составом для каждого слоя.

По выражению (4) получены зависимости дифракционной эффективности (ДЭ) трехслойной ГДС от изменения фазовой расстройки и приложенного электрического поля на втором слое (рис. 1, а), третьем слое (рис. 1, б) с однородными профилями.

Как видно из рис. 1, а, при подаче напряжения на 2-й слой количество локальных максимумов контура селективности МНГДС увеличивается за счет отключения дифракции на 2-м слое, что обуславливает увеличение общего промежуточного слоя между 1-м и 3-м слоями. Как показано на рис. 1, б, при подаче напряжения на 3-й слое прослеживается преобразование трехслойной ГДС в стандартную двухслойную.

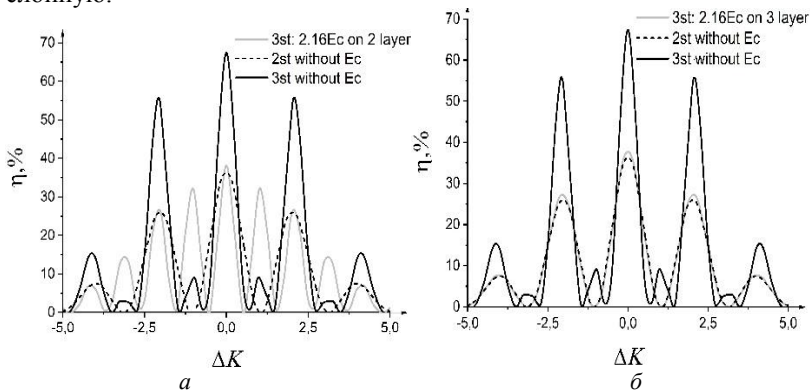


Рис. 1. Зависимость ДЭ для трехслойной ГДС от фазовой расстройки при дискретном влиянии внешнего электрического поля (а) на 2-м слое и (б) на 3-м слое

Таким образом, с помощью численного моделирования была показана возможность манипуляции дифракционными характеристиками трехслойной ГДС путем внешнего электрического воздействия на определенные слои с ДС. Отключая дифракцию на среднем слое трехслойной ГДС, возможно увеличить количество локальных максимумов, что обусловлено увеличением промежуточного слоя между 1-м и

3-м слоями с ГДС. А отключение дифракции на последнем слое, приводит к уширению и уменьшению максимумов.

Работа выполнена в рамках программы стратегического академического развития «Приоритет–2030».

ЛИТЕРАТУРА

1. Растрыгин Д.С., Иванченко В.Г., Долгирев В.И., Шарангович С.Н. Исследование дифракции света на многослойных ФПМ-ЖК дифракционных структурах в условиях внешнего электрического воздействия // Электронные средства и системы управления: матер. докл. XVII Междунар. науч.-практ. конф., 17–19 ноября 2021 г. – Томск. – С. 166–170.

УДК 544.032.6

ОБ ИЗМЕНЕНИИ ОПТИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ПРИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОМ ОБЛУЧЕНИИ ПРОТОНАМИ И КВАНТАМИ СОЛНЕЧНОГО СПЕКТРА ПОРОШКА $BaSO_4$, МОДИФИЦИРОВАННОГО НАНОЧАСТИЦАМИ SiO_2

М.М. Михайлов, зав. лаб. РКМ, проф., д.ф.-м.н.;

А.Н. Лапин, с.н.с., к.т.н.; С.А. Юрьев, с.н.с., к.т.н.;

В.А. Горончко, аспирант каф. ЭП; А.И. Благовещенский, студент г. Томск, ТУСУР, лаб. РКМ, membrana2010@mail.ru

Исследованы спектры диффузного отражения в области от 0,2 до 2,2 мкм порошка микронных размеров $BaSO_4$, модифицированного наночастицами SiO_2 , до и после последовательного облучения протонами с энергией 5 кэВ и квантами солнечного спектра (КСС) с регистрацией спектров в вакууме на месте облучения (*in situ*). Установлено качественное отличие изменений коэффициента отражения при облучении протонами и КСС. Рассчитаны изменения коэффициента поглощения солнечного излучения исследуемого порошка при различных значениях флюенса протонов и времени облучения КСС.

Ключевые слова: порошки, последовательное, облучение, сульфат бария, наночастицы, модифицирование, диоксид кремния.

В космическом пространстве (КП) на материалы внешних поверхностей космических аппаратов (КА) действуют различные виды излучений в самых различных комбинациях в зависимости от координат орбит. Проблема стабильности свойств терморегулирующих покрытий (ТРП) КА с учётом повышенных современных требований становится очень острой. Наиболее значительный вклад в изменение оптических свойств ТРП КА вносят протоны и КСС.

В последние 3–4 года проводятся исследования порошка BaSO_4 с целью определения возможности его использования в качестве пигмента ТРП. Модифицирование пигментов наночастицами, в том числе и порошка BaSO_4 , позволило существенно увеличить их фото- и радиационную стойкость [1, 2].

Целью настоящей работы является исследование оптических свойств модифицированного наночастицами SiO_2 порошка BaSO_4 при последовательном облучении протонами и КСС.

В исследованиях использовали микропорошок BaSO_4 (производитель Nacalai Tesque inc., Япония) и нанопорошок диоксида кремния (чистота 99,8%, средний размер 10–12 нм, производитель ООО «Плазмотерм», Россия). Концентрация наночастиц выбрана на основании ранее выполненных исследований и составляла 3 мас. %, методы и режимы модифицирования были отработаны ранее [1].

Облучение образцов в вакууме и регистрацию спектров ρ_λ на месте облучения (in situ) осуществляли в установке-имитаторе условий космического пространства «Спектр» [3]. Облучение осуществляли в вакууме $2 \cdot 10^{-6}$ Торр при температуре $T = 303$ К сначала протонами с энергией 5 кэВ, затем КСС с интенсивностью 3 эсо (эсо – эквивалент солнечного облучения, 1 эсо = 0,139 Дж/см²·с). Интегральный коэффициент поглощения солнечного излучения (a_λ) рассчитывали из спектров ρ_λ в соответствии с международным стандартом [4].

Коэффициент отражения порошка $n\text{BaSO}_4$ в области спектра от 400 до 2200 нм очень высокий, достигает 90–95% (рис. 1, а).

Отражательная способность незначительно уменьшается с ростом длины волны. На фоне непрерывного спектра регистрируются малоинтенсивные полосы поглощения около 1400 и 1900 нм.

После облучения протонами и КСС коэффициент отражения уменьшается. Уменьшение происходит в области от 200 до 1400 нм.

Основные изменения происходят в УФ- и видимой областях спектра. В области около 200 нм коэффициент отражения уменьшается от 94 до 28%. В области свыше 1200 нм изменения после облучения практически отсутствуют (не более 2–3%).

Облучение протонами приводит к уменьшению коэффициента диффузного отражения в полосе от 200 до 700 нм до значений 58% при максимальном флюенсе, причём с увеличением флюенса протонов полоса поглощения увеличивается по интенсивности и по ширине. При облучении КСС значения ρ порошка $n\text{BaSO}_4$ уменьшаются до 28% (время облучения 6 ч). С ростом времени облучения КСС интенсивность полосы поглощения значительно увеличивается, полоса существенно расширяется в длинноволновую сторону.

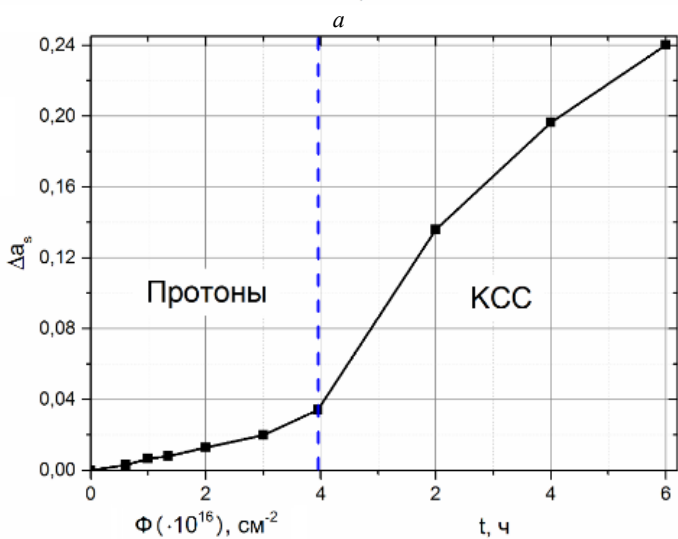
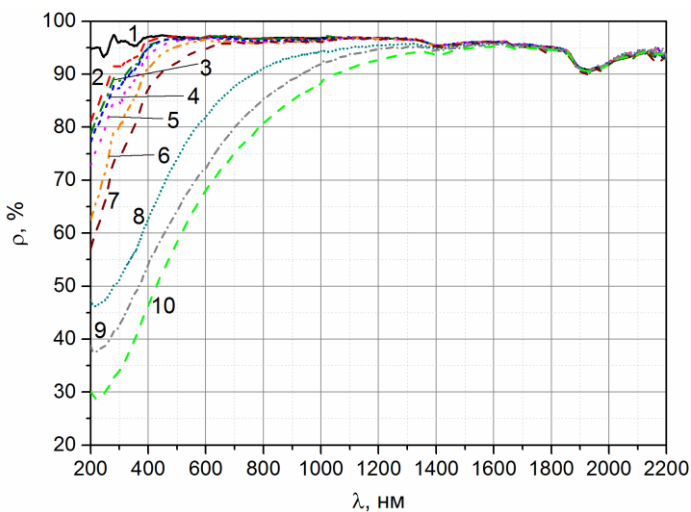


Рис. 1. Спектры ρ_λ (а) порошка pBaSO_4 до (1) и после последовательного облучения: протонами с энергией 5 кэВ флюенсом $0,61 \cdot 10^{16}$ (2); $1 \cdot 10^{16}$ (3); $1,35 \cdot 10^{16}$ (4); $2 \cdot 10^{16}$ (5); $3 \cdot 10^{16}$ см^{-2} (6) и $3,95 \cdot 10^{16}$ см^{-2} (7); затем КСС в течение: 2 (8), 4 (9), 6 (10) ч. Зависимость изменений коэффициента поглощения a_s при последовательном облучении $\text{p+} \rightarrow \text{KCC}$ (б)

Ранее было показано [5], что при облучении исходного или модифицированных порошков BaSO_4 происходит образование дефектов анионной подрешетки SO_4 , SO_3 , SO_2 и SO , обуславливающих изменение коэффициентов отражения.

Расчёт интегрального коэффициента поглощения солнечного излучения показал (см. рис. 1, б), что более существенные изменения происходят при облучении порошка $n\text{BaSO}_4$ КСС даже с учётом дефектов, ранее образованных при облучении протонами. При облучении протонами максимальным флюенсом $3,95 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-2}$ Δa_s составляет 0,033, а при максимальном времени облучения КСС 6 ч Δa_s достигает значения 0,24.

Практическая значимость полученных результатов заключается в следующем: установлено большое различие в качественном и количественном изменении оптических свойств при действии различных видов излучений – заряженных частиц (протонов) и КСС. Показано, что при исследовании ТРП необходимо проводить наземные испытания при имитации именно тех видов излучений, которые действуют на заданной орбите, а не заменять их испытаниями при воздействии одного вида облучения.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ, Госзадание № FEWM-2020-0038.

ЛИТЕРАТУРА

1. Mikhailov M.M. Optical properties and radiation stability of Metal Oxide Powders modified with Nanoparticles / Tomsk: Publishing house of Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics. – 2019. – Vol. 6. – 312 p.
2. He C. Full solar-spectral reflectance of ZnO QDs/SiO₂ composite pigment for thermal control coating / C. He, L. Peng, Z. Haitao // Materials Research Bulletin. – 2022. – Vol. 146. – P. 111572.
3. Apparatus for study of diffuse-reflection and luminescence spectra of solids in vacuum / L.G. Kositsyn, M.M. Mikhailov, N.Y. Kuznetsov, M.I. Dvoretzkii // Instruments and experimental techniques New York. – 1995. – Vol. 28. – P. 929–932.
4. ASTM E490-00a. Standard Solar Constant and Zero Air Mass Solar Spectral Irradiance Tables, ASTM International, West Conshohocken, PA, 2019.
5. The effects of heating on BaSO₄ powders' diffuse reflectance spectra and radiation stability / M.M. Mikhailov, S.A. Yuryev, A.N. Lapin, A.A. Lovitskiy // Dyes and Pigments. – 2019. – Vol. 163. – P. 420–424.

**ИССЛЕДОВАНИЕ ОПТИЧЕСКИХ СВОЙСТВ,
ФОТО- И РАДИАЦИОННОЙ СТОЙКОСТИ ПОРОШКА ZnO,
МОДИФИЦИРОВАННОГО НАНОЧАСТИЦАМИ SiO₂,
ПРИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОМ ОБЛУЧЕНИИ ПРОТОНАМИ
И КВАНТАМИ СОЛНЕЧНОГО СПЕКТРА**

*М.М. Михайлов, зав. лаб. РКМ, проф., д.ф.-м.н.; А.Н. Лапин, с.н.с.
лаб. РКМ, к.т.н.; С.А. Юрьев, с.н.с. лаб. РКМ, к.т.н.;
В.А. Горончко, аспирант каф. ЭП; А.И. Благовещенский, студент
г. Томск, ТУСУР, лаб. РКМ, membrana2010@mail.ru*

Представлены результаты выполненных исследований спектров диффузного отражения и их изменений при последовательном облучении протонами и квантами солнечного спектра (КСС) модифицированных наночастицами SiO₂ порошков микронных размеров ZnO (nZnO). Полученные результаты могут быть основой для изучения синергетических эффектов, происходящих при последовательном действии двух и большего числа внешних факторов на различные материалы.

Ключевые слова: наночастицы, модифицирование, последовательное облучение, оксид цинка, диоксид кремния.

Порошки оксида цинка имеют широкое применение во многих областях промышленности. В последние 60 лет они успешно применяются в конструкциях космических аппаратов (КА) в качестве пигмента для изготовления терморегулирующих покрытий (ТРП) класса «оптические солнечные отражатели» [1]. Модифицирование наночастицами позволяет значительно увеличить фото- и радиационную стойкость пигментов ТРП [2].

В КП на материалы внешних поверхностей КА заряженные частицы и КСС действуют одновременно, раздельно или последовательно. При этом, как показали результаты экспериментальных исследований [3], законы аддитивности не выполняются, а осуществляются синергетические эффекты, заключающиеся в том, что не всегда сумма изменений свойств и рабочих характеристик материалов от раздельного действия излучений равна изменениям при совместном их действии (одновременном или последовательном).

Целью настоящей работы является исследование оптических свойств порошка-пигмента для ТРП nZnO при его последовательном облучении протонами и КСС.

Объектом исследования служили порошок оксида цинка квалификации ОСЧ 14-2 микронных размеров (средний размер 1,3 мкм) и нанопорошок диоксида кремния (средний размер 60 нм). Модифици-

рование осуществляли при оптимальной температуре 650 °С в течение 2 ч. Облучение образцов осуществляли в установке «Спектр» [4] протонами ($E = 5$ кэВ, $\varphi = 1 \cdot 10^{11}$ см⁻²с⁻¹, $T = 300$ К), затем КСС с интенсивностью 3,1 эсо (эсо – эквивалент солнечного облучения, 1 эсо = 0,139 Вт/см²). Спектры диффузного отражения (ρ_λ) регистрировали до и после облучения в вакууме на месте облучения.

Из спектров ρ_λ порошка nZnO до и после последовательного облучения р+ → КСС (рис. 1) следует, что край основного поглощения до облучения модифицированного порошка соответствует длине волны 375 нм. До облучения коэффициент отражения в области от 500 до 1200 нм превышает 90%, а в области 500–800 нм он достигает 95%. С увеличением длины волны до 2200 нм он плавно снижается до 75%. Рассчитанный интегральный коэффициент поглощения солнечного излучения (a_s) модифицированного порошка nZnO равен 0,140.

При облучении протонами с энергией 5 кэВ (см. рис. 1) с ростом флюенса происходит существенное уменьшение коэффициента отражения в области спектра от 375 до 2200 нм. Наибольшее уменьшение регистрируется в области от 400 до 600 нм после первого периода облучения. При увеличении флюенса протонов коэффициент отражения порошка nZnO уменьшается во всей области спектра от 375 до 2200 нм. Наибольшие изменения регистрируются на участках 400–600 нм и 1400–2200 нм.

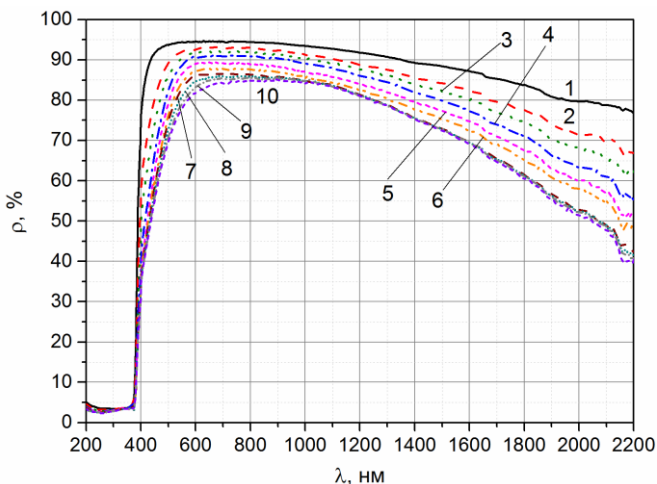


Рис. 1. Спектры ρ_λ до (1) и после последовательного облучения порошка nZnO протонами с энергией 5 кэВ флюенсом $0,63 \cdot 10^{16}$ (2); $1,08 \cdot 10^{16}$ (3); $2,09 \cdot 10^{16}$ (4); $3 \cdot 10^{16}$ см⁻² (5); $4,07 \cdot 10^{16}$ см⁻² (6) и КСС в течение 2 (7), 4 (8), 6 (9), 8 ч (10)

При последовательном облучении квантами солнечного спектра после воздействия протонов коэффициент отражения порошка $n\text{ZnO}$ изменяется незначительно, максимальное изменение составляет не более 5%. С увеличением времени облучения КСС до 6 ч коэффициент отражения уменьшается также во всей области от 375 до 2200 нм. В диапазоне длин волн от 375 до 800 нм изменения незначительные – порядка 5–7%, а в диапазоне от 800 до 2200 нм изменения увеличиваются и достигают 35%.

Интегральный коэффициент поглощения солнечного излучения a_s является характеристикой, значимой при практическом использовании материалов. Он показывает, какую долю энергии солнечного спектра поглощает данный материал. В таблице приведены рассчитанные по спектрам диффузного отражения до и после облучения модифицированного порошка $n\text{ZnO}$ протонами и затем КСС значения изменений интегрального коэффициента поглощения Δa_s для всего измеряемого диапазона от 200 до 2200 нм.

Результаты выполненных исследований могут быть полезными при изучении синергетических эффектов, происходящих в различных материалах под действием внешних факторов. В первую очередь это относится к материалам внешних поверхностей КА.

Изменения интегрального коэффициента поглощения Δa_s порошка $n\text{ZnO}$ при последовательном облучении протонами и КСС ($p^+ \rightarrow \text{КСС}$)

Режим облучения	$\Phi p^+, 10^{16} \text{ см}^{-2}$					$t_{\text{КСС}}, \text{ ч}$			
	0,52	1,0	2,0	3,	3,93	2	4	6	8
Δa_s	0,039	0,060	0,084	0,107	0,124	0,138	0,145	0,152	0,158

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 21-72-10032, <https://rscf.ru/project/21-72-10032/>.

ЛИТЕРАТУРА

- Heydari V. Synthesis of silica-supported ZnO pigments for thermal control coatings and analysis of their reflection mode // V. Heydari, Z. Bahreini // Journal of Coatings Technology and Research. – 2018. – Vol. 15(1). – P. 223–230.
- Optical properties and radiation stability of TiO₂ powders modified by Al₂O₃, ZrO₂, SiO₂, TiO₂, ZnO, and MgO nanoparticles / M.M. Mikhailov, V.A. Vlasov, S.A. Yuryev, V.V. Neshchimenko, V.V. Shcherbina // Dyes and Pigments. – 2015. – Vol. 123. – P. 72–77.
- Synergistic Effects in a ZnO powder-based coating sequentially irradiated with protons, electrons and solar spectrum quanta / M.M. Mikhailov, S.A. Yuryev, A.N. Lapin, V.V. Karanskiy // Symmetry. – 2020. – Vol. 12. – P. 1021.
- Apparatus for study of diffuse-reflection and luminescence spectra of solids in vacuum / L.G. Kositsyn, M.M. Mikhailov, N.Y. Kuznetsov, M.I. Dvoretzkii // Instruments and experimental techniques New York. – 1995. – Vol. 28. – P. 929–932.

ПОДСЕКЦИЯ 2.6

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ

Председатель – Заболоцкий А.М., проф. каф. ТУ, д.т.н.;
зам. председателя – Куксенко С.П., доцент каф. ТУ, д.т.н.

УДК 53.09

ОЦЕНКА РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ В МАЛОГАБАРИТНОЙ РЕВЕРБЕРАЦИОННОЙ КАМЕРЕ

Т.И. Третьяков, П.А. Попов, К.Н. Абрамова, студенты
Научный руководитель М.Е. Комнатнов, доцент каф. ТУ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, henos19039@gmail.com

Определены размеры малогабаритной реверберационной камеры и рабочей зоны внутри нее. Вычислены количество возбуждаемых типов волн и нижняя граничная частота малогабаритной реверберационной камеры. Определено наиболее эффективное расположение антенны внутри корпуса камеры.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, реверберационная камера, электромагнитное поле.

В соответствии со стандартами [1–3] испытания радиоэлектронных средств (РЭС) на электромагнитную совместимость проводят с применением реверберационной камеры (РК). Одним из преимуществ РК является возбуждение в рабочей зоне высокой амплитуды напряженности электрического поля при минимальной подводимой мощности к излучающей антенне, что достигается за счёт многократных переотражений электромагнитных волн (ЭМВ) от стенок РК. В рабочей зоне РК образуются стоячие волны, не регулярные по амплитуде, которые определяют однородность электромагнитного поля (ЭМП). Для достижения однородного ЭМП в рабочей зоне РК применяют различные методы перемешивания ЭМВ, среди которых выделяют два основных метода: механический и электрический. Критерием достижения в рабочей зоне статистически однородного ЭМП является заданная погрешность, при которой для каждого этапа перемешивания одинаковы значения амплитуд напряженности электрического поля [4].

Для оценки распределения ЭМП в рабочей зоне РК часто используют численные методы, позволяющие получить распределение ЭМП в определенный момент времени и на заданной частоте [5]. Как правило, на предварительном этапе разработки РК выполняют предварительную оценку распределения ЭМП на рабочих частотах.

Цель данной работы – выполнить и представить результаты оценки распределения ЭМП в малогабаритной РК.

Одной из главных характеристик РК является рабочий диапазон частот, который определяется по минимальному числу типов возбуждаемых волн. Число возбуждаемых волн, которое определяется по приближенной формуле (1), в основном пропорционально трети входной мощности и размеру РК.

$$N(f) = \frac{8\pi}{3} V \frac{f^3}{c^3} - (L + H + l) \frac{f}{c} + \frac{1}{2}, \quad (1)$$

где V – объем корпуса РК; L, H, l – длина, высота и ширина корпуса камеры соответственно.

$$f_{mnp} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m^2}{L}\right) + \left(\frac{n^2}{H}\right) + \left(\frac{p^2}{l}\right)}, \quad (2)$$

где f_{mnp} – резонансная частота корпуса РК; $m, n, p = 0, 1, \dots, \infty$; c – скорость света в вакууме [4].

Согласно критериям [6], нижняя граничная частота РК определяется по (2) как частота, при которой возможно распространение более 60 типов волн, а согласно MIL-STD-461F [7] – более 100. На рис. 1 представлена частотная зависимость числа возбуждаемых волн при размерах РК: $L = 1,65$ м, $H = 1,05$ м и $l = 0,9$ м, при этом размеры рабочей зоны составляют $0,55 \times 0,35 \times 0,3$ м³.

Из рис. 1 видно, что нижняя граничная частота РК равна 500 МГц [6] и 600 МГц [7]. Оценка равномерности распределения поля внутри РК выполнена, используя специальное ПО АМРС3, разработанное в научно-исследовательской лаборатории «Безопасность и электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств». Результатами моделирования в ПО АМРС3 являлись полученные значения амплитуд напряженности электрического поля в диапазоне частот от 500 МГц до 3 ГГц при разном положении излучающей антенны. Также выполнен расчет среднеквадратического отклонения напряженности электрического поля. На основании полученных результатов сделан вывод, что наиболее эффективное расположение антенны внутри РК находится на расстоянии λ и 2λ от передней стенки корпуса РК.

В результате проделанной работы установлены геометрические размеры корпуса ($L = 1,65$ м, $H = 1,05$ м, $l = 0,9$ м), размер рабочей

зоны ($0,55 \times 0,35 \times 0,3$ м³), нижняя граничная частота (500 МГц), а также определено наиболее эффективное расположение антенны внутри РК при λ и 2λ от передней стенки корпуса РК.

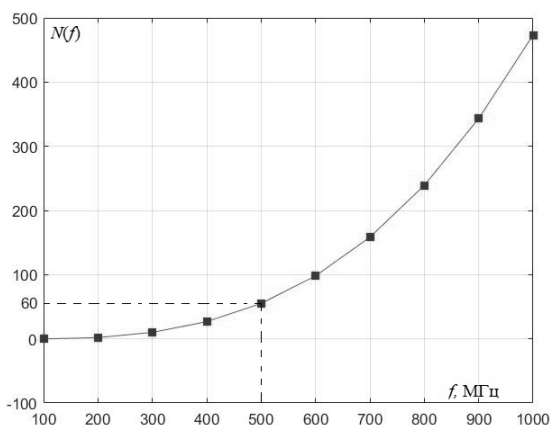


Рис. 1. Частотная зависимость числа возбуждаемых волн для корпуса РК размером $1,65 \times 1,05 \times 0,9$ м³

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 19-79-10162) в ТУСУРе.

ЛИТЕРАТУРА

1. DO-160. Environmental conditions and test procedures for airborne equipment. – 2010.
2. ГОСТ РВ 6601-001–2008. Оборудование бортовое авиационное. Общие требования к восприимчивости при воздействии электромагнитных помех и методики измерения. – М.: Стандартинформ, 2008. – 49 с.
3. SAE J 1113/27. Immunity to radiated electromagnetic fields – mode stir reverberation method. – 2005.
4. Демаков А.В. Обзор исследований в области разработки и применения реверберационных камер для испытаний на электромагнитную совместимость / А.В. Демаков, М.Е. Комнатнов, Т.Р. Газизов // Системы управления, связи и безопасности. – 2018. – № 2. – С. 151–190. – Режим доступа: <http://sccs.intelgr.com/archive/2018-02/09-Deмаkov.pdf> (дата обращения: 05.03.2022).
5. Демаков А.В. Аналитическая модель реверберационной камеры / А.В. Демаков, М.Е. Комнатнов // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР. – 2018. – № 1-2. – С. 243–246.
6. Canavero F.G. Critical study of calibration techniques for a reverberation chamber / F.G. Canavero, L Musso // Proceedings of EMC. (Цюрих) – 2001. – P. 659–662.
7. MIL-STD-461F, Department of defense interface standard: requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipment. – 2007.

РАЗРАБОТКА МАКЕТА УСТАНОВКИ СИСТЕМЫ НАГРЕВА И ОХЛАЖДЕНИЯ КОНТЕЙНЕРА КЛИМАТИЧЕСКОЙ ЭКРАНИРОВАННОЙ КАМЕРЫ

Т.И. Третьяков, П.А. Попов, К.Н. Абрамова, студенты

*Научный руководитель М.Е. Комнатнов, доцент каф. ТУ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, henos19039@gmail.com*

Разработана установка для проведения экспериментальных исследований режимов работы системы нагрева и охлаждения в условиях, приближенных к реальным условиям эксплуатации климатической экранированной камеры.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, климатическая экранированная камера, элемент Пельтье, охлаждающий контур, теплообмен, терморегулятор.

Климатическая экранированная ТЕМ-камера (КЭК) необходима для совместных климатических и электромагнитных исследований электронной компонентной базы, входящей в состав различных радиоэлектронных средств [1]. В КЭК контроль температуры стенок испытательного контейнера (ИК) в виде ТЕМ-камеры осуществляется при помощи системы терморегулятора. Терморегулятор представляет собой устройство, состоящее из блока управления [2] и системы нагрева и охлаждения (СНО). В основе СНО используются элементы Пельтье (ЭП) для обеспечения нагрева и охлаждения ИК за счет расположения группы ЭП на внешней поверхности ИК. Выполнен ряд экспериментальных исследований режимов работы СНО [3], на основании которых выяснилось, что СНО нуждается в модернизации и доработке для достижения требуемых значений температур при минимальном влиянии на электромагнитные поля в ИК. В связи с этим необходимо проведение повторных экспериментальных исследований СНО в условиях, максимально приближенных к реальным эксплуатационным условиям.

Цель работы – разработать макет для проведения исследований режимов работы СНО в условиях, приближенных к реальным условиям эксплуатации.

Для обеспечения требуемых условий проведения экспериментальных исследований режимов работы СНО в качестве ИК используется ТЕМ-камера, с расположенной на её поверхности группы из 24 ЭП. Для минимизации тепловых потерь ИК покрыт термоизоляционным слоем, как показано на рис. 1.

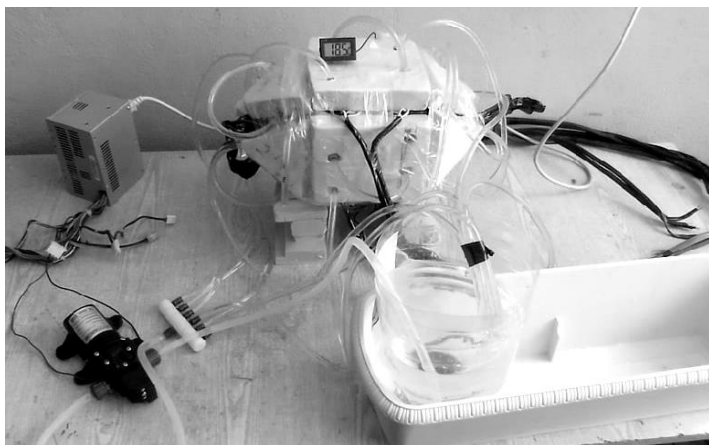


Рис. 1. Экспериментальная установка СНО на ИК

Электропитание ЭП обеспечивается тремя импульсными блоками питания (ИБП) с выходным напряжением 12 В и максимальным током каждого 83 А. Величина пускового тока группы ЭП достаточно велика и значительно превышает возможности используемых ИБП, по этой причине терморегулятор в КЭК должен обеспечивать задержку по времени в момент включения разных групп ЭП. Такое решение даёт возможность сильно снизить суммарный пусковой ток для групп ЭП. В экспериментальной установке для реализации такого решения используется специально разработанное устройство переключения (УП), которое обеспечивает поочередное включение групп, по 4 ЭП в группе. В качестве управляющего блока для УП используется плата Arduino Uno, а электропитание обеспечивается компьютерным блоком питания мощностью 350 Вт.

Охлаждение ЭП осуществляется с помощью блоков водяного охлаждения (БВО), включенных во внутренний охлаждающий контур, который выполнен из гибких силиконовых трубок. Отвод тепла от внутреннего охлаждающего контура обеспечивается внешним охлаждающим контуром, в качестве которого, при проведении эксперимента, выступает морозильная камера, а также дополнительный отвод тепла обеспечивают радиаторы, установленные на блок вентиляторов морозильной системы [4].

Процесс теплообмена в СНО отражен на структурной схеме (рис. 2).

Циркуляцию жидкости в контуре, со скоростью 6 литров в минуту обеспечивает водяная помпа мощностью 72 Вт. В качестве жидкости используется 95% раствор этилового спирта. Измерение темпера-

туры стенок ИК осуществляется с помощью датчика температуры DS18B20 с выводом информации на дисплей.

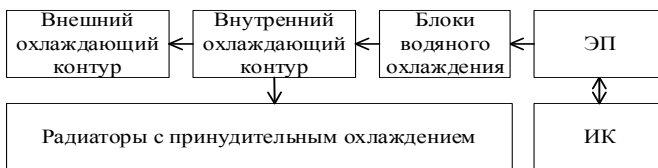


Рис. 2. Структурная схема процесса теплообмена в СНО

Таким образом, разработана установка, позволяющая осуществить проведение экспериментальных исследований режимов работы СНО в условиях, максимально приближенных к реальным условиям эксплуатации, а именно с учетом полного энергопотребления при реализации всех процессов теплообмена в СНО.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 19-79-10162) в ТУСУРе.

ЛИТЕРАТУРА

1. Комнатнов М.Е. Камера для совместных климатических и электромагнитных испытаний электронных компонентов / М.Е. Комнатнов, Т.Р. Газизов // Техника радиосвязи. – 2014. – Т. 23, № 3. – С. 84–91.
2. Третьяков Т.И. Усовершенствование платы управления климатической экранированной ТЕМ-камеры / Т.И. Третьяков, П.А. Попов, А.А. Собко, М.Е. Комнатнов // Матер. междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2021». – Томск, 2021. – № 1-1, ч. 1. – С. 229–231.
3. Третьяков Т.И. Экспериментальное исследование системы нагрева и охлаждения испытательного контейнера климатической экранированной камеры / Т.И. Третьяков, П.А. Попов, М.Е. Комнатнов // Электронные средства и системы управления: матер. докладов междунар. науч.-практ. конф. – Томск, 2021. – № 1-1, ч. 1. – С. 44–46.
4. Абрамова К.Н. Разработка блока управления вентиляторами морозильной системы климатической экранированной камеры / К.Н. Абрамова, А.В. Осинцев, М.Е. Комнатнов // Электронные средства и системы управления: матер. докладов междунар. науч.-практ. конф. – Томск, 2021. – № 1-1, ч. 1. – С. 53–55.

ОСОБЕННОСТИ МЕТОДА MARCHING ON-IN-TIME**М.И. Каткова, магистрант; А. Алхадже Хасан, аспирант***Научный руководитель С.П. Куксенко, проф. каф. ТУ, д.т.н.**г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, katkova.m.111-m1@e.tusur.ru*

Представлены особенности метода marching on-in-time (MOT) и приведены примеры работ, где они отражены. Показаны его преимущества, исходя из результатов моделирования сферической проволочной сетки и сетки в форме квадратной пластины, полученных из других работ.

Ключевые слова: временная область, метод marching on-in-time, базисные и тестовые функции, временной шаг.

Развитие радиотехники, электроники, а также вычислительных, информационных и телекоммуникационных технологий послужило широкому внедрению во все сферы различных радиоэлектронных средств (РЭС). Поэтому требуется их быстрое и качественное производство. Однако с ростом сложности РЭС возникает необходимость использования автоматизированного проектирования, в основе которого лежит компьютерное моделирование. Для этого применяются различные математические методы, позволяющие решить интегральные уравнения в частотной и временной областях [1]. Численные решения интегральных уравнений во временной области (ИУВО) требуют меньших затрат времени и памяти в отличие от частотной (ИУЧО) [2]. Решением ИУВО занимаются уже много лет, особенно для решения электромагнитных задач [3]. Наиболее популярным методом решения ИУВО является метод marching on-in-time (MOT) [4]. Между тем широкий ряд его вариантов и их специфика затрудняют их правильный выбор для реализации. Цель данной работы – представить особенности метода MOT для решения электромагнитных задач.

MOT часто используется именно для нахождения неизвестных поверхностных токов за счет разложения плотности тока, используя локальные пространственно-временные базисные функции [5]. Если вставить полученное разложение в ИУВО и выполнить тестирование результирующего уравнения в пространстве и времени, то получится простая треугольная система уравнений, которую можно решить с помощью MOT [6]. MOT часто использует пространственные базисные и тестовые функции Rao-Wilton-Glisson (RWG) [7–10] или полиномиальные временные базисные функции [11–14], кусочно-постоянные базисные функции [15], а также базисные функции Raviart–Thomas [16, 17].

Схемы MOT могут быть неявными или явными в зависимости от типов (пространственных и временных) базисных функций и схемы тестирования, а также размера временного шага [6]. Размер временного шага неявных схем определяется максимальной частотой падающего поля и не зависит от пространственной дискретизации, поэтому они более стабильны и способны использовать большие временные шаги без какого-либо ущерба для стабильности [18]. Однако они требуют решения матричного уравнения на каждом временном шаге в отличие от явных схем MOT, которые для обеспечения стабильности используют гораздо меньший размер временного шага [4].

MOT подвержен нестабильности из-за накопления ошибок на каждом временном шаге. Поэтому он эффективен для решения простых задач [19]. Много работ посвящено устранению этого недостатка [7–17, 20–33]. В большинстве их показано, что нестабильности, возникающие в MOT, обусловлены низкочастотными и высокочастотными модами. Они возникают в решении и устраняются комбинацией пространственного и временного усреднения. В других же исследованиях показано, что нестабильность возникает из-за временной базисной функции, которая имеет богатое высокочастотное содержание. Однако пространственной дискретизации может быть недостаточно для этих высоких частот. В общем выявлено, что выбор временных и базисных функций может повысить стабильность [25, 30, 34].

Результаты, полученные с помощью данного метода и представленные в работе [19], показывают его точность и преимущество над ИУЧО [35]. Так, рассмотрена сферическая проволочная сетка радиусом 1 м, расположенная в плоскости XU , с центром проволочной сетки, совпадающим с центром координат. Сетка облучается гауссовой плоской волной. С использованием MOT получен индуцированный ток на экваторе сферы (выделен точкой на рис. 1, *a*). Время решения с помощью MOT составляет 9,68 с [19], а через обратное дискретное преобразование Фурье – 3813,2 с [35]. Также рассмотрена сетка в форме квадратной пластины размером 1×1 м², расположенная в плоскости XU . С использованием MOT получен индуцированный ток в центре сетки (выделен точкой на рис. 1, *b*). Время решения с помощью MOT составляет 7,452 с [19], а через обратное дискретное преобразование Фурье – 2126,2 с [35]. Результат, полученный с помощью MOT, совпадает с решением через обратное дискретное преобразование Фурье. Это подтверждает, что данный метод дает точные результаты с меньшими затратами по времени.

В данной работе представлены особенности метода MOT и приведены работы, где они отражены. Показаны его преимущества и примеры моделирования.

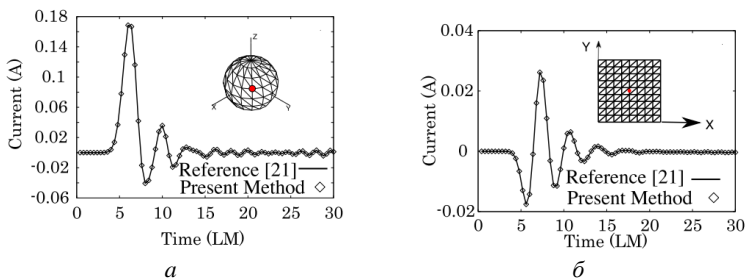


Рис. 1. Ток, индуцированный на сетчатой модели сферы (а) и на сетчатой модели квадратной пластины (б), облученных гауссовой плоской волной (радиус провода 0,001 м) [19]

Поскольку метод непрерывно развивается, изучение его является актуальным. В дальнейшем планируется его реализация в MATLAB.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России по проекту FEWM-2022-0001.

ЛИТЕРАТУРА

1. Павленко А.П. Аналитические и численные методы прочностного анализа и проектирования автомобильных конструкций. – Казань: изд-во Казан. фед. ун-та, 2015. – 129 с.
2. Huang H. A novel time-domain electric field integral equation of thin wire structures in lossy half-space / H. Huang, L. Li, Z. Zhao // Digests of the 2010 14th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation, 2010. – P. 1.
3. A comparison of marching-on in time method with marching-on in degree method for the TDIE solver / B.H. Jung, Z. Ji, T.K. Sarkar, M. Salazar-Palma, M. Yuan // Progress In Electromagnetics Research, PIER 70. – 2007. – 16 p.
4. Rao S.M. Time Domain Electromagnetics // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1999. – Vol. 41, No. 12. – 14 p.
5. Ülkü H.A. Marching On-In-Time Solution of the Time Domain Magnetic Field Integral Equation Using a Predictor-Corrector Scheme / H.A. Ülkü, H. Bağcı, E. Michielssen // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2013. – Vol. 61, No. 8. – 12 p.
6. An explicit marching-on-in-time scheme for solving the time domain Kirchhoff integral equation / R. Chen, S.B. Sayed, N. Alharthi, D.K. Hakan Bagci // Acoustical Society of America. – 2019. – 13 p.
7. Rao S.M. Numerical solution of time domain integral equations for arbitrarily shaped conductor/dielectric composite bodies / S.M. Rao, T.K. Sarkar // IEEE Trans. Antennas Propag. – 2002. – Vol. 50, No. 12. – P. 1831–1837.
8. Stable electric field TDIE solvers via quasi-exact evaluation of MOT matrix elements / Y. Shi, M. Xia, R. Chen, E. Michielssen, M. Lu // IEEE Trans. Antennas Propag. – 2011. – Vol. 59, No. 2. – P. 574–585.
9. Arda Ulku H. Application of analytical retarded-time potential expressions to the solution of time domain integral equations / H. Arda Ulku, A.A. Ergin // IEEE Trans. Antennas Propag. – 2011. – Vol. 59, No. 11. – P. 4123–4131.

10. A space-time mixed Galerkin marching-on-in-time sScheme for the time-domain combined field integral equation / Y. Beghein, K. Cools, H. Bagci, D. De Zutter // *IEEE Trans. Antennas Propag.* – 2011. – Vol. 61, No. 3. – P. 1228–1238.
11. Jung B.H. Time-domain EFIE, MFIE, and CFIE formulations using Laguerre polynomials as temporal basis functions for the analysis of transient scattering from arbitrarily shaped conducting structures / B.H. Jung, Y.S. Chung, T.K. Sarkar // *Progr. Electromagn. Res.* – 2003. – Vol. 39. – P. 1–45.
12. Time domain combined field integral equation using Laguerre polynomials as temporal basis functions / B.H. Jung, Y.S. Chung, T.K. Sarkar, M. Salazar-Palma, Z. Ji // *Int. J. Numer. Model., Electron. Netw., Devices Fields.* – 2004. – Vol. 17. – P. 251–268.
13. Chung Y.S. Solution of time domain electric field Integral equation using the Laguerre polynomials // *IEEE Trans. Antennas Propag.* – 2004. – Vol. 52, No. 9. – P. 2319–2328.
14. Sekljic N.J. Spatially large and temporally entire-domain electric field integral equation method of moments for 3D scattering analysis in time domain / N.J. Sekljic, M.M. Ilic, B.M. Notaros // *IEEE Trans. Antennas Propag.* – 2015. – Vol. 63, No. 6. – P. 2614–2626.
15. Davies P.J. Numerical stability and convergence of approximations of retarded potential integral equations // *SIAM J. Numer. Anal.* – 1994. – Vol. 31. – P. 856–875.
16. Davies P.J. On the stability of time-marching schemes for the general surface electric-field integral equation // *IEEE Trans. Antennas Propag.* – 1996. – Vol. 44, No. 11. – P. 1467–1473.
17. Davies P.J. A stability analysis of a time marching scheme for the general surface electric field integral equation // *Appl. Nume. Math.* – 1998. – Vol. 27. – P. 33–57.
18. Chen R. An Explicit Time Marching Scheme for Efficient Solution of the Magnetic Field Integral Equation at Low Frequencies // *Journal of latex class files.* – 2015. – Vol. 14, No. 8. – 6 p.
19. Rao S.M. A Simple and Efficient Method of Moments Solution Procedure for Solving Time-Domain Integral Equation – Application to Wire-Grid Model of Perfect Conducting Objects // *IEEE Journal on multiscale and multiphysics computational techniques.* – 2019. – Vol. 4. – 7 p.
20. Tijhuis A.G. Toward a stable marching-on-in-time method for two-dimensional transient electromagnetic scattering problems // *Radio Sci.* – 1984. – Vol. 19. – 6 p.
21. Rynne B.P. Stability and convergence of time marching methods in scattering problems // *IMA J. Appl. Math.* – 1985. – Vol. 35. – 13 p.
22. Rynne B.P. Stability of time marching algorithms for the electric field equation / B.P. Rynne, P.D. Smith J. // *Electromagn. Waves Applicat.* – 1990. – Vol. 4. – P. 1181–1205.
23. Vechinski D.A. A stable procedure to calculate the transient scattering by conducting surfaces of arbitrary shape / D.A. Vechinski, S.M. Rao // *IEEE Trans. Antennas Propag.* – 1992. – Vol. 40, No. 6. – 4 p.

24. Sadigh A. Treating the instabilities in marching on-in-time method from a different perspective / A. Sadigh, E. Arvas // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* – 1993. – Vol. 41, No. 12. – P. 1695–1702.
25. Manara G. A space-time discretization criterion for a stable time-marching solution of the electric field integral equation / G. Manara, A. Monorchio, R. Reggiannini // *IEEE Trans. Antennas and Propagat.* – 1997. – Vol. 45, No. 3. – P. 527–532.
26. Rao S.M. Transient scattering by conducting cylinders-Implicit solution for transverse electric case / S.M. Rao, D.A. Vechinski, T.K. Sarkar. – *Microw. Opt. Technol. Lett.* – 1999. – Vol. 21. – P. 129–134.
27. Rao S.M. Implicit solution of time domain integral equations for arbitrarily shaped dielectric bodies / S.M. Rao, T.K. Sarkar. – *Microw. Opt. Technol. Lett.* – 1999. – Vol. 21. – P. 201–205.
28. Analysis of transient electromagnetic scattering from closed surfaces using a combined field integral equation / B. Shankar, A.A. Ergin, K. Aygun, E. Michielssen // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* – 2000. – Vol. 48, No. 7. – P. 1064–1074.
29. Hu J.-L. A new temporal basis function for the time-domain integral equation method / J.-L. Hu, C.H. Chan, Y. Xu // *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., J.L.* – 2001. – Vol. 11, No. 11. – P. 465–466.
30. A novel scheme for the solution of the time domain integral equations of electromagnetics / D.S. Weile, G. Pisharody, N.W. Chen, B. Shanker, E. Michielssen // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* – 2004. – Vol. 52, No. 1. – P. 283–295.
31. Solving time domain electric field integral equation without the time variable / Z. Ji, T.K. Sarkar, B.H. Jung, M. Yuan, M. Salazar-Palma // *IEEE Trans. Antennas Propag.* – 2021. – Vol. 54, No. 1. – P. 258–262.
32. Zhang G.H. Transient analysis of wire structures using time domain integral equation method with exact matrix elements / G.H. Zhang, M. Xia, X.M. Jiang // *Prog. Electromagn. Res.* – 2009. – Vol. 45. – P. 281–298.
33. Pray A.J. Stability properties of the time domain electric field integral equation using a separable approximation for the convolution with the retarded potential / A.J. Pray, N.V. Nair, B. Shanker // *IEEE Trans. Antennas Propag.* – 2012. – Vol. 60, No. 8. – P. 3772–3781.
34. Rao S.M. A Stable Marching-on-in-Time Algorithm Capable of Handling Multiple Excitations – Application to Wire Junction Problems // 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP). – 2017. – 3 p.
35. Rao S.M. A stable marching-on-in-time algorithm capable of handling multiple excitations – Application to wire junction problems // *IET J. Microw., Antennas Propag.* – 2018. – Vol. 12, No. 4. – P. 472–478.

СПОСОБ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ПРОВОДЯЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ РАЗРЕЖЕННОЙ ПРОВОДНОЙ СЕТКОЙ

В.А. Назаров, магистрант; А. Алхадже Хасан, аспирант

Научный руководитель Т.Р. Газизов, доцент каф. ТУ, д.т.н.

г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, dalv.1999@inbox.ru

Рассмотрен способ моделирования электромагнитного поля проводящей поверхности разреженной проводной сеткой. Он позволяет выявить проводники, в которых протекают малые токи, вклад которых в излучение поля мал после первого моделирования исходной сетки, а в последующих моделированиях использовать разреженную сетку с меньшим числом проводников. Использование полуразреженной разреженной сетки в последующем моделировании сокращает затраты времени и памяти.

Ключевые слова: метод моментов, разреженная проводная сетка, моделирование, электромагнитное поле.

При создании антенны важной частью является её предварительное моделирование в программном обеспечении. При этом важно уменьшение затрат времени и памяти, но при условии, что полученная антенна должна удовлетворять необходимым требованиям [1]. Обычные методы моделирования могут быть затратными, особенно для сложных структур, тем более, если необходимо выполнять моделирование неоднократно. Один из самых известных методов решения задач вычисления электромагнитного поля – метод моментов (МоМ) [2]. Он широко используется в системах автоматизированного проектирования и, несмотря на его ограничения, считается эффективным, так как он обладает простым алгоритмом и малыми затратами на дискретизацию, а также способен получить приемлемые результаты, используя меньше ресурсов, чем другие методы [3]. Поэтому важно развивать этот метод в части новых способов и подходов для повышения точности и эффективности моделирования. Цель данной работы – представить способ моделирования электромагнитного поля проводящей поверхности разреженной проводной сеткой на основе метода моментов.

В работе предлагается после первого моделирования определить и не использовать проводники с токами меньше заданного уровня и в последующем моделировании использовать разреженную проводную сетку, что позволит сократить затраты памяти и времени на моделирование. Для апробации предложенного способа разработан скрипт в системе TALGAT [4] и выполнено его тестирование. Для этого моде-

лировалась структура, представляющая собой диполь на прямоугольной проводной сетке. Геометрические размеры сетки $12,5 \times 50$ мм², а длина диполя 12,5 мм. Диполь находился на расстоянии $\lambda/4$ от края пластины. Радиус диполя 0,015 мм, а проводников сетки – 0,5 мм. Диполь состоял из трёх частей. Длины первой и третьей составили 5 мм, а второй – 2,5 мм. Она имитирует зазор с воздействием. Исходная сетка, разбитая на 8 частей с каждой стороны, представлена на рис. 1, а. Моделирование проводилось на частоте 7 ГГц. Сначала вычислялись элементы вектора тока в структуре, после чего, изменяя углы сферических координат θ от 0 до 360° с шагом 1° и при $\varphi = 0^\circ$, рассчитана напряженность электрического поля для исходной сетки. Далее выполнялось сравнение модулей тока с заданным уровнем после нормировки. Уровень модуля тока задается коэффициентом Tol. Проводники с уровнем модуля тока меньше заданного уровня убираются, что в итоге позволяет получить разреженную сетку (рис. 1, б). Полученные ДН для исходной и разреженной сеток при Tol = 2% представлены на рис. 2.

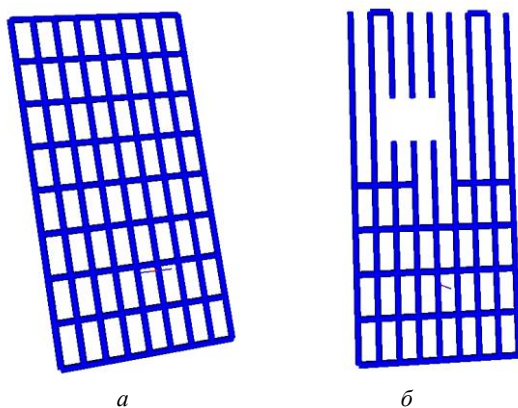


Рис. 1. Исходная (а) и разреженная (б) сетки

Разреженная сетка, полученная при 7 ГГц, использована далее для получения ДН на частоте 7,5 ГГц. Отдельно выполнено моделирование исходной сетки на 7,5 ГГц. Полученные ДН для исходной и разреженной сеток на частотах 7 и 7,5 ГГц представлены на рис. 3. На рис. 3 ДН, полученные при 7 ГГц для разреженной при Tol = 2% и исходной сеток, близки, а ДН, полученная на 7,5 ГГц, при использовании полученной ранее разреженной сетки согласуется с ДН, полученной отдельно для исходной сетки при 7,5 ГГц.

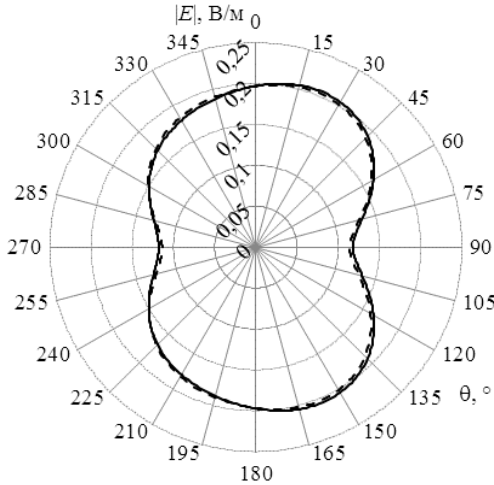


Рис. 2. Полученные ДН на частоте 7 ГГц при $\varphi = 0^\circ$ для исходной (—) и разреженной при Tol = 2% (- -) проводных сеток

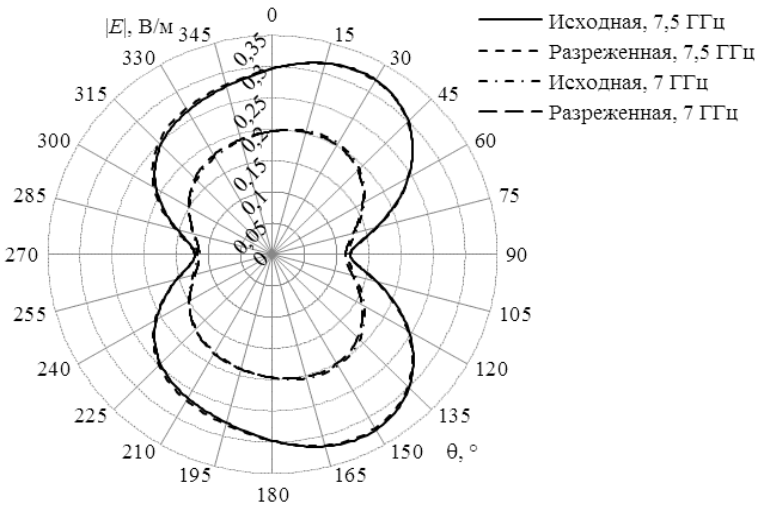


Рис. 3. ДН исходной и разреженной проводных сеток при частотах 7 и 7,5 ГГц для $\varphi = 0^\circ$

За счёт уменьшения числа отрезков проводов с 147 до 112 затраты времени на моделирование, используя разреженную сетку, которая получена после первого моделирования на 7 ГГц, уменьшились в

$(147/112)^3 = 2,26$ раза, а памяти – в $(147/112)^2 = 1,72$ раза. При небольшом коэффициенте ToI полученные значения остаются приемлемыми, а при его увеличении их точность уменьшается, однако это обратно пропорционально затратам памяти и времени.

Таким образом, данный способ позволяет получить разреженную структуру, анализ которой, в заданном диапазоне изменения параметров, дает приемлемые результаты с контролируемой точностью и гораздо меньшими затратами.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России по проекту FEWM-2022-0001.

ЛИТЕРАТУРА

1. Газизов Т.Р. Система компьютерного моделирования сложных структур проводников и диэлектриков // Матер. Всерос. науч.-практ. конф., посвящённой 40-летию ТУСУР. 2–4 октября 2002 г.: в 2 т. – Т. 1. – Томск. – С. 126–128.

2. Харрингтон Р.Ф. Применение матричных методов к задачам теории поля // Труды Института инженеров по электронике и радиотехнике. – 1967. – № 2. – С. 5–19.

3. Harrington R.F. Field computation by moment methods. – USA, NY: Macmillan, 1968. – 240 p.

4. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко и др. // Доклады ТУСУР. – 2015. – С. 45–50.

УДК 621.396.967

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТОЙ СОВМЕСТИМОСТИ РАДАРА КРУГОВОГО ОБЗОРА X-ДИАПАЗОНА

Д. Азимбаев, студент

*Научный руководитель С.П. Куксенко, проф. каф. ТУ, д.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, azimbaev.d@micran.ru*

Представлены результаты исследования электромагнитной совместимости радара кругового обзора X-диапазона. Выявлены основные источники электромагнитных помех. Представлены предложения по доработке печатных плат и внутрисистемных связей радиолокационной станции.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, радар кругового обзора, радиолокационная станция, чувствительность приемника.

Исследуемым устройством является радар кругового обзора X-диапазона, основное назначение которого – обнаружение наземных

и воздушных целей. Он используется в аэропортах для обнаружения воздушных целей, а также на режимных объектах для охраны периметра.

Цель данной работы – исследовать опытный образец радара кругового обзора X-диапазона на выполнение требований по электромагнитной совместимости (ЭМС).

Во внутрисистемные блоки радара входят: вторичный источник питания (ВИП), аналого-цифровой передатчик, приемопередающий модуль, фильтр нижних частот передатчика и полосовой фильтр приемника. Внешняя система радара состоит из антенны, мотор-редуктора и блока сопряжения. Соединение всех блоков осуществляется кабельными сборками. Из-за особенностей их использования в составе радиолокационных станций (РЛС) могут наблюдаться повышенные уровни электромагнитных помех на разных частотах, которые препятствуют корректной работе всей станции из-за несоблюдения требований ЭМС. На рис. 1 приведена блок-схема внутрисистемных связей РЛС.

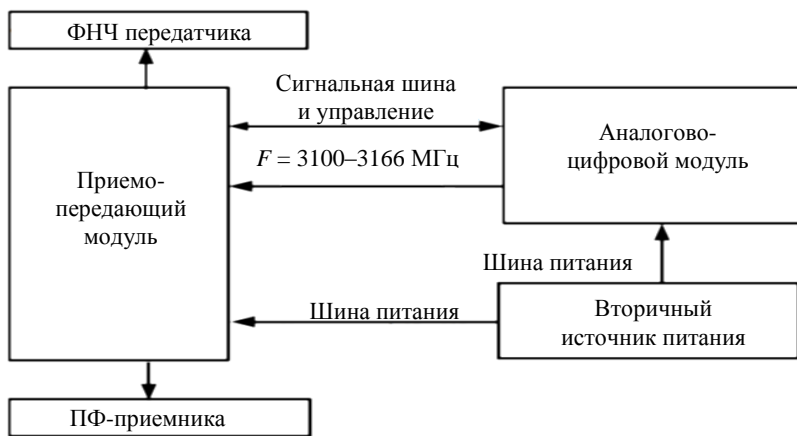


Рис. 1. Блок-схема внутрисистемных связей РЛС

Ключевым параметром оценки ЭМС радара является чувствительность приемника. Так, чувствительность рассматриваемой РЛС на частоте 1 Гц равна -69 дБм. При этом допустимый уровень шума в полосе частот от 20 кГц до 2,9 МГц равен -131 дБм. Эта величина непосредственно связана с ложным определением целей. Так что если уровень помехи превысит этот допустимый уровень, то радар определит ее как ложную цель, что не соответствует техническому условию эксплуатации РЛС.

Для работы и вывода информации с РЛС используется программное обеспечение RadarConsole. В нем имеется возможность отображения радиолокационной информации (РЛИ) в нескольких вариантах: амплитуда сигнала во времени, амплитуда сигнала по частоте, круговое отображение РЛИ. Для исследования ЭМС достаточно отображение отраженного сигнала в частотной области, где амплитуда отображается на оси ординат, а частота – по оси абсцисс.

При включении опытного образца были обнаружены помехи на отсчётах 132 (~500 кГц), 264 (~1000 кГц) и 396 (~1500 кГц), амплитуда которых больше уровня шума на 38 дБ. Помехи на этих частотах обусловлены работой ВИП (тактовая частота и ее гармоники). Дополнительно обнаружена помеха на отсчете 240 (~888 кГц), амплитуда которой выше шума на 7 дБм. Генератором этой помехи является источник питания, так как частота тактирования импульсного источника питания равна 888 кГц. Он размещен на аналого-цифровой печатной плате (ПП) и является источником питания программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС).

Для подавления этих помех источник питания был помещен в металлический корпус, его питание соединено со схемной землей через Y-конденсатор, а все провода питания экранированы и затем соединены с землей непосредственно на выходе источника питания. Для их устранения выполнена экранировка ПЛИС и ее источника питания. Это позволило снизить амплитуду помех на 15 дБ. Однако этого оказалось недостаточным для удовлетворения требованиям по эксплуатации РЛС.

Поэтому в дальнейшем целесообразно выполнить ряд доработок ПП РЛС: экранирование между слоями ПП, силовые линии экранировать переходными отверстиями, экранировать ВИП и ПЛИС, полигонов сигнальной и корпусной земель, доработать межблочные связи за счет замены кабельного исполнения на топологическое.

Кроме того, перед выполнением указанной доработки следует выполнить моделирование ПП для оценки их взаимного электромагнитного влияния.

ЛИТЕРАТУРА

1. Козлов В.Г. Электромагнитная совместимость РЭС: учеб. пособие. – Томск: Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2009. – 147 с.
2. Ефанов В.И. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем: учеб. пособие. – Томск: Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2012. – 228 с.
3. Пудовкин А.П. Электромагнитная совместимость и помехозащищённость РЭС / А.П. Пудовкин, Ю.Н. Панасюк, Т.И. Чернышова. – Изд-во ФГБОУ ВПО ТГТУ, 2013. – 92 с.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОГО РАЗРЯДА НА ТРАНЗИСТОР С УЧЁТОМ ЁМКОСТИ ПОСАДОЧНОГО МЕСТА

А.А. Дроздова, И.И. Николаев, аспиранты

*Научный руководитель М.Е. Комнатнов, доцент каф. ТУ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, anastasiya.drozдова.00@list.ru*

Выполнено моделирование воздействия электростатического разряда на биполярный и полевой транзисторы с учётом влияния ёмкости печатной платы и посадочного места. Выявлено, что посадочное место влияет на величину воздействующего напряжения. Показано, что для транзистора IRFZ46N напряжение, при котором происходит пробой, уменьшилось на 200 В, а для транзистора BFU590G напряжение база–эмиттер увеличилось в 9,5 раза.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, электростатический разряд, транзистор, напряжение пробоя.

Высокая чувствительность современных радиоэлектронных средств (РЭС) к электростатическому разряду (ЭСР) приводит к возникновению в них необратимых и катастрофических отказов [1]. При моделировании на стадии проектирования РЭС необходимо учитывать всевозможные паразитные параметры, которые могут приводить к нежелательным последствиям, в т.ч. при воздействии ЭСР. Одними из распространенных и чувствительных к ЭСР компонентов в РЭС являются транзисторы. Так, в работе [2] исследуется влияние значений ёмкости печатной платы ($C_{ПП}$) на значение напряжения затвор–исток полевого транзистора и, соответственно, на отказы, связанные с его пробоем при воздействии на него ЭСР. Показано, что увеличение значения $C_{ПП}$ приводит к уменьшению воздействующего напряжения, при котором происходит пробой диэлектрика. При этом моделирование выполнено без учёта ёмкости посадочных мест, что отличает его от реальных условий эксплуатации РЭС. Таким образом, целью данной работы является моделирование воздействия ЭСР на транзистор с учётом ёмкости посадочных мест и ПП.

Создана SPICE-модель имитатора ЭСР (рис. 1, а) исходя из [3]. Выполнено вычисление формы тока на её выходе (см. рис. 1, б) при изменении напряжения от 1 до 4 кВ. Корректность созданной модели подтверждается результатами экспериментальных исследований [3].

Для моделирования выбраны биполярный (BFU590G) и полевой (IRFZ46N) транзисторы с посадочным местом для поверхностного монтажа типоразмера SOT-223 и TO-220 соответственно.

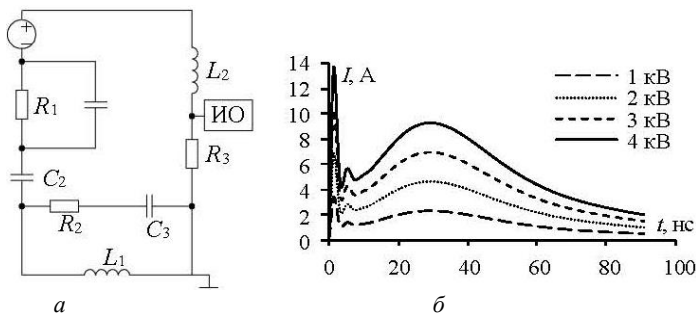


Рис. 1. Принципиальная схема имитатора ЭСР (а) и формы тока ЭСР (б) на выходе при напряжениях 1–4 кВ

В ПО TALGAT созданы квазистатические модели посадочных мест транзисторов и вычислены матрицы коэффициентов электростатической индукции. Используя вычисленные матрицы, созданы SPICE-модели посадочных мест транзисторов (рис. 2, а). На основе SPICE-моделей имитатора ЭСР (см. рис. 1, а) и посадочных мест транзисторов BFU590G и IRFZ46N (см. рис. 2, а) в ПО Qucs создана принципиальная схема для моделирования воздействия ЭСР на транзистор (см. рис. 2, б) с учётом ёмкости ПП ($C_{ПП}$) и посадочного места. В данной схеме сопротивления R_1 и R_2 необходимы для выравнивания потенциалов на электродах транзистора, а индуктивность $L_{ПП}$ и ёмкость $C_{ПП}$ позволяют учитывать характеристики ПП.

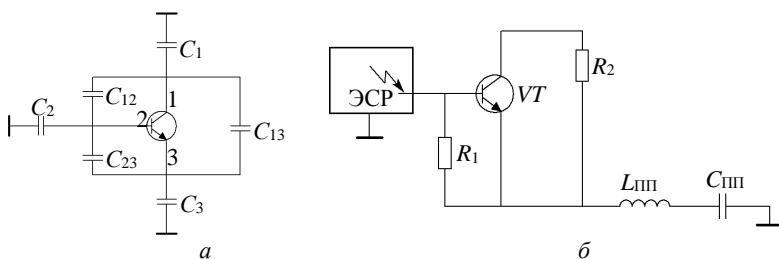


Рис. 2. SPICE-модель посадочного места транзистора (а) и принципиальная схема воздействия ЭСР на транзистор (б)

Выполнено моделирование воздействия ЭСР на транзистор без учёта ёмкости посадочного места и с его учётом при $C_{ПП} = 220$ пФ и $L_{ПП} = 19$ нГн. На рис. 3 представлены зависимости напряжений затвор–исток и база–эмиттер от напряжения ЭСР для транзисторов IRFZ46N (см. рис. 3, а) и BFU590G (см. рис. 3, б) соответственно.

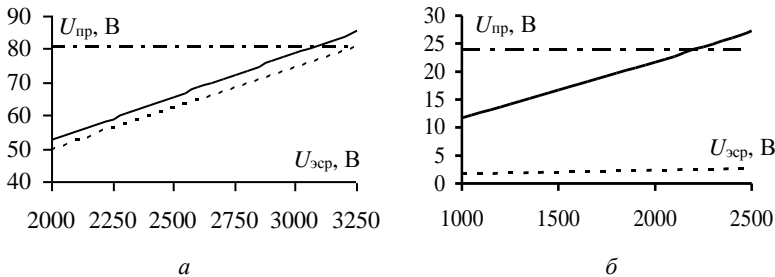


Рис. 3. Зависимости напряжений затвор–исток (а) и база–эмиттер (б) от напряжения ЭСР без учёта посадочного места (---) и с его учётом (—)

Согласно [4] напряжение пробоя подзатворного диэлектрика транзистора IRFZ46N составляет 80 В, а для BFU590G напряжение пробоя диэлектрика составляет 24 В [5]. Из рис. 3, а видно, что для транзистора IRFZ46N без учёта ёмкости посадочного места пробой происходит при воздействии ЭСР с напряжением 3,25 кВ, а с учётом – при 3,05 кВ. Для транзистора BFU590G с учётом ёмкости посадочного места пробой происходит при напряжении 2,2 кВ. Однако без учёта ёмкости посадочного места при воздействующем напряжении 2,2 кВ напряжение база–эмиттер не превышает 2,53 В.

Таким образом, выполнено моделирование воздействия ЭСР на полевой и биполярный транзисторы с учётом ёмкости посадочных мест. Выявлено, что посадочное место существенно влияет на величину воздействующего напряжения. Так, для транзистора IRFZ46N напряжение, при котором происходит пробой, уменьшилось на 200 В, а для транзистора BFU590G напряжение база–эмиттер увеличилось в 9,5 раза. Следовательно, при моделировании РЭС на стадии проектирования необходимо учитывать ёмкость посадочного места для каждого транзистора. При этом значения напряжения пробоя транзистора могут значительно отличаться от созданного посадочного места на печатной плате.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, проект № 19-79-10162.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кечиев Л.Н. Защита электронных средств от воздействия статического электричества / Л.Н. Кечиев, Е.Д. Пожидаев. – М., 2005. – 352 с.
2. Konstantinov U.A. Investigation of electrostatic discharge effect on high-power MOSFET-transistors considering the influence of PCB / U.A. Konstantinov, E.D. Pozhidaev, S.R. Tumkovskiy // International seminar on electron devices design and production (SED). – 2019.

3. Yousaf J. Efficient circuit and EM model of electrostatic discharge generator / J. Yousaf, J. Shin, H. Lee, W. Nah // IEEE International symposium on electromagnetic compatibility and signal/power integrity (EMCSI). – 2017. – P. 164–168.

4. International rectifier // ESD testing of MOS gated power transistors. Application note AN-986.

5. BFU590G, NXP Semiconductors [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.nxp.com/docs/en/data-sheet/BFU590G.pdf>, свободный (дата обращения: 23.10.2021).

УДК 621.319.74

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ЗАЗЕМЛЕННЫХ ПЕРЕХОДНЫХ ОТВЕРСТИЙ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ЭКРАНИРОВАНИЯ В ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЕ

Д.А. Мерзляков, студент; М.В. Храпцов, аспирант

г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, dima.merzlyakow@mail.ru

Исследовано влияние заземленных металлизированных переходных отверстий (ПО) на эффективность экранирования (ЭЭ) в печатной плате. Выполнен расчет ЭЭ при различном шаге размещения и рядности ПО. Показано, что уменьшение диаметра ПО и увеличение рядности позволяет значительно увеличить ЭЭ.

Ключевые слова: переходное отверстие, печатная плата, эффективность экранирования, электромагнитная совместимость.

Перспективные разработки радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) требуют от конструкторов поиска новых технических решений, освоения эффективных приемов повышения качества, надежности и долговечности изделий. В условиях повышенного быстродействия РЭА, возрастания электромагнитных воздействий от внутренних и внешних источников как техногенного, так и естественного происхождения экранирование остается мощным методом обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) [1]. В качестве экранирования линии передачи (ЛП) могут выступать переходные отверстия (ПО), расположенные в печатных платах (ПП) и соединяющие накоротко соседние заземляющие плоскости.

В многослойных ПП полезные сигналы на ПО, пересекающих слои, обычно возбуждают волны с параллельными плоскими модами [2]. Часто необходимо предотвратить их передачу от одной части ПП к другой. И в данном случае единственным решением, позволяющим защитить сигнальные проводники от нежелательных излучений такого характера, являются металлизированные заземленные ПО. Они располагаются рядом с источником излучения либо рядом с приемни-

ком излучения. Также с помощью ПО можно уменьшить амплитуду перекрестной помехи на ближнем и дальнем концах сигнальных ЛП [3]. Целью работы является оценка эффективности экранирования (ЭЭ) заземленных ПО в ПП при изменении расстояния между ними и количества их рядов.

Для оценки ЭЭ спроектирована двухсторонняя ПП с расположенными на ней ПО в различных конфигурациях. При исследовании ЭЭ рассматривались различные варианты шага размещения ПО, а также их расположение в один и два ряда. Исследуемая структура представлена на рис. 1.

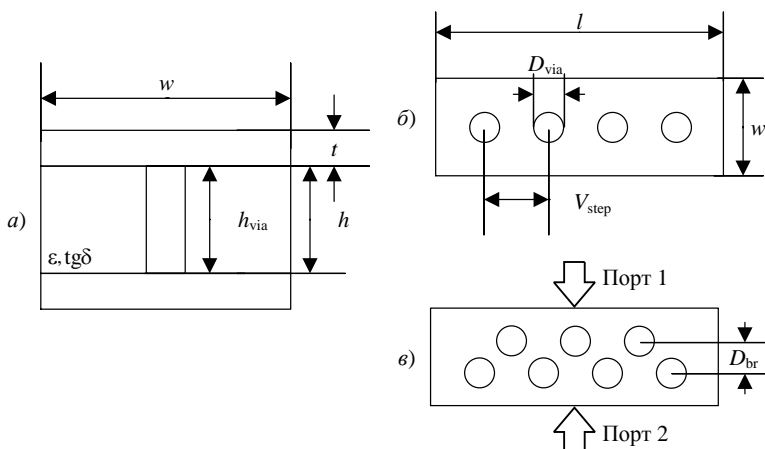


Рис. 1. Поперечный вид (а), вид сверху однорядной (б) и двухрядной (в) структур

ПП выполнена на диэлектрике из FR-4 с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 4,6$ и тангенсом угла потерь $\text{tg}\delta = 0,021$. Моделируемая структура характеризуется следующими параметрами: длина $l = 7$ мм, ширина $w = 1,5$ мм, толщина диэлектрика $h = 0,6$ мм, толщина меди $t = 18$ мкм. Диаметр ПО D_{via} равен $0,3$ мм, высота $h_{\text{via}} = h = 0,6$ мм, расстояние между центрами ПО V_{step} изменялось от $0,5$ до $1,5$ мм с шагом $0,5$ мм. Расстояние между рядами ПО D_{br} равно $0,5$ мм. Зависимость ЭЭ от частоты однорядной структуры показана на рис. 2.

При увеличении V_{step} ЭЭ уменьшается, так как уменьшается общая площадь экранирующей поверхности. На частоте 1 ГГц ЭЭ имеет следующие значения: $53,13$ дБ при $V_{\text{step}} = 1,5$ мм, $48,6$ дБ при $V_{\text{step}} = 1$ мм, $46,98$ дБ при $V_{\text{step}} = 0,5$ мм. На частоте 20 ГГц ЭЭ состави-

ла 7,78 дБ при $V_{\text{step}} = 1,5$ мм, 17,81 дБ при $V_{\text{step}} = 1$ мм, 50,92 дБ при $V_{\text{step}} = 0,5$ мм. Разница между ЭЭ на частоте 20 ГГц составляет 43 дБ между структурами с $V_{\text{step}} = 1,5$ мм и $V_{\text{step}} = 0,5$ мм и 33 дБ между структурами с $V_{\text{step}} = 1$ мм и $V_{\text{step}} = 0,5$ мм. Результаты моделирования двухрядной структуры показаны на рис. 3.

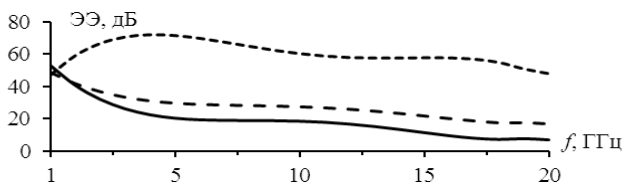


Рис. 2. ЭЭ однорядной структуры: $V_{\text{step}} = 1,5$ мм (—), $V_{\text{step}} = 1$ мм (---); $V_{\text{step}} = 0,5$ мм (- - -)

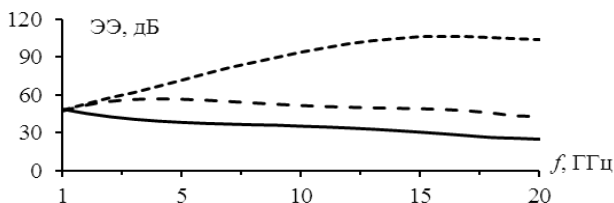


Рис. 3. ЭЭ двухрядной структуры: $V_{\text{step}} = 1,5$ мм (—); $V_{\text{step}} = 1$ мм (---); $V_{\text{step}} = 0,5$ мм (- - -)

Как и в случае однорядной структуры, при увеличении V_{step} ЭЭ заметно снижается, влияние второго ряда ПО на ЭЭ также видно из полученных результатов. ЭЭ с ростом частоты уменьшается слабее, чем в структуре с одним рядом экранирующих ПО. Это говорит о том, что ЭЭ двухрядной структуры выше на данном диапазоне частот, чем у однорядной структуры. На частоте 1 ГГц структуры имеют одинаковое значение ЭЭ, равное 48 дБ, на частоте 20 ГГц ЭЭ составила: 26 дБ при $V_{\text{step}} = 1,5$ мм, 43 дБ при $V_{\text{step}} = 1$ мм, 61,4 дБ при $V_{\text{step}} = 0,5$ мм. Максимальная разница между ЭЭ на частоте 20 ГГц составляет 78,8 дБ у структур с $V_{\text{step}} = 1,5$ мм и $V_{\text{step}} = 0,5$ мм и 61,4 дБ у структур с $V_{\text{step}} = 1$ мм и $V_{\text{step}} = 0,5$ мм.

Таким образом, из полученных результатов можно сделать вывод, что ПО являются эффективным средством для уменьшения амплитуды падающей плоской электромагнитной волны. Увеличение количества рядов ПО так же положительно сказывается на ЭЭ, как и уменьшение расстояния между центрами ПО, поскольку при этом увеличивается площадь экранирующей поверхности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кечиев Л.Н. Экранирование радиоэлектронной аппаратуры: инженерное пособие. – М.: Грифон, 2019. – 720 с.
2. Hillebercht T. Prediction of Frequency Dependent Shielding Behavior for Ground Via Fences in Printed Circuit Boards / T. Hillebercht, D. Dahl, C. Schuster // 2019 IEEE 23rd Workshop on Signal and Power Integrity (SPI). – 18–21 June 2019.
3. Wang T. The Isolation Effectiveness of Ground Via Stitches in High-Speed Board Design / T. Wang, R. Yaghmai, B. Brecht // 2018 IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, Signal Integrity and Power Integrity (EMC, SI & PI). – 30 July – 3 Aug. – 2018.

УДК 621.391

МОДАЛЬНЫЙ ФИЛЬТР С LC-ЗВЕНЬЯМИ В ПАССИВНОМ ПРОВОДНИКЕ

Д.Б. Иванов, студент; Е.С. Жечев, ассистент

*Научный руководитель Е.С. Жечев, ассистент каф. ТУ
г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, daniil992011@gmail.com*

Представлены результаты моделирования модального фильтра с LC-звеньями и без них в системе ADS без учета потерь. Получены частотные и временные отклики для рассматриваемых структур.

Ключевые слова: модальный фильтр, сверхкороткий импульс, моделирование в ADS.

Для современной радиоэлектронной аппаратуры большую опасность представляют сверхкороткие импульсы (СКИ). Такие импульсы обычно имеют очень высокую амплитуду напряжения, малую длительность и широкий спектр [1].

Одним из способов борьбы с СКИ является применение модальных фильтров (МФ), которые работают на основе явления модального разложения в неоднородной диэлектрической среде [2]. Двухпроводный МФ, поперечное сечение и схема подключения которого представлены на рис. 1, является простейшим устройством, работающим на этом явлении. По своим характеристикам данный МФ близок к фильтру нижних частот.

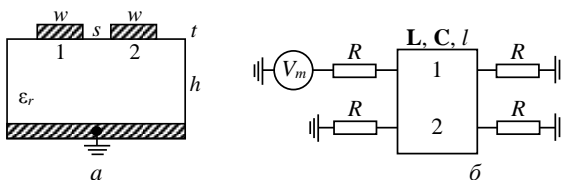


Рис. 1. Поперечное сечение (а) и схема включения (б) двухпроводного МФ

Для улучшения характеристик МФ могут применяться различные подходы и методы. Между тем, каскадное соединение LC-фильтров и МФ может значительно уменьшить максимальное напряжение на выходе активного проводника [3] при минимальных затратах. Таким образом, цель данной работы – исследовать характеристики модального фильтра с LC-звеньями в пассивном проводнике.

К пассивному проводнику исходного МФ подключались однозвенные LC-фильтры, рассчитанные на частоту 144 МГц. Номиналы LC-фильтра составили: $L = 23$ нГн, $C = 56$ пФ. При этом рассмотрено два варианта их подключения: только к ближнему концу и на обоих концах (рис. 2). Моделирование двухпроводного МФ проводилось в системе автоматизированного проектирования Advanced Design System. Параметры структуры составили: $w = 500$ мкм, $s = 140$ мкм, $t = 35$ мкм, $h = 260$ мкм, $\epsilon_r = 4$, $l = 1000$ мм.

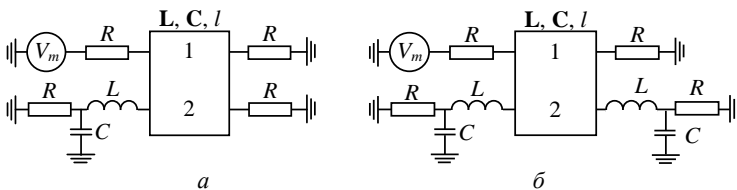


Рис. 2. Схемы подключения однозвенных LC-фильтров к двухпроводному МФ: только к ближнему концу (а), на обоих концах (б)

Результаты моделирования МФ с различными вариантами подключения однозвенных LC-фильтров представлены на рис. 3 и 4. Частотная зависимость $|S_{21}|$ получена в диапазоне от 0 до 2 ГГц. В качестве СКИ использован трапецеидальный импульс со следующими параметрами: ЭДС 1 В, длительности фронта, спада и плоской вершины по 100 пс.

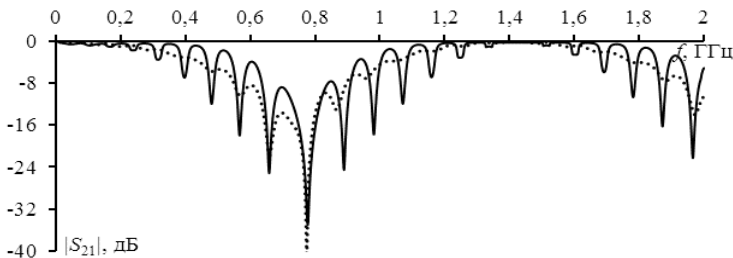


Рис. 3. Частотная зависимость $|S_{21}|$ для схем подключения МФ с LC-фильтрами на ближнем конце (...); обоих концах пассивного проводника (—)

Результаты моделирования МФ с использованием LC-фильтра на ближнем конце пассивного проводника показали, что минимальная

амплитуда импульсов после разложения составляет 0,23 В. В случае когда LC-звенья подключены на оба конца пассивного проводника, амплитуды импульсов составляют 0,21 и 0,29 В.

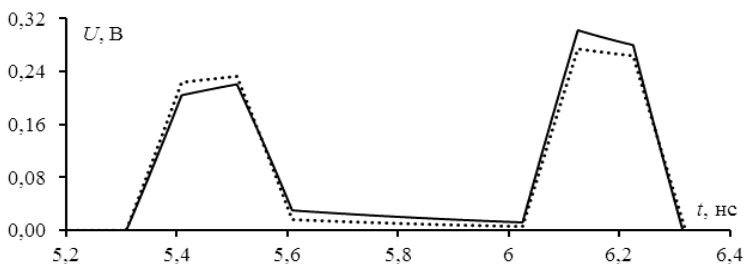


Рис. 4. Отклик на СКИ, полученный для схем подключения МФ с LC-фильтрами на ближнем конце (...); обоих концах пассивного проводника (—)

Включение LC-звена в цепь с пассивным проводником МФ не даёт особых результатов, данные звенья необходимо включать в цепь активного проводника.

Исследование выполнено при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (проект FEWM-2022-0001).

ЛИТЕРАТУРА

1. Заболоцкий А.М. Электромагнитная совместимость: модальные технологии: учеб. пособие / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: Изд-во ТУСУР. – 2018. – 132 с.
2. Белоусов А.О. Многопроводная микрополосковая линия как модальный фильтр для защиты от сверхкоротких импульсов / А.О. Белоусов, Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 3(37). – С. 124–128.
3. Zhechev Y.S., Kosteletskii V.P. A modal filter with a parallel oscillatory circuit in a passive conductor // Сб. избран. статей научной сессии ТУСУР. – 2020. – № 1-2. – С. 323–326.

УДК 519.688

СРАВНЕНИЕ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ ПРОГРАММНЫХ БИБЛИОТЕК ПОСТРОЕНИЯ РАСЧЕТНЫХ СЕТОК

Д.М. Мочалов, студент; Д.В. Ключин, магистрант
Научный руководитель С.П. Куксенко, проф. каф. ТУ, д.т.н.
Проект ГПО ТУ-1502. Вычислительная ЭМС
г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, dm_mochalov@tu.tusur.ru

Представлены результаты сравнительного анализа производительности программных библиотек построения расчетных сеток CGAL

и GMSH. Показано, что библиотека CGAL производит вычисления быстрее, несмотря на использование большего числа элементов.

Ключевые слова: расчетная сетка, библиотека CGAL, библиотека GMSH.

Растущая сложность современных радиоэлектронных средств (РЭС) приводит к повышению требований при их проектировании с использованием компьютерного моделирования. При этом на практике часто необходимо моделировать системы, имеющие неоднородную структуру и сложную геометрию. Поэтому используют численные методы, основанные на разбиении исследуемой системы на простые элементы для построения расчетных сеток. Так, для двухмерных областей используются треугольники или прямоугольники, расчетная сетка из которых получается с использованием различных программных библиотек.

Цель работы – сравнить производительность программных библиотек построения расчетных сеток.

Критериями для сравнения программных библиотек являются простота программного кода, наличие подробной документации, возможность построения треугольных и прямоугольных расчетных сеток двухмерных и трехмерных структур.

Первоначально выбраны библиотеки SDK Open CASCADE Mesh Framework (OMF), libMESH, VCG Lib, OpenMesh, CGAL, GTS и GMSH. Установлено, что наилучшим образом выбранным критериям соответствуют библиотеки CGAL [1] и GMSH [2]. Однако построение треугольных сеток производится при помощи обеих библиотек, а прямоугольных – только GMSH. При этом библиотека CGAL, в отличие от GMSH, позволяет настраивать минимальный угол между ребрами треугольников для построения сетки.

Для сравнения библиотек разработан программный модуль построения расчетных сеток, реализованный на языке C++ в среде Qt Creator. Сравнение производительности выполнено на примере линии передачи из рис. 1, *a*. Параметры линии: h_1 – высота экрана (5 мм), w_1 – ширина экрана (5 мм), h_2 – высота проводника (3 мм), w_2 – ширина проводника (3 мм). На рис. 1, *б*, *в* приведены примеры расчетных сеток при $l = 0,5$ мм, полученные с помощью указанных библиотек. Результаты работы программного модуля, при изменении максимальной длины ребер элементов (l) и минимального угла между ребрами в CGAL сведены в табл. 1 и 2 (где Δ обозначает треугольную, а \square – прямоугольную сетки).

Из табл. 1 видно, что при уменьшении l время работы программного модуля возрастает, а при изменении минимального угла между

ребрами в CGAL время работы меняется незначительно. При этом различие времени работы библиотек CGAL и GMSH достигает 40 раз.

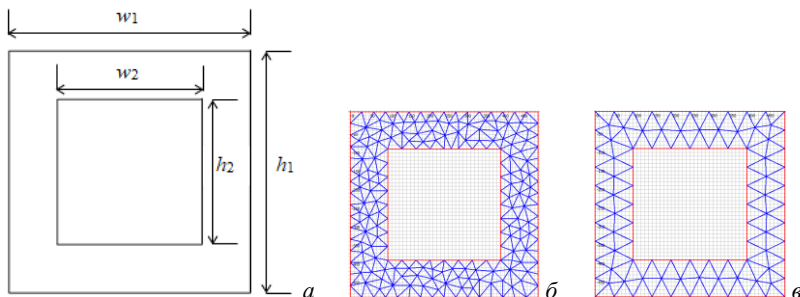


Рис. 1. Поперечное сечение линии передачи (а), расчетные сетки CGAL (б) и GMSH (в) при $l = 0,5$ мм

Таблица 1

Время работы (мс) программного модуля при изменении l					
l , мм	CGAL (Δ , 10°)	CGAL (Δ , $20,7^\circ$)	CGAL (Δ , 30°)	GMSH (Δ)	GMSH (\square)
1	1	1	1	31	41
0,5	2	3	3	67	93
0,1	43	34	40	1380	1782
0,05	159	149	150	5767	7632
0,01	3920	3926	3919	159307	262061

Таблица 2

Число элементов расчетной сетки при изменении l					
l , мм	CGAL (Δ , 10°)	CGAL (Δ , $20,7^\circ$)	CGAL (Δ , 30°)	GMSH (Δ)	GMSH (\square)
1	140	140	150	64	20
0,5	524	524	536	136	64
0,1	12393	12393	12506	3890	1600
0,05	49937	49937	50127	14930	6400
0,01	1252660	1252660	1253260	371340	160000

Из табл. 2 видно, что при уменьшении l число элементов увеличивается. При этом число элементов при углах 10 и $20,7^\circ$ не изменяется. Увеличение угла до 30° приводит к росту числа элементов, а максимальное различие составляет 7% . Различие в числе элементов в результате работы библиотек достигает $3,9$ раза. На рис. 2 приведены зависимости работы программного модуля от числа элементов расчетной сетки.

Из рис. 2 видно, что с увеличением числа элементов сетки пропорционально растёт время вычисления, что характерно для обеих библиотек. При любых настройках библиотека CGAL выполняет по-

строение расчетной сетки быстрее, чем GMSH. При этом прямоугольная расчетная сетка строится дольше, так как алгоритм основан на триангуляции, с последующим преобразованием ее в прямоугольную сетку [3].

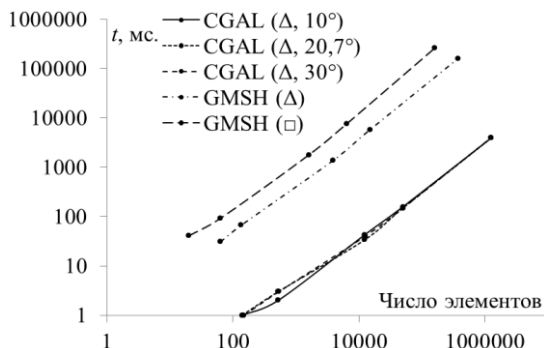


Рис. 2. Зависимость времени работы программного модуля от числа элементов сетки

Таким образом, выполнен сравнительный анализ производительности программных библиотек построения расчетных сеток CGAL и GMSH. Показано, что библиотека CGAL производит вычисления до 40 раз быстрее и оперируя до 3,9 раза большим числом элементов, чем GMSH. При этом показано, что библиотека GMSH, в отличие от CGAL, позволяет строить прямоугольные расчетные сетки.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России по проекту FEWM-2022-0001.

ЛИТЕРАТУРА

1. The Computational Geometry Algorithms Library [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.graphics.rwth-aachen.de/software/openmesh/intro/>, свободный (дата обращения: 10.02.2022).
2. Gmsh [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://gmsh.info/>, свободный (дата обращения: 10.02.2022).
3. A frontal Delaunay quad mesh generator using the L^∞ norm / J.-F. Remacle, F. Henrotte, T. Carrier-Baudouin, E. Bechet, E. Marchandise, C. Geuzaine, T. Mouton // International Journal for Numerical Methods in Engineering. – 2013. – Vol. 94. – P. 494–512.

**МОДЕЛИРОВАНИЕ ЧЕТЫРЕХСЛОЙНОГО
ЗЕРКАЛЬНО-СИММЕТРИЧНОГО МОДАЛЬНОГО ФИЛЬТРА
В ПРОГРАММНОМ ОБЕСПЕЧЕНИИ
PATHWAVE ADVANCED DESIGN SYSTEM**

*А.С. Козинец, С.В. Власов, М.С. Мурманский,
Н.С. Павлов, студенты*

*Научный руководитель Е.С. Жечев, ассистент каф. ТУ
г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, kozinets.a.141-m5@e.tusur.ru*

Представлены результаты проектирования четырехслойного зеркально-симметричного модального фильтра в системе PathWave Advanced Design System. Получены частотные и временные характеристики устройства с помощью электродинамического подхода. Результаты работы можно использовать при разработке зеркально-симметричных помехозащитных устройств.

Ключевые слова: зеркально-симметричный модальный фильтр, электродинамическое моделирование, сверхширокополосная помеха.

В процессе работы мощных передающих или коммутационных устройств возникают сверхширокополосные помехи в виде сверхкоротких импульсов (СКИ) [1], которые могут вывести из строя как отдельные элементы, так и целые системы радиоэлектронной аппаратуры (РЭА). В качестве возможных средств защиты предлагаются фильтрующие устройства, основанные на эффекте модальных искажений сигнала в связанных линиях передачи, – модальные фильтры. Одной из разновидностей таких устройств является зеркально-симметричный модальный фильтр (ЗС МФ) [2, 3]. Создание рабочей модели ЗС МФ возможно с использованием программного обеспечения Advanced Design System (ADS). Проведение электродинамического моделирования в частотной области позволяет получить комплексные частотно-зависимые S-параметры для ЗС МФ, с помощью которых в дальнейшем можно получить отклик на воздействие СКИ во временной области.

Цель работы – продемонстрировать результаты моделирования частотных характеристик и временного отклика ЗС МФ на СКИ в ADS.

Структура ЗС МФ. Перед проведением моделирования в ADS структура была послойно задана через раздел Substrate Editor, как показано на рис. 1. Он позволяет настроить положение и количество проводников, диэлектрических подложек, их геометрические размеры, а также выбрать материалы исполнения.

Проводники выполнены из меди. Для моделирования диэлектрической подложки использовался материал Rogers RT/duroid 6010.2lm.

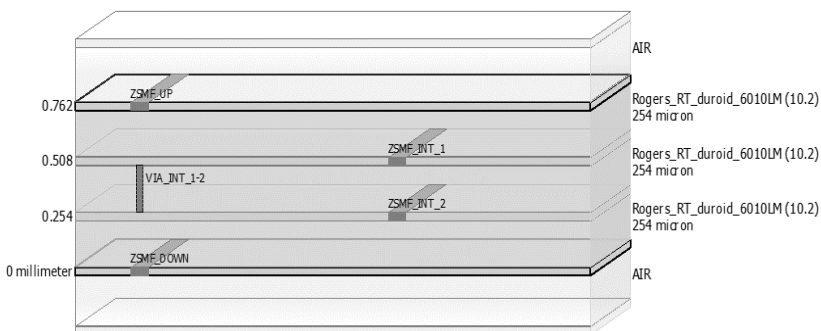


Рис. 1. Поперечное сечение четырехслойного ЗСМФ в Substrate Editor: AIR – воздушная прослойка; ZSMF_UP и ZSMF_DOWN – слои с верхними и нижними проводниками; ZSMF_INT_1 и ZSMF_INT_2 – слои с проводниками на верхней и нижней сторонах центральной платы; VIA_INT_1-2 – перемычка между слоями ZSMF_INT_1 и ZSMF_INT_2

На основе созданного в Substrate Editor поперечного сечения в разделе Layout были отрисованы проводники на каждом из слоёв. Пример отрисовки проводников на верхнем слое представлен на рис. 2.



Рис. 2. Верхний слой с проводниками, созданный в Layout

Частотные характеристики ЗСМФ. Построенная структура ЗСМФ была использована для исследования частотных характеристик, в частности, коэффициента передачи $|S_{21}|$. В разделе Layout были установлены порты на концах проводников. На рис. 3, а представлен внешний вид подключенных портов с одной из сторон проектируемого ЗСМФ. После установки портов было запущено электродинамическое моделирование в диапазоне частот от 0 до 10 ГГц.

Результаты моделирования, представленные на рис. 3, б, были выгружены в файл с форматом .s8r для создания ЗСМФ в виде компонента в ADS.

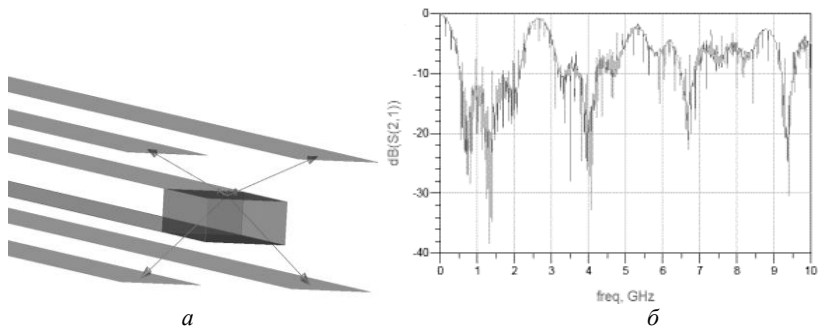


Рис. 3. Подключенные порты с одной из сторон ЗС МФ в разрезе 3D EM Preview (а) и полученная зависимость $|S_{21}|$ ЗС МФ (б)

Подавление СШП-помехи. Завершающей частью моделирования является получение временного отклика проектируемого ЗС МФ на воздействие СКИ. График отклика является визуальной демонстрацией работы ЗС МФ, на его основе можно сделать вывод о работоспособности и эффективности проектируемого устройства. В разделе Schematic была построена схема, реализующая функции ЗС МФ (рис. 4).

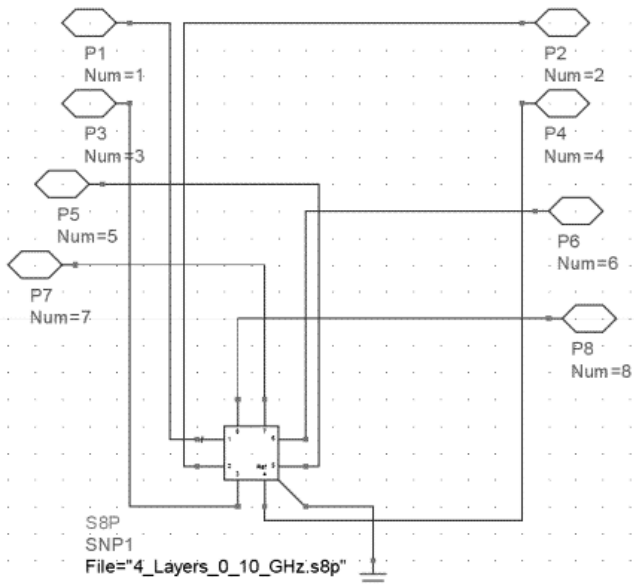
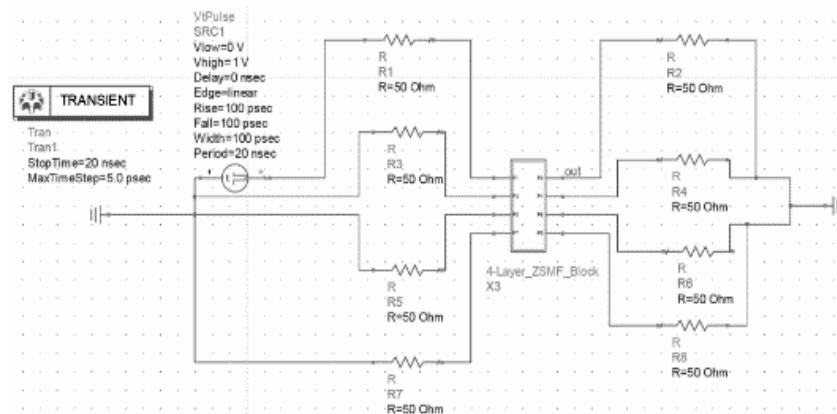
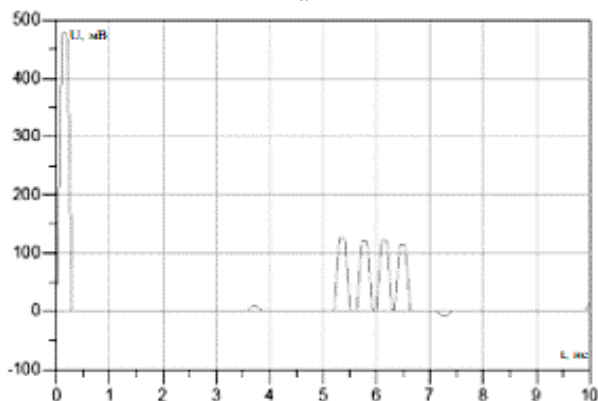


Рис. 4. Верхний слой с проводниками, созданный в Layout, где P1–P8 – входы и выходы ЗС МФ

С помощью функции Create Hierarchy создан блок на основе схемы, приведённой на рис. 4. На основе блока в разделе Schematic была создана схема подключения ЗС МФ для получения временного отклика на воздействие СКИ. На вход ЗС МФ подавался СКИ со следующими параметрами: амплитуда – 1 В, время нарастания фронта – 0,1 нс, время спада – 0,1 нс, ширина импульса – 0,1 нс. Моделирование выполнено во временном диапазоне от 0 до 10 нс.



a



б

Рис. 5. Схема подключения ЗС МФ для исследования временного отклика ЗС МФ на воздействие СКИ в ADS (*a*) и полученный отклик (*б*)

Отклик ЗС МФ на воздействие СКИ отображает разложение одного входного импульса на четыре импульса меньшей амплитуды, что показывает работоспособность смоделированного ЗС МФ.

Заключение. В работе представлены результаты моделирования четырехслойного ЗС МФ в системе ADS. С помощью встроенного функционала программы создана проектируемая структура, проведено электродинамическое моделирование для снятия частотных характеристик, получен временной отклик на воздействие СКИ.

Исследование выполнено при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (проект FEWM-2022-0001).

ЛИТЕРАТУРА

1. Weber T. Linear and non-linear filters suppressing UWB pulses / T. Weber, R. Krzikalla, J.L. Ter Haseborg // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2004. – Vol. 46, No. 3. – P. 423–430.
2. Заболоцкий А.М. Использование зеркальной симметрии для совершенствования модальной фильтрации // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 2 (36). – С. 41–44.
3. Пат. на изобретение №2624465 РФ. Четырехпроводная зеркально-симметричная структура, защищающая от сверхкоротких импульсов / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов, С.П. Куксенко. – Заявка № 2015137546; приоритет 02.09.2015; опубли. 04.07.2017; Бюл. № 19.
4. Начало работы с системой проектирования Advanced Design System (ADS) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.keysight.com/ru/ru/assets/7018-05088/technical-overviews/5992-1309.pdf>, свободный (дата обращения: 18.02.2022).

УДК 621.391

ПОЛУЧЕНИЕ ПОГОННЫХ ПАРАМЕТРОВ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ ПРИ РАЗЛИЧНОМ ВРЕМЕНИ ТРАВЛЕНИЯ Н.О. Кузьмин, студент; Е.С. Жечев, ассистент

*Проект ГПО ТУ-1903. Проектирование и разработка фильтров
подавления электромагнитных помех
г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, nikita.kuzjmin@tu.tusur.ru*

На примере одиночной и связанной микрополосковых линий передачи рассматривается влияние времени травления на их характеристики. С помощью квазистатического анализа получены первичные параметры рассматриваемых структур при различном времени травления.

Ключевые слова: квазистатический анализ, микрополосковая линия передачи, печатная плата.

При проектировании микрополосковых пассивных устройств, например копланарных линий передачи, линий задержки и т.п., необ-

ходимо учитывать технологические особенности производства печатных плат (ПП). Так, общее время травления ПП может существенно изменить геометрию торцов печатных проводников [1]. Основными характеристиками ПП являются LC-параметры (первичные), из которых можно получить вторичные параметры. Данные характеристики напрямую зависят от качества травления, поскольку это самый простой и распространённый метод изготовления ПП. Поскольку каждая структура индивидуальна, необходимо проводить моделирование, опираясь на поперечную структуру объекта. Цель данной работы – проведение квазистатического анализа влияния времени травления печатных плат на характеристики микрополосковых линий передачи.

При травлении ПП зазоры между рельефом резиста сначала удаляются ровно, но потом боковая поверхность проводящей дорожки приобретает форму чашевидной кривой. Такой дефект может доходить вплоть до центра проводника. Также травятся боковые стенки в области верхнего основания проводника, при этом сильнее обнажается селективная защита. Описанный выше процесс травления ПП представлен на рис. 1, *а*, а фото реальной структуры, связанной микрополосковой линии (МПЛ), – на рис. 1, *б*.

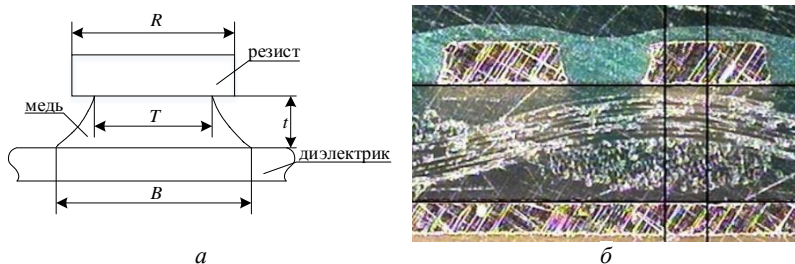


Рис. 1. Поперечное сечение проводника при травлении (*а*) и фотография реальной связанной микрополосковой линии (*б*) из [2]

На рис. 1 используются обозначения: R – ширина резиста, B – нижняя часть проводника, T – верхняя часть проводника, t – толщина проводящего слоя. Введены два параметра, характеризующие травление: подтравливание U и коэффициент бокового подтравливания F , для оценки U . Они определяются по формулам (1), (2):

$$U = \frac{(R-T)}{2}, \quad (1)$$

$$F = \frac{2t}{(B-T)}. \quad (2)$$

Подтравливание характеризует провисание селективной защиты при уменьшении ширины проводящего слоя верхнего основания. Коэффициент бокового подтравливания характеризует внутреннее сужение чашевидных дефектов на единицу толщины. Можно утверждать, что необходимо достигать малого значения U и большего значения F . Прогрессия значений травления для связанной линии из [3] и формирование топологии представлены в табл. 1.

Таблица 1

Прогрессия травления связанной МПЛ

Время травления S , с	Подтравливание U	Коэффициент бокового подтравливания F	Величина травления R/B
90	0,05	0,90	0,5
110	0,30	1,75	0,75
125	0,45	2,33	0,9
140	0,525	2,67	1,0

Моделирование структур одиночной и связанной МПЛ выполнено в системе квазистатического анализа TALGAT [4]. Были построены структуры одиночной и связанной МПЛ со следующими исходными параметрами: w – ширина проводника (400 мкм); t – толщина проводника (35 мкм); s – расстояние между проводниками (100 мкм); h – толщина диэлектрической основы (50 мкм) и ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемость основы (4,5). Длина линии составила 1 м. Схематичное изменение геометрических параметров поперечных сечений структур одиночной и связанной МПЛ представлено на рис. 2.

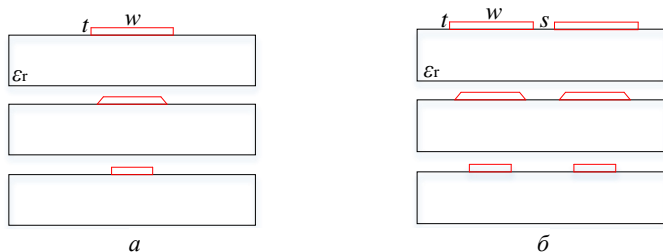
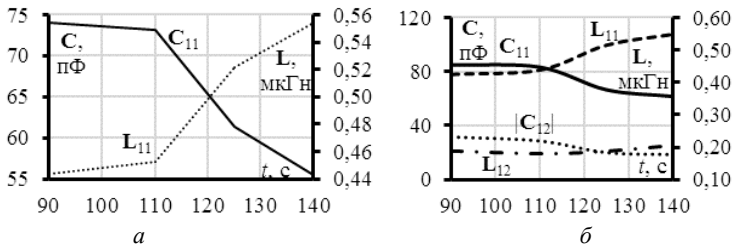


Рис. 2. Схематичное изменение геометрических параметров поперечных сечений одиночной (а) и связанной (б) МПЛ

Стоит отметить, что построенная структура ПП соответствует четвертому классу точности [5]. Получены погонные значения коэффициентов электростатической C и электромагнитной L индукций для двух структур (табл. 2). Зависимости C и L одиночной и связанной МПЛ представлены на рис. 3.

Значения погонных C и L для одиночной и связанной МПЛ

МПЛ	Параметр	t			
		90 с	110 с	125 с	140 с
Одиночная	C_{11} , пФ	60,59	60,04	54,79	51,53
	L_{11} , мкГн	0,44	0,45	0,52	0,55
Связанная	C_{11} , пФ	85,00	83,19	66,47	61,56
	L_{11} , мкГн	0,42	0,44	0,51	0,55
	C_{21} , пФ	-31,38	-28,42	-19,83	-18,42
	L_{21} , мкГн	0,19	0,18	0,19	0,20

Рис. 3. Зависимости C и L одиночной (а) и связанной (б) МПЛ

Из результатов видно, что при достижении качественного травления достигается уменьшение C . Это объясняется тем, что данное значение зависит от площади проводящего контура. В данной работе изменялись геометрические параметры проводящего слоя, соответственно изменялась и величина C . Значение L мало изменяется при изменении геометрических параметров проводящего слоя, поскольку первичным параметром, влияющим на эту характеристику, является длина линии. Таким образом, данная работа открывает возможности для изучения изменений параметров различных структур от времени травления с применением квазистатического и электродинамического анализа.

Исследование выполнено при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (проект FEWM-2022-0001).

ЛИТЕРАТУРА

1. Брусницына Л.А. Технология изготовления печатных плат: учеб. пособие / Л.А. Брусницына, Е.И. Степановских. – Изд-во Урал. ун-та, 2015. – 200 с.
2. Xiaoning Ye., Chunfei Ye. Transmission Lines and Basic Signal Integrity // IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, Signal Integrity and Power Integrity. – October 2018. – P. 1–51.

3. Технология формирования проводящего рисунка. Сайт разработчика печатных плат [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://pcbdesigner.ru/travlenie-pechatnykh-plat/tehnologiya-formirovaniya-provodyashhego-risunka.html>, свободный (дата обращения: 15.02.2022).

4. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 2(36). – С. 45–50.

5. ГОСТ 53429–2009. Платы печатные. Основные параметры конструкции. Взамен ГОСТ 23751–2009. Введ. С 30. 06. 2010. – М.: Изд-во стандартов, 2009. – 3 с.

УДК 519.612

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА BLOCK-IDR(s) ПРИ МНОВОВАРИАНТНОМ АНАЛИЗЕ МНОГОПРОВОДНЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ

В.А. Ижболдина, студентка; А.Е. Максимов, ассистент

Научный руководитель С.П. Куксенко, проф. каф. ТУ, д.т.н.

Проект ГПО ТУ-1502. Вычислительная ЭМС

г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, vikaIzhboldina01@gmail.com

Выполнено исследование по уменьшению вычислительных затрат на решение последовательности матричных уравнений, возникающей при многовариантном анализе многопроводных линий передачи, при использовании метода Block-IDR(s).

Ключевые слова: многопроводные линии передачи, диагональное предобуславливание, LU-предобуславливание, Block-IDR(s).

При анализе методом моментов многопроводных линий передачи (МПЛП) с числом сигнальных проводников m формируется m систем линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) с одинаковой матрицей и разными правыми частями [1]. Поэтому для решения полученного матричного уравнения вида $\mathbf{A}\mathbf{X} = \mathbf{B}$ целесообразно использовать блочные версии итерационных методов, одним из которых является Block-IDR(s) [2]. Если необходим многовариантный анализ с N_{var} вариациями изменяемых параметров МПЛП, то требуется решать последовательность матричных уравнений $\mathbf{A}_i\mathbf{X}_i = \mathbf{B}_i$, $i = 1, 2, \dots, N_{\text{var}}$, где размер матрицы $\mathbf{A} - N \times N$, а \mathbf{X} и $\mathbf{B} - N \times m$, N – число подынтервалов, полученных при сегментации границ МПЛП. Поэтому вычислительные затраты существенно возрастают. Полученные матрицы \mathbf{X} далее используются для вычисления матриц погонных параметров МПЛП, из которых самой вычислительно-затратной является матрица коэффициентов электростатической индукции (ёмкостная матрица \mathbf{C}) [3].

Поэтому целью работы является исследование применения блочного итерационного метода Block-IDR(s) для уменьшения вычислительных затрат на многовариантный анализ МПЛП. Исследование проведено на МПЛП, поперечное сечение которой приведено на рис. 1. Значения ее геометрических параметров случайным образом изменялись в диапазонах (в мм): $0,1 < s' < 2$; $0,018 < t < 0,2$; $0,1 < h < 2$. Остальные геометрические параметры не изменялись и были приняты равными $w = 1$ мм, $d = 1$ мм, значение относительной диэлектрической проницаемости подложки принято равным $\epsilon_r = 5$.

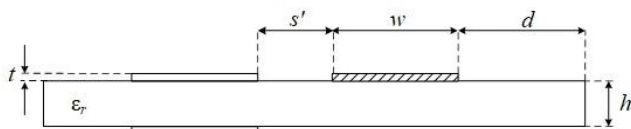


Рис. 1. Поперечное сечение исследуемой МПЛП

Рассмотрено 5 вариаций изменяемых параметров МПЛП и 2 метода вычисления: с использованием диагонального предобуславливания для каждого набора изменяемых параметров p и с использованием гибридного метода, в котором первое матричное уравнение решается методом Гаусса с использованием LU-разложения, а последующие – методом Block-IDR(s) с LU-предобуславливанием. Также исследовано влияние параметра s метода Block-IDR(s) на точность и время вычисления. Использовано нулевое начальное приближение при решении всей последовательности матричных уравнений. Размерность матриц СЛАУ оставалась неизменной и равной 1007. Формирование и решение последовательности матричных уравнений производилось в системе GNU Octave.

Исследовано два варианта изменения параметров: одновременное изменение двух параметров (t и h), и трех параметров (t , h и s'), далее названные вариантами 1 и 2 соответственно. В табл. 1 приведены число итераций и различия в вычисленных нормах ёмкостных матриц C_{iter} , полученных итерационно, относительно метода Гаусса (C_{GE}), по $\Delta_F = \|C_{\text{GE}} - C_{\text{iter}}\|_F / \|C_{\text{GE}}\|_F$, где $\|\cdot\|_F$ – норма Фробениуса.

Из табл. 1 видно, что различия в матричных нормах составляют менее 1%, вне зависимости от значения параметра s , что говорит о высокой точности решения методом Block-IDR(s). Вариация параметра s приводит к изменению среднего числа итераций и общего времени решения всей последовательности матричных уравнений, что видно из табл. 2. Так, среднее число итераций незначительно увеличивается при увеличении числа изменяемых параметров (переход от варианта 1 к варианту 2) и уменьшается при увеличении параметра s . При

этом сокращение времени решения относительно метода Гаусса достигается только при использовании гибридного метода. Так, при $s = 1$ экономия достигается для вариантов 1 и 2, при $s = 2$ – только для варианта 1, а при $s = 4$ экономия не достигается.

Таким образом, исследовано применение метода Block-IDR(s) для уменьшения вычислительных затрат на многовариантный анализ МПЛП. Удалось добиться сокращения затрат времени до 43% при сохранении высокой точности вычислений.

Таблица 1

**Число итераций и различия в матричных нормах, % (в скобках)
для вариантов 1 и 2 при изменении параметров s и p**

s	p	Диагональное предобусловливание		Гибридный метод	
		Вариант 1	Вариант 2	Вариант 1	Вариант 2
1	1	14 (0,122)	19 (0,019)	5 (0,139)	5 (0,197)
	2	17 (0,052)	18 (0,239)	5 (0,005)	4 (0,071)
	3	17 (0,203)	24 (0,042)	2 (0,083)	5 (0,075)
	4	14 (0,047)	15 (0,033)	5 (0,116)	7 (0,006)
	5	16 (0,361)	11 (0,118)	3 (0,010)	3 (0,033)
2	1	10 (0,158)	11 (0,118)	6 (0,880)	4 (0,967)
	2	9 (0,117)	10 (0,230)	3 (0,084)	3 (0,258)
	3	10 (0,112)	21 (0,088)	2 (0,077)	6 (0,001)
	4	10 (0,258)	11 (0,077)	2 (0,001)	3 (< 0,001)
	5	13 (0,105)	10 (0,259)	3 (0,044)	3 (0,113)
4	1	8 (0,034)	6 (0,054)	2 (0,148)	2 (0,126)
	2	8 (0,021)	5 (0,079)	2 (0,016)	2 (0,036)
	3	5 (0,230)	9 (0,015)	1 (0,009)	3 (0,002)
	4	10 (0,019)	7 (0,003)	3 (0,010)	5 (0,006)
	5	6 (0,220)	10 (0,104)	1 (0,050)	4 (0,021)

Таблица 2

**Среднее число итерации и отношение общего времени решения методом
Block-IDR(s) ко времени решения методом Гаусса (в скобках)
для вариантов 1 и 2 при изменении параметра s**

s	Вариант	Диагональное предобусловливание	Гибридный метод
1	1	15 (125,9)	4 (56,9)
	2	16 (157,4)	5 (67,9)
2	1	10 (210,5)	3 (80,5)
	2	12 (262,0)	3 (123,4)
4	1	8 (313,4)	2 (102,6)
	2	7 (297,8)	2 (121,4)

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России по проекту FEWM-2020-0039.

ЛИТЕРАТУРА

1. Krasnopolsky B. XAMG: A library for solving linear systems with multiple right-hand side vectors / B. Krasnopolsky, A. Medvedev // SoftwareX. – 2021. – Vol. 14. – P. 100695.
2. A block IDR(s) method for nonsymmetric linear systems with multiple right-hand sides / L. Du, T. Sogabe, B. Yu, Y. Yamamoto, S.-L. Zhang // Journal of computational and applied mathematics. – 2011. – Vol. 235. – P. 4095–4106.
3. Evaluation of quasi-static matrix parameters for multiconductor transmission lines using Gelarkin's method / M.B. Bazdar, A.R. Djordjevic, R.F. Harrington [et al.] // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 1994. – Vol. 42, No. 7. – P. 1223–1228.

УДК 004.418

ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ИЗГОТОВЛЕНИЕ ТЕСТОВЫХ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ С МОДАЛЬНЫМ РЕЗЕРВИРОВАНИЕМ

А.В. Гребенюк, А.В. Медведев, аспиранты

*Научный руководитель Т.Р. Газизов, в.н.с. каф. ТУ, д.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, medart20@rambler.ru*

Спроектированы и изготовлены тестовые печатные платы (ПП) с модальным резервированием. Приведены поперечные сечения, эквивалентные схемы, шаблоны и фотографии изготовленных ПП.

Ключевые слова: печатная плата, модальное резервирование.

Важной задачей проектирования и изготовления радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) является обеспечение надежности функционирования. Модальное резервирование (МР) – это подход к компоновке и трассировке резервируемых электрических межсоединений, при котором между резервируемой и резервной цепями образуется сильная электромагнитная связь [1]. Это позволяет осуществить защиту электрических цепей от сверхкороткого импульса (СКИ) за счет модальных искажений. Результатом является уменьшение излучаемых эмиссий от цепей с МР [2]. Для экспериментальной оценки излучаемых эмиссий от цепей с двукратным и трехкратным МР необходимо изготовить макеты ПП. Цель работы – спроектировать и изготовить тестовые ПП с двукратным и трехкратным МР.

Для измерения излучаемых эмиссий цепей с многократным МР необходимо разработать макеты тестовых печатных плат ПП, позволяющие провести это измерение в ТЕМ-камере. Общие ширина и высота ПП должны составлять 98 мм, а рабочее поле – 88 мм. Простейшим макетом для демонстрации модального разложения в цепях с многократным МР, которую можно поместить в ТЕМ-камеру, являет-

сы микрополосковая многопроводная линия передачи (МПЛП). Поперечные сечения макетов ПП цепей с двукратным и трехкратным МР показаны на рис. 1, а их геометрические параметры – в таблице. Минимальная разность погонных задержек мод ($\Delta\tau$) равна 0,7 нс/м. Это значит, что для платы длиной $l = 1$ м получится разложение импульсов длительностью ($\Delta\tau \times l$) примерно 0,7 нс. При разработке макетов необходимо учитывать размеры рабочего поля ПП. Длина отводов от коаксиально-микрополосковых переходов до регулярной части МПЛП составляет 8,2 мм. Следовательно, длина регулярной части МПЛП составляет 52 мм, а общая длительность импульса, которую можно разложить в структуре, должна быть не более 0,04 нс. Для учета возможных отклонений геометрических параметров при изготовлении макетов разработаны 3 варианта ПП с различными s и w .

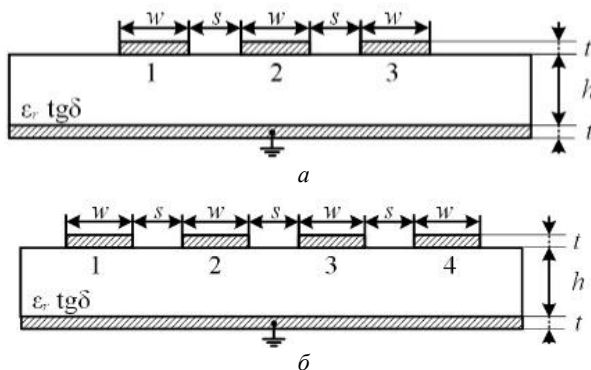


Рис. 1. Поперечные сечения макетов ПП с двукратным (а) и трехкратным (б) МР

Геометрические параметры макетов ПП с двукратным и трехкратным МР с учетом возможных отклонений при изготовлении

Структура	Вариант	w , мкм	s , мкм	h , мкм	t , мкм
Двукратное МР	1	500	300	290	130
	2	530	280		
	3	550	250		
Трехкратное МР	1	500	300	290	130
	2	530	280		
	3	550	250		

На рис. 2, а и б представлены эквивалентные схемы включения структуры с двукратным и трехкратным МР соответственно. На рис. 3 представлены фотошаблоны верхних и нижних слоев спроектированных ПП с двукратным и трехкратным МР в программе Cam350 в соответствии с [3].

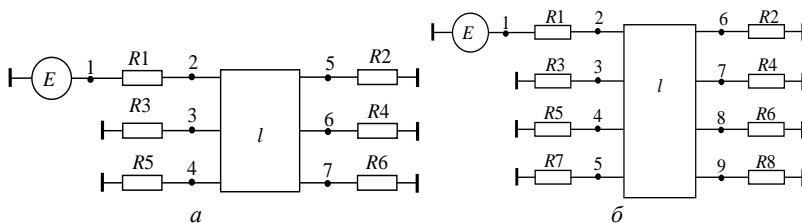


Рис. 2. Эквивалентные схемы включения структуры с двукратным (а) и трехкратным (б) МР

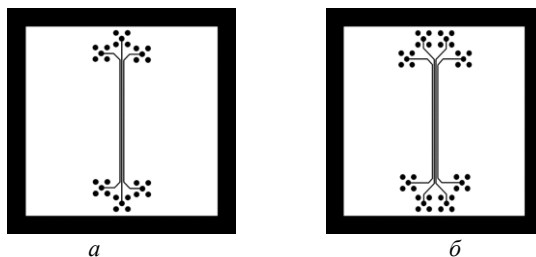


Рис. 3. Фотошаблоны верхних слоев ПП с двукратным (а) и трехкратным (б) МР

Для изготовления печатных плат был выбран фольгированный стеклотекстолит СТФ 2×105×0,5. Вначале был выбран химический (негативный) метод изготовления печатных плат, но не удалось обеспечить заданную ширину проводника из-за травления фольгированного стеклотекстолита. В дальнейшем метод был изменен на комбинированный позитивный метод [1]. Преимущества комбинированного метода: возможность создания элементов печатного рисунка с высокой точностью, фольга защищает диэлектрическое основание от воздействия технологических растворов. На рис. 4 представлены готовые ПП, прошедшие полный технологический процесс.

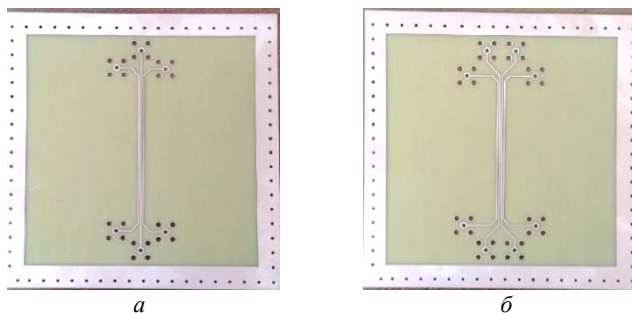


Рис. 4. Фотографии макетов ПП с двукратным (а) и трехкратным (б) МР

Таким образом, спроектированы и изготовлены макеты ПП с двукратным и трехкратным МР.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (проект № 20-19-00446) в ТУСУРе.

ЛИТЕРАТУРА

1. Analysis of reservation methods based on modal filtration / V.R. Sharafutdinov, T.R. Gazizov // Systems of Control, Communication and Security. – 2019. – P. 117–144.

2. Оценка излучаемых эмиссий структуры с однократным модальным резервированием / А. Алхадж Хасан, Е.С. Жечев, Т.Р. Газизов // Электронные средства и системы управления. – 2020. – С. 250–253.

3. ГОСТ. 23751–79. Печатные платы. Требования и методы конструирования.

УДК 621.391.82

РАЗРАБОТКА ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЫ С ТРЕХКРАТНЫМ МОДАЛЬНЫМ РЕЗЕРВИРОВАНИЕМ С ИСПОЛНЕНИЕМ ОПОРНОГО ПРОВОДНИКА В ВИДЕ БОКОВЫХ ПОЛИГОНОВ

А.М. Лакоза, А.В. Медведев, аспиранты

*Научный руководитель А.М. Заболоцкий, проф. каф. ТУ, д.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, alexandrlakoz@gmail.ru*

Разработана печатная плата с трехкратным модальным резервированием с исполнением опорного проводника в виде боковых полигонов. Показано, что для отводов с углами 90 и 60° наблюдается наименьшее влияние отражений от нагрузок по сравнению с отводом в 45°. Для реализации печатной платы с трехкратным модальным резервированием выбрана конфигурации отводов с углом наклона 90°.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, модальное резервирование, печатная плата.

Для создания надежной радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) необходимо уделять пристальное внимание функциональной безопасности и электромагнитной совместимости [1]. Модальное резервирование (МР) – это подход к компоновке и трассировке резервируемых электрических межсоединений, при котором между резервируемой и резервной цепями образуется сильная электромагнитная связь [2]. Это позволяет осуществить защиту электрических цепей от сверхкороткого импульса (СКИ) за счет модальных искажений. Выделяют однократное и многократное МР (двукратное и трехкратное). Исследова-

ния структуры печатной платы (ПП) с трехкратным МР с исполнением опорного проводника в виде боковых полигонов показали, что из-за различия связей между проводниками важен порядок их переключения [3]. Так, в случае отказа, моделируемого либо коротким замыканием (КЗ), либо обрывом (ХХ) на одном из концов резервируемой цепи, после переключения на резервную цепь максимальное напряжение импульсов разложения на выходе изменяется. Для экспериментальной оценки этих изменений необходимо разработать макет ПП с МР. Цель работы – разработать ПП с трехкратным МР с исполнением опорного проводника в виде боковых полигонов.

На рис. 1 изображены топология слоев и поперечное сечение макета двусторонней ПП с МР.

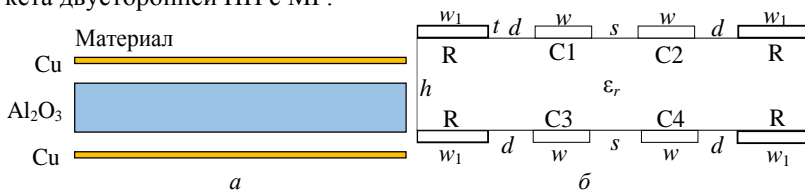


Рис. 1. Топология слоев макета (а) и поперечное сечение (б) ПП с МР

В качестве диэлектрического материала подложки используется оксид алюминия Al_2O_3 высокой степени очистки (порядка 98%) с параметрами: диэлектрическая прочность – 22 кВ/мм, тангенс угла диэлектрических потерь δ – 0,0003, теплопроводность λ – 30 Вт/(м·К), относительная диэлектрическая проницаемость ϵ_r – 9,8±0,1. Исследуемая структура имеет следующие геометрические размеры: ширина дорожек w = 850 мкм, расстояние между дорожками s = 250 мкм, ширина опорного полигона w_1 = 1800 мкм, высота диэлектрической подложки h = 600 мкм, толщина проводящего слоя t = 130 мкм, длина структуры l = 300 мм (без учета соединителей и отводов). Данные параметры оптимизированы для максимизации интервалов и обеспечения согласования к тракту 50 Ом.

Для подключения нагрузок и измерительного оборудования в конструкции ПП применяются SMA-соединители марки 0732511350, подключенные к регулярной части ПП. Поскольку топология платы не позволяет подключить их напрямую (без нарушения регулярности ПП), используются отводы, длина которых выбирается таким образом, чтобы расстояние между центрами коаксиальных SMA-соединителей для всех случаев не превышало 1,5 мм. Исходя из условия, длины отводов имеют следующие значения: для угла наклона 45° длина отвода составляет 9,09 мм, для 60° – 7,283 мм, для 90° – 7,095 мм.

На рис. 2 изображены отводы исследуемой структуры в различных конфигурациях исполнения.

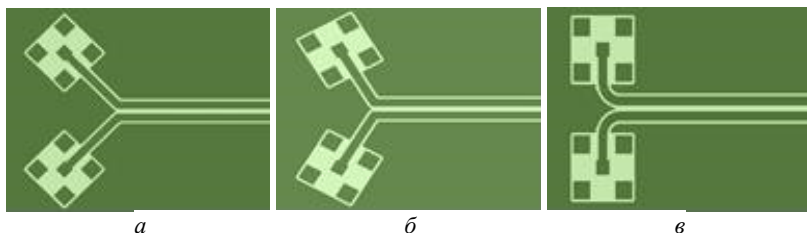


Рис. 2. Конфигурации отводов исследуемой структуры: наклон 45° (а); 60° (б) и 90° (в) относительно горизонтали

Рассматриваемые углы наклона отводов линии выбраны с точки зрения типовых топологий разводки ПП: несмотря на то, что угол наклона 90° относительно горизонтали позволяет максимально эффективно расположить компоненты относительно друг друга, одновременно снижая длину отводов до минимально возможных, применение подобного вида трассировки в некоторых случаях невозможно.

На рис. 3 представлена принципиальная схема для моделирования исследуемых структур с учетом отводов в сравнении со структурой без отводов. На вход принципиальной схемы подается СКИ с ЭДС 2 В и длительностями фронта, плоской вершины и спада по 50 пс. Нагрузки выбраны равными 50 Ом. Рисунок 4 отображает влияние конфигурации и длины отводов на формы импульсов разложения на дальнем конце ПП с МР относительно идеализированного случая линии без отводов.

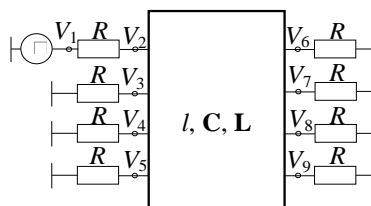


Рис. 3. Принципиальная схема структуры с МР

Видно, что для отводов с углами 90° и 60° наблюдается наименьшее влияние отражений от нагрузок по сравнению с 45° . Для реализации ПП с трехкратным МР выбрана конфигурации отводов углом 90° .

Таким образом, разработан макет ПП с трехкратным модальным резервированием с исполнением опорного проводника в виде боковых полигонов.

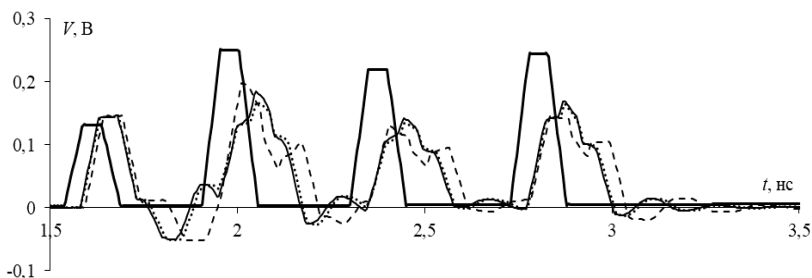


Рис. 4. Формы напряжения на дальнем конце структуры ПП с трехкратным МР: без отводов (—), с отводами под углами 90° (---), 60° (····) и 45° (- · -) относительно горизонтали

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (проект № 20-19-00446) в ТУСУРе.

ЛИТЕРАТУРА

1. Patel M.R. Spacecraft power systems. – New York: CRC Press, 2005. – 734 p.
2. Analysis of reservation methods based on modal filtration / V.R. Sharafutdinov, T.R. Gazizov // Systems of Control, Communication and Security. – 2019. – P. 117–144.
3. Belousov A.O., Medvedev A.V., Chernikova E.B., Gazizov T.R., Zabolotsky A.M. Switching order after failures in symmetric protective electrical circuits with triple modal reservation // Symmetry. Multidisciplinary Digital Publishing Institute (MDPI). – 2021. – Vol. 1074, № 13(6). – 22 p.

УДК 621.391

ПРИМЕНЕНИЕ МАГНИТОДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОКРЫТИЯ В СТРУКТУРЕ С ДВУКРАТНЫМ МОДАЛЬНЫМ РЕЗЕРВИРОВАНИЕМ

*М.С. Мурманский, студент; Е.С. Жечев, ассистент
г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, mihailmurmanskii@gmail.com*

Исследуется структура с двукратным модальным резервированием с наличием магнитодиэлектрического покрытия и без него. Выполнен анализ излучаемых эмиссий.

Ключевые слова: модальная фильтрация, временной отклик, модальное резервирование, ТЕМ-камера, магнитодиэлектрик.

Широкое внедрение радиоэлектронных средств привело к тому, что при одновременной работе элементов они начинают оказывать влияние друг на друга [1]. Для повышения функциональной безопас-

ности и надежности предложен способ модального резервирования (МР). За счет сильной электромагнитной связи между резервной и резервируемой цепями можно добиться разложения сверхкороткого импульса (СКИ) на последовательность импульсов меньшей амплитуды. [2]. Для анализа излучаемых эмиссий использовалась ТЕМ-камера, которая была построена по параметрам из [3]. Одним из эффективных методов обеспечения электромагнитной совместимости является применение магнитоэлектрических покрытий [4].

Цель работы – исследовать влияние магнитоэлектрического покрытия на уровень излучаемых эмиссий в структуре с двукратным МР.

На рис. 1 представлена эквивалентная схема включения структуры с двукратным МР.

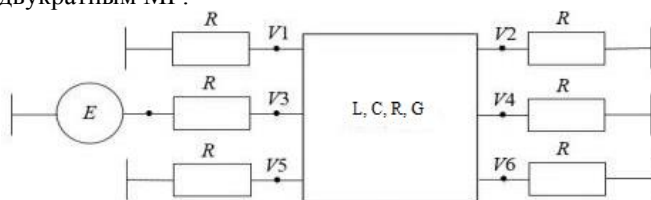


Рис. 1. Эквивалентная схема включения структуры с двукратным МР

Смоделирована печатная плата (ПП) в структуре с двукратным МР, параметрами поперечного сечения: $s = 300$ мкм, $w = 400$ мкм, $\epsilon_r = 4,6$, $t = 35$ мкм, $h = 500$ мкм. Номиналы сопротивления $R = 50$ Ом на схеме (см. рис. 1).

В качестве среды моделирования использовалась система электродинамического моделирования Advanced Design System (ADS). Поперечное сечение объекта при $h = 30,25$ мм показано на рис. 2.

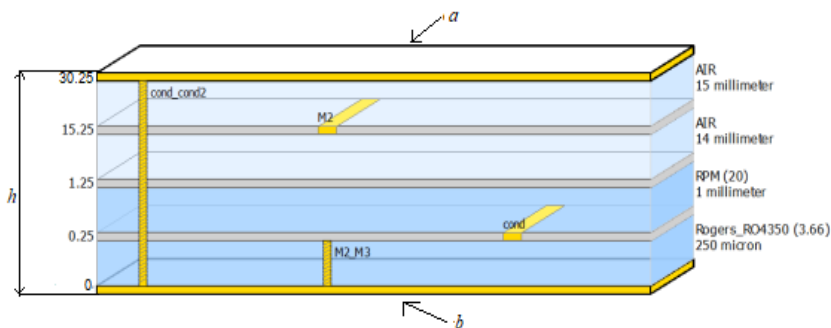


Рис. 2. Конфигурация слоев ТЕМ-камеры построенной в системе ADS:
 a – верхняя граница ТЕМ-камеры; b – нижняя граница ТЕМ-камеры;
 h – высота ТЕМ-камеры

Для анализа излучаемых эмиссий выполнено 2 варианта моделирования:

1. Без магнитоэлектрического покрытия.
2. С магнитоэлектрическим покрытием (когда пространство между TEM-камерой и печатной платой заполнялось магнитоэлектрическим покрытием с параметрами: $\epsilon_r = 20$, $\mu = 4$, $h = 1$ мм).

При моделировании двух вариантов на центральный проводник (узел 3) подавался трапецеидальный импульс с параметрами: амплитуда 1 В, длительностями фронта, спада и плоской вершины – 0,2 пс. На рис. 3 представлен макет платы, встроенный в TEM-камеру, в системе ADS.

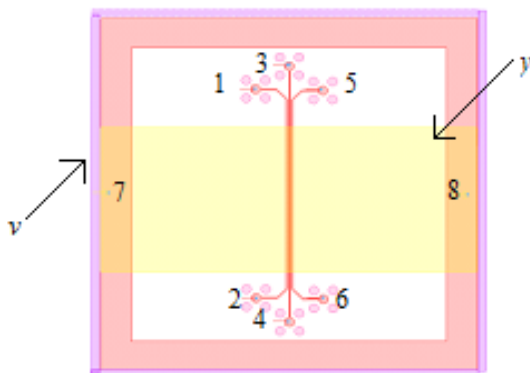


Рис. 3. Макет ПП с двукратным МР в составе TEM-камеры в системе ADS:
 v – боковая грань TEM-камеры; y – центральный проводник TEM-камеры,
 $1-7$ – узлы

Далее необходимо проанализировать полученный временной отклик (4) и излучаемые эмиссии на центральный проводник TEM-камеры (7).

На рис. 4 представлены графики временного отклика (4) и наведенного напряжения (7).

Из рис. 4, *а* видно, что применение магнитоэлектрического покрытия уменьшило амплитуду импульсов разложения на 0,17 В и увеличило время спада и фронта. Из рис. 4, *б* видно, что применение магнитоэлектрического покрытия уменьшило наведенное напряжение на 0,2 В.

Таким образом, применение магнитоэлектрического покрытия дает большее ослабление за счет уменьшения амплитуды импульсов разложения и наведенного напряжения. В дальнейшем планируется изготовить макет ПП и провести экспериментальное исследование в частотной и временной областях в TEM-камере.

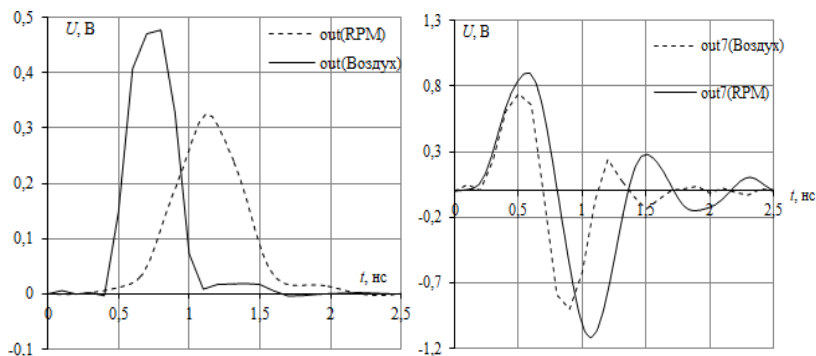


Рис. 4. Временной отклик на трапецеидальный импульс для структуры с двукратным МР без магнетодиэлектрического покрытия и с ним (а), а также формы наведенного напряжения на центральный проводник ТЕМ-камеры (б)

Исследование выполнено при финансовой поддержке Российского научного фонда (проект № 22-29-01331).

ЛИТЕРАТУРА

1. Харлов Н.Н. Электромагнитная совместимость в электроэнергетике: учеб. пособие. – Томск: Изд-во ТПУ, 2007. – 207 с.
2. Хасан А. Алхадж, Жечев Е.С., Газизов Т.Р. Оценка излучаемых эмиссий структуры с однократным модальным резервированием // Электронные средства и системы управления. – 2020. – С. 250–253.
3. Демаков А.В., Комнатнов М.Е. Разработка ТЕМ-камеры для испытаний интегральных схем на электромагнитную совместимость // Доклады ТУСУР. – 2018. – С. 52–55.
4. Беспалова Е.Е., Беляев А.А., Широков В.В. Радиопоглощающие материалы для СВЧ-излучения высокой мощности // Труды ВИАМ. – 2015. – № 3. – С. 45–51.

УДК 621.382.334

ПАЗАРИТНАЯ ЁМКОСТЬ ПОСАДОЧНОГО МЕСТА С УЧЁТОМ ПРИПОЯ НА ЭЛЕКТРОДАХ ТРАНЗИСТОРА

И.И. Николаев, А.А. Дроздова, аспиранты

*Научный руководитель М.Е. Комнатнов, доцент каф. ТУ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, nikolaev.727@yandex.ru*

Представлена квазистатическая модель посадочного места корпуса транзистора для поверхностного монтажа на печатной плате с учётом припоя. Вычислены матрицы коэффициентов электростатической индукции посадочных мест с учётом припоя для биполярного (BFU590G) и полевого (IRFZ46) транзисторов. На основе вычис-

ленных значений создана усовершенствованная SPICE-модель транзистора, отличающаяся учетом паразитной емкости посадочного места и электродов компонента.

Ключевые слова: транзистор, матрица коэффициентов электростатической индукции, посадочное место, SPICE-модель.

При проектировании радиоэлектронных средств (РЭС) необходимо учитывать не только взаимосвязи проводников на печатной плате (ПП), но и паразитные параметры посадочных мест компонентов, поскольку неучёт последних может привести к нежелательным последствиям при эксплуатации. Так, в работе [1] показано, что некорректная трассировка двух идентичных схем с их зеркальным расположением ПП может привести к серьёзным последствиям за счёт взаимных электромагнитных связей проводников ПП и оказать негативное влияние на работу комплекса РЭС. В работе [2] выполнен анализ геометрических размеров посадочного места конденсатора. Представлены результаты распределения плотности тока и температуры припоя посадочного места. Анализ результатов показал, что увеличение толщины слоя припоя приводит к уменьшению амплитуд пиковых значений плотности тока и температуры. Таким образом, необходимо проводить моделирование с учётом припоя на электродах компонентов, а при проектировании учитывать паразитную ёмкость посадочного места с учётом припоя.

Цель данной работы – выполнить расчёт паразитной ёмкости посадочного места транзистора с учётом слоя припоя.

Для моделирования выбраны два типоразмера SOT223 и TO-220, которые соответствуют биполярному (BFU590G) и полевому (IRFZ46N) типам транзисторов соответственно. Данные транзисторы выбраны, поскольку имеют разные принципы действия, а также области применения. Так, биполярный $n-p-n$ -транзистор BFU590G применяется при проектировании различных СВЧ-устройств с рабочей частотой до 2 ГГц и мощностью до 2 Вт. Полевой транзистор с n -каналом создан по технологии HEXFET Power MOSFET, используется при проектировании различных силовых устройств (импульсные преобразователи, источники питания и пр.) с максимальным импульсным током стока до 53 А.

На рис. 1 представлены геометрическая (см. рис. 1, а) и квазистатическая (см. рис. 1, б) модели посадочного места транзистора для поверхностного монтажа. Квазистатическая модель была создана в ПО TALGAT [3] с применением модуля «MOM3D». Квазистатическая модель позволяет легко изменять геометрические параметры и получать требуемые размеры посадочного места для заданного типоразмера транзистора как с учётом слоя припоя, так и без него.

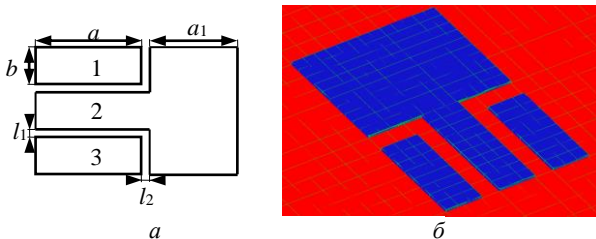


Рис. 1. Геометрическая (а) и квазистатическая (б) модели посадочного места транзистора для поверхностного монтажа

На основе технической документации для данных типов транзисторов [4, 5], созданы модели посадочных мест с минимальными и максимальными размерами и вычислены матрицы коэффициентов электростатической индукции (C_{\min} , C_{\max}) (таблица). При вычислениях в моделях учитывалась толщина ПП $h = 1,6$ мм ($\epsilon_r = 4,3$) и толщина посадочного места на ПП с учётом слоя припоя, которая вычислялась как

$$t = t_{\text{ПМ}} + t_{\text{П}} + t_{\text{Н}}, \quad (1)$$

где $t_{\text{ПМ}}$ – толщина посадочного места на ПП без учёта слоя припоя ($t_{\text{ф}} = 35$ мкм), $t_{\text{П}}$ – толщина пайки, $t_{\text{Н}}$ – толщина электродов транзистора.

Результаты расчёта матриц коэффициентов электростатической индукции посадочных мест транзисторов BFU590G и IRFZ46N с учётом припоя и без него

Модель	C_{\min} , фФ	C_{\max} , фФ
BFU590G	$\begin{bmatrix} 52,35 & 11,23 & 0,65 \\ 10,55 & 387,96 & 10,55 \\ 0,65 & 11,23 & 52,35 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 81,54 & 16,5 & 1,03 \\ 15,16 & 554,83 & 15,16 \\ 1,03 & 16,5 & 81,54 \end{bmatrix}$
BFU590G (С учётом припоя)	$\begin{bmatrix} 53,12 & 15,64 & 0,7 \\ 15,77 & 364 & 15,77 \\ 0,7 & 15,64 & 53,12 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 79,36 & 20,21 & 0,93 \\ 19,69 & 521,81 & 19,69 \\ 0,93 & 20,21 & 79,36 \end{bmatrix}$
IRFZ46N	$\begin{bmatrix} 145,67 & 35,53 & 3,14 \\ 32,02 & 1341,26 & 32,02 \\ 3,14 & 35,53 & 145,67 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 182,68 & 38,11 & 3,11 \\ 33,98 & 1688,6 & 33,98 \\ 3,11 & 38,11 & 182,68 \end{bmatrix}$
IRFZ46N (С учётом припоя)	$\begin{bmatrix} 143,95 & 49,59 & 2,57 \\ 47,37 & 1315,36 & 47,37 \\ 2,57 & 49,59 & 143,95 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 180,59 & 50,38 & 2,55 \\ 47,49 & 1660,76 & 47,49 \\ 2,55 & 50,38 & 180,59 \end{bmatrix}$

Из результатов в таблице видно, что для BFU590G коэффициенты матриц C_{12} (C_{21}) и C_{32} (C_{23}), которые соответствуют паразитным ёмкостям база–эмиттер и база–коллектор, увеличились в 1,49 (1,3) и 1,39 (1,22) раза соответственно с учётом слоя припоя на ПП. Для IRFZ46N – C_{12} (C_{21}) и C_{32} (C_{23}), которые соответствуют паразитным ёмкостям затвор–сток и затвор–исток, увеличились в 1,39 (1,32) и 1,48 (1,39) раза, соответственно.

Таким образом, местами с наибольшим изменением паразитной ёмкости являются база–эмиттер и база–коллектор – для биполярного и затвор–сток и затвор–исток – для полевого транзисторов.

Усовершенствованные SPICE-модели транзисторов с учётом посадочных мест и слоя припоя представлены на рис. 2.

Таким образом, предложена универсальная модель посадочного места для транзистора поверхностного монтажа, позволяющая учитывать слой припоя на электродах за счёт паразитных емкостей. Модель позволяет легко изменять геометрические параметры посадочного места и получать требуемые размеры посадочного места для заданного типоразмера транзистора. На основе вычисленных значений созданы усовершенствованные SPICE-модели транзисторов, которые будут учитывать контакты посадочных мест со слоем припоя. В дальнейшем данная модель будет использована при моделировании электростатического разряда на электродах транзистора.

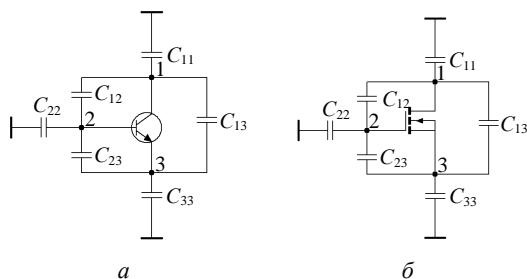


Рис. 2. Усовершенствованные SPICE-модели для биполярного (а) и полевого (б) транзисторов

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, проект № 19-79-10162.

ЛИТЕРАТУРА

1. Комнатнов М.Е. Предварительный анализ причин аномальной работы автогенератора Пирса / М.Е. Комнатнов, М.И. Почувев // Науч.-техн. конф. молодых специалистов ОАО «ИСС». – 2014. – С. 90–92.
2. Zhao Z. The numerical investigation of influence for shape-parameters to the current carrying capacity of solder joints in the CuCGA / Z. Zhao, Y. Liu,

K. Jia, G. Wang, Q. Ge // 17th International Conference on Electronic Packaging Technology (ICEPT). – 2016. – P. 656–660.

3. Куксенко С.П. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, С.П. Куксенко // Доклады ТУСУР. – 2015. – Т. 36, № 2. – С. 45–50.

4. BFU590G, NXP Semiconductors [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.nxp.com/docs/en/data-sheet/BFU590G.pdf>, свободный (дата обращения: 24.02.2022).

5. IRFZ46NPbF, HEXFET Power MOSFET [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IRFZ46N-DataSheet-v01_01-EN.pdf?fileId=5546d462533600a40153563b734b2220, свободный (дата обращения: 24.02.2022).

УДК 004.416.6

РАСШИРЕНИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ВОЗМОЖНОСТЕЙ СИСТЕМЫ TALGAT

И.А. Онищенко, студент каф. КСУП;

Д.В. Клюкин, магистрант каф. ТУ

Научный руководитель С.П. Куксенко, проф. каф. ТУ, д.т.н.

Проект ГПО ТУ-1502. Вычислительная ЭМС

г. Томск, ТУСУР, onishchenko1903@yandex.ru

Реализовано вычисление распределения потенциалов и напряженности электрического поля методом моментов в системе TALGAT. Проведено тестирование новых функциональных возможностей.

Ключевые слова: напряженность электрического поля, разность потенциалов, система TALGAT.

Система TALGAT предназначена для решения широкого класса задач электромагнитной совместимости [1]. Система состоит из нескольких модулей, одним из которых является MOM2D, предназначенный для электростатического анализа двумерных конфигураций проводников и диэлектриков методом моментов. Развитие системы TALGAT ведёт к расширению существующих и внедрению новых функциональных возможностей. В настоящее время в системе отсутствует возможность отображения распределения потенциалов и напряженности электрического поля в поперечном сечении структур. Цель данной работы – внедрение в модуль MOM2D вычисления распределения потенциалов и напряженности электрического поля двумерных конфигураций.

Математическая модель вычисления распределения потенциалов и напряженности электрического поля на примере связанной микро-

полосковой линии передачи (МПЛ) представлена в работе [2]. Так, распределение потенциалов, при наличии в структуре бесконечной плоскости земли, определяется как

$$\varphi(\mathbf{r}) = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \sum_{n=1}^N \int_{L_n} \sigma_T(\mathbf{r}') \ln \frac{|\mathbf{r} - \underline{\mathbf{r}}'|}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} dl', \quad (1)$$

а напряженности электрического поля –

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \sum_{n=1}^N \int_{L_n} \sigma_T(\mathbf{r}') \left[\frac{\mathbf{r} - \mathbf{r}'}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|^2} - \frac{\mathbf{r} - \underline{\mathbf{r}}'}{|\mathbf{r} - \underline{\mathbf{r}}'|^2} \right] dl', \quad (2)$$

где σ_T – полная плотность заряда, \mathbf{r} – точка наблюдения, \mathbf{r}' – точка источника, $\underline{\mathbf{r}}'$ – точка мнимого источника, dl' – элемент дифференцирования по подынтервалу.

Пошаговый алгоритм вычисления и графического отображения напряженности электрического поля и распределения потенциалов выглядит следующим образом:

1. Построение прямоугольной расчетной сетки в поперечном сечении структуры с заданным размером ячеек и их общим числом N (рис. 1). Ячейки сетки, для оптимизации графического вывода, могут увеличиваться в размере по мере отдаления от структуры.

2. Расчёт зарядов в центрах подынтервалов, на которые разбиты границы структуры.

3. Расчёт расстояний между центрами подынтервалов и центрами ячеек сетки. Пункты 2 и 3 алгоритма реализуются с помощью существующих функциональных возможностей системы TALGAT.

4. Вычисление распределения потенциалов и напряженности электрического поля структуры с помощью выражений (1) и (2).

5. Отображение вычисленных в п. 4 значений.

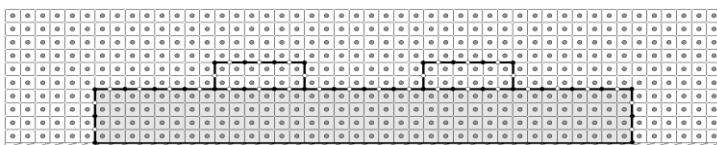


Рис. 1. Пример прямоугольной сетки в поперечном сечении МПЛ

Для графического вывода напряженности электрического поля и распределения потенциалов использована библиотека matplotlib [3]. Цветовая шкала отображаемой характеристики поля определяется минимальным и максимальным значением. Проводники выделяются белым цветом.

Апробация реализованного алгоритма вычисления напряженности электрического поля и распределения потенциалов проведена на примере биологической клетки, расположенной между двумя металлическими пластинами. Расстояние между пластинами равно 2,002 мм, их ширина – 2 мм, радиус клетки – 2 мм. Распределение напряженности и потенциалов электрического поля приведены на рис. 2, *a* и 3, *a*. Для проверки полученных результатов использована программа FEM2D [4], основанная на методе конечных элементов. Полученные в ней результаты приведены на рис. 2, *б* и 3, *б*. Видно, что в целом результаты согласуются, а отклонения обусловлены различием в вычислительных сетках.

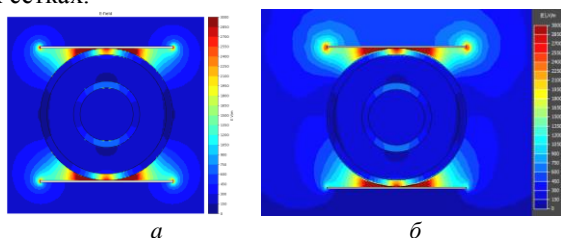


Рис. 2. Распределение напряженности электрического поля в системе из биологической клетки, расположенной между металлическими пластинами: TALGAT (*a*) и FEM2D (*б*)

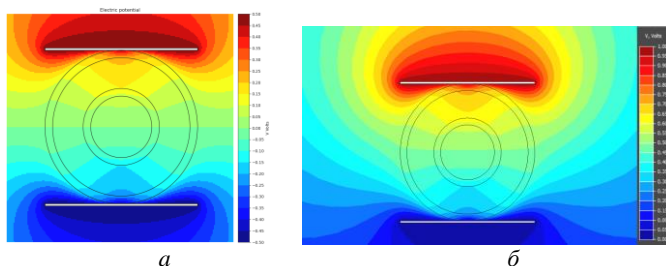


Рис. 3. Распределение потенциалов в системе из биологической клетки, расположенной между металлическими пластинами: TALGAT (*a*) и FEM2D (*б*)

Таким образом, расширены функциональные возможности системы TALGAT в части вычисления методом моментов распределения потенциалов и напряженности электрического поля двухмерных структур из проводников и диэлектриков. Выполненное сравнение с методом конечных элементов показало корректность разработанных вычислительных алгоритмов и их программной реализации.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России по проекту FEWM-2022-0001.

ЛИТЕРАТУРА

1. Kuxsenko S.P. Preliminary results of TUSUR University project for design of spacecraft power distribution network: EMC simulation // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – 2019. – P. 1–7.

2. Отчет по НИР FEWM-2020-0041. Комплекс фундаментальных исследований по электромагнитной совместимости. № АААА-А20-120061890045-0. – Томск, 2020. – 317 с.

3. Matplotlib – Visualization with Python [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://matplotlib.org/>, свободный (дата обращения: 09.12.2021).

4. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2021660469 РФ. FEM2D 2021 / Д.В. Клюкин, А.А. Квасников, С.П. Куксенко, А.А. Иванов, М.Е. Комнатнов. – Заявка № 2021619672. – Дата поступления: 23.06.21. – Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 25.06.21.

УДК 004.418

РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО КАЛЬКУЛЯТОРА ДЛЯ РАСЧЕТА ПОГОННЫХ ПАРАМЕТРОВ ТИПОВЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ

А.Д. Бучинский, студент; А.А. Квасников, аспирант каф. ТУ;

И.А. Онищенко, студент каф. КСУП

Научный руководитель С.П. Куксенко, проф. каф. ТУ, д.т.н.

Проект ГПО ТУ-1502. Вычислительная ЭМС

г. Томск, ТУСУР, iasm752@gmail.com

Разработан программный калькулятор для расчета погонных параметров линий передачи. Проведена верификация калькулятора и сравнение результатов с программными калькуляторами T_x-LINE и AppCAD.

Ключевые слова: программный калькулятор, линия передачи, погонные параметры.

Одним из основных компонентов радиоэлектронных средств (РЭС) являются линии передачи (ЛП). Качественное проектирование РЭС невозможно без учёта погонных параметров ЛП. В связи с этим возникает необходимость в разработке программных средств, позволяющих рассчитать погонные параметры типовых ЛП. В настоящее время существуют два наиболее известных программных калькулятора, реализующих вычисление погонных параметров ЛП, – T_x-LINE [1] и AppCAD [2]. Однако в T_x-LINE отсутствуют двухпроводные ЛП, а в AppCAD – копланарные микрополосковые ЛП (МПЛ). Существенными недостатками обоих калькуляторов являются отсутствие возможности расчёта погонных индуктивности и ёмкости и отсутствие многовариантного анализа.

Цель данной работы – разработка программного калькулятора для расчета погонных параметров типовых ЛПП.

Программный калькулятор реализован на языке программирования C++ с применением программной платформы Qt и технологии QtWidgets [3]. В качестве интегрированной среды разработки использована система Qt Creator, которая включает в себя средства проектирования графического интерфейса пользователя. Дизайн элементов калькулятора разработан с применением графического векторного редактора Adobe Illustrator. Реализованы кнопки с изображениями поперечных сечений ЛПП, схематичные 3D-изображения с обозначениями параметров ЛПП, необходимых для расчёта погонных параметров. Рабочее окно калькулятора приведено на рис. 1.

Программный калькулятор включает в себя 7 типовых ЛПП: МПЛ, копланарную, коаксиальную, копланарную МПЛ, симметричную полосковую, параллельную и двухпроводную. Расчетные выражения погонных параметров ЛПП представлены в работах [4] и [5].

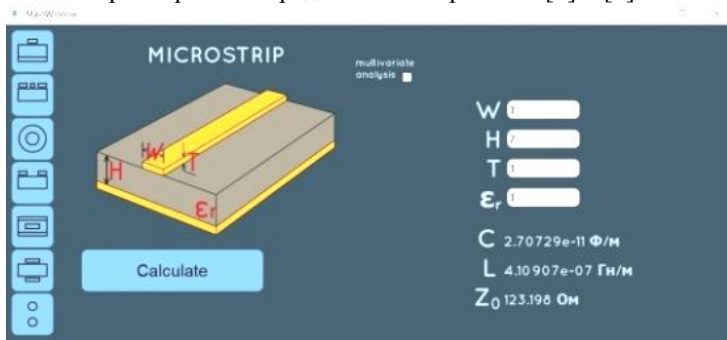


Рис. 1. Рабочее окно разработанного программного калькулятора

Реализованы защитные механизмы, благодаря чему при вводе некорректных данных (например, отрицательные значения параметров структуры) появляется окно, в котором сообщается, какой именно параметр был введен неверно.

При реализации многовариантного анализа использован метод расчета циклом, при котором вычисления производятся с использованием крайних значений и шага изменения выбранного параметра (рис. 2). Также реализован защитный механизм для многовариантного анализа, который останавливает вычисление в случае обнаружения некорректных параметров ЛПП. Погонные параметры, полученные при многовариантном анализе, формируются в виде списков с указанием значения геометрического параметра ЛПП, при котором произведён расчёт (рис. 3).



Рис. 2. Поля для ввода минимального и максимального значений ширины (W) ЛПП и шага её изменения при многовариантном анализе

Z_0	C	L
w = 1; 123.198 Ом	w = 1; 2.70729e-11 Ф/м	w = 1; 4.10907e-07 Гн/м
w = 2; 98.5693 Ом	w = 2; 3.38374e-11 Ф/м	w = 2; 3.28761e-07 Гн/м
w = 3; 83.7679 Ом	w = 3; 3.98164e-11 Ф/м	w = 3; 2.79394e-07 Гн/м
w = 4; 77.6459 Ом	w = 4; 4.29557e-11 Ф/м	w = 4; 2.58975e-07 Гн/м
w = 5; 69.3722 Ом	w = 5; 4.80788e-11 Ф/м	w = 5; 2.3138e-07 Гн/м
w = 6; 62.7792 Ом	w = 6; 5.3128e-11 Ф/м	w = 6; 2.0939e-07 Гн/м
w = 7; 57.3896 Ом	w = 7; 5.81174e-11 Ф/м	w = 7; 1.91413e-07 Гн/м
w = 8; 52.8935 Ом	w = 8; 6.30576e-11 Ф/м	w = 8; 1.76417e-07 Гн/м
w = 9; 49.0805 Ом	w = 9; 6.79564e-11 Ф/м	w = 9; 1.637e-07 Гн/м
w = 10; 45.8025 Ом	w = 10; 7.28199e-11 Ф/м	w = 10; 1.52767e-07 Гн/м

Рис. 3. Пример вывода результатов многовариантного анализа МПЛ при изменении ширины проводника

Для верификации программного калькулятора проведены расчёты волнового сопротивления пяти ЛПП. Результаты работы разработанного программного калькулятора, а также калькуляторов T_x-LINE и AppCAD сведены в таблицу.

Результаты расчёта волнового сопротивления (Ом) ЛПП

Тип ЛПП	AppCAD	T _x -LINE	Программный калькулятор
МПЛП ($W = 1$ мм, $H = 3$ мм, $T = 0,4$ мм, $\epsilon_r = 1$)	165,39	165,35	164,22
Коаксиальная ЛПП ($R_1 = 1$ мм, $R_2 = 4$ мм, $\epsilon_r = 3$)	48	47,98	48
Симметричная МПЛП ($W = 1$ мм, $H = 0,7$ мм, $T = 0,1$ мм, $\epsilon_r = 11,9$)	11,9	11,84	11,9
Двухпроводная ЛПП ($D = 3$ мм, $H = 15$ мм, $\epsilon_r = 4,7$)	121,5	–	127,41
Копланарная МПЛП ($W = 2$ мм, $S = 2$ мм, $\epsilon_r = 9,8$)	–	147,21	149,05

Таким образом, выполнена разработка программного калькулятора для вычисления погонных параметров семи ЛПП. Разработанный калькулятор превосходит аналоги благодаря большему числу типовых ЛПП, возможности расчёта погонных индуктивности и емкости, а так-

же многовариантному анализу. Выполнена верификация программного калькулятора, показывающая корректность его работы.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России по проекту FEWM-2022-0001.

ЛИТЕРАТУРА

1. AWR Tx-LINE [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.cadence.com/en_US/home/tools/system-analysis/rf-microwave-design/awr-tx-line.html, свободный (дата обращения: 13.11.2021).
2. AppCAD Design Assistant [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.broadcom.com/appcad>, свободный (дата обращения: 14.11.2021).
3. Qt | Cross-platform software development [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.qt.io/>, свободный (дата обращения: 15.11.2021).
4. Joines W.T. Microwave transmission line circuits. – Artech House, 2013. – 320 p.
5. Фуско В. СВЧ-цепи. Анализ и автоматизированное проектирование / пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1990. – 288 с.

УДК 621.391.31

АЛГОРИТМ ВЫЧИСЛЕНИЯ ВРЕМЕННОГО ОТКЛИКА В СИСТЕМЕ КВАЗИСТАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ TALGAT НА ОСНОВЕ S-ПАРАМЕТРОВ

*Н.С. Павлов, студент; Е.С. Жечев, ассистент
г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, pavlov.n@tu.tusur.ru*

Предлагается алгоритм вычисления временного отклика в системе TALGAT. На основе рассчитанных или экспериментально полученных S -параметров и дальнейшего их преобразования производится вычисление временных характеристик устройства.

Ключевые слова: S -параметры, временные характеристики, обратное преобразование Фурье, Y -параметры.

На сегодняшний день радиоэлектронная аппаратура (РЭА) занимает важное место в различных сферах деятельности и обычной повседневной жизни человека. РЭА может быть разной степени сложности, начиная от бытовой и заканчивая космической. Большое количество различной РЭА может неблагоприятно влиять друг на друга, создавая нежелательные помехи, что может сказаться на корректной работе РЭА. Именно поэтому вопрос обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) сегодня актуален. Одной из программ для моделирования задач ЭМС является система TALGAT [1].

Большинство исследований ЭМС проводилось в частотной области, тогда как временной уделено меньше внимания [2]. Между тем

подробное изучение процессов во временной области позволит усовершенствовать защиту устройств. Для расширения функционала проводимых исследований необходимо разработать новый алгоритм вычисления временных характеристик в системе TALGAT. Следовательно, целью работы является разработка альтернативного алгоритма вычисления временного отклика.

Первоначальный алгоритм вычисления временных откликов требовал построения поперечного сечения исследуемой структуры, нахождения первичных параметров и на их основе – вторичных. Далее вычислялись Y -параметры и выполнялось построение временного отклика. На рис. 1, *а* представлена блок-схема исходного алгоритма вычисления временного отклика. Новый алгоритм основывается на вычисленных S -параметрах или полученных при помощи моделирования в другом программном обеспечении (ПО). После импорта S -параметров происходит преобразование их в Y -параметры. После преобразования матрицы Y -параметров должны быть одного размера с изначальными матрицами S -параметров. Преобразованные матрицы Y -параметров заменяются на первичные матрицы Y -параметров из изначального алгоритма и на их основе производится вычисление временных характеристик. На рис. 1, *б* представлена блок-схема предлагаемого алгоритма.

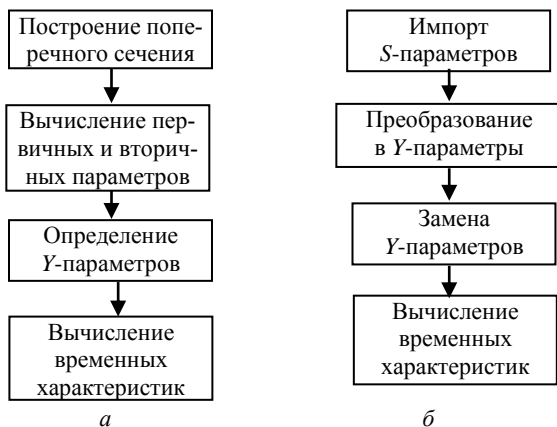


Рис. 1. Изначальный (*а*) и предлагаемый (*б*) алгоритмы нахождения временного отклика

Вычисленные или экспериментально определенные S -параметры должны быть представлены в формате SnP. Y -параметры являются комплексными величинами и имеют размерность проводимостей.

К достоинству предложенного алгоритма можно отнести более простой и быстрый способ вычисления временного отклика. Построение временных зависимостей легче реализовать при помощи импорта данных, чем осуществление построения поперечного сечения и вычисления первичных и вторичных параметров. Предлагаемый алгоритм открывает дополнительные возможности в изучении временных характеристик в системе TALGAT с помощью использования рассчитанных или экспериментально полученных данных.

Исследование выполнено при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (проект FEWM-2022-0001).

ЛИТЕРАТУРА

1. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 2(36). – С. 45–50.

2. Исследование распространения сверхкороткого импульса в микрополосковой С-секции при изменении зазора между связанными проводниками / Р.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, Т.Т. Газизов // Доклады ТУСУР. – 2016. – № 1(19). – С. 79–82.

УДК 621.3712.001.24

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ МИКРОПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ С ЗАЗЕМЛЕННЫМ ПРОВОДНИКОМ СВЕРХУ

Б.Е. Нурхан, магистрант;

И.Е. Сагеева, ассистент, м.н.с. НИЛ «ФИЭМС»

г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, nurkhan.bakhtiyar@mail.ru

Выполнено моделирование микрополосковой линии с заземленным проводником сверху. Вычислены зависимости погонной задержки (τ) и волнового сопротивления (Z) при температуре $T = -50, 25$ и 150 °С. Оценено влияние T на характеристики τ и Z . Приведены относительные модули их отклонений. Наибольшее отклонение для τ достигло 3,23%, а для $Z - 2,92\%$.

Ключевые слова: микрополосковая линия, радиоэлектронная аппаратура, погонная задержка, волновое сопротивление, температура.

В настоящее время с ростом требований к характеристикам радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) возникает необходимость воспроизведения линий передачи (ЛП) со стабильными значениями погонной задержки (τ) и волнового сопротивления (Z), и в целом актуально уменьшение чувствительности электрических характеристик линий к

изменению их физических параметров, геометрических, а также диэлектриков. При этом температура (T) является внешним эксплуатационным фактором, меняющим одновременно все параметры ЛП. В свою очередь, в зависимости от назначения РЭА должна обеспечивать работоспособность в самых различных климатических условиях (тропики, Арктика, космос и др.) [1]. Поэтому одна из важных задач конструирования РЭА состоит в обеспечении стабильности характеристик с учетом правильного теплового режима для каждого элемента конструкции, и тема исследования является актуальной.

В этой связи ранее авторами исследованы влияния T на характеристики τ и Z модифицированных микрополосковых линий (МПЛ): с боковыми заземленными проводниками сверху без учета [2] и с учетом [3] влияний T на относительную диэлектрическую проницаемость подложки (ϵ_r) и с боковыми заземленными проводниками [4]. Однако влияние T на характеристики τ и Z МПЛ с заземленным проводником сверху не выявлено. Поэтому цель данной работы – выполнить такое исследование.

В системе TALGAT [5] построена геометрическая модель поперечного сечения МПЛ с заземленным проводником сверху (рис. 1). Значения ряда параметров выбраны типовыми и не менялись: толщина сигнального и заземленного проводников $t = 18$ мкм, толщина диэлектрической подложки $h=1$ мм, $\epsilon_r=5,6$. Изменяемые параметры: ширина сигнального проводника $w=0,3-1,5$ мм (с шагом 0,3 мм), высота заземленного проводника $h1 = 0,1-0,9$ мм.

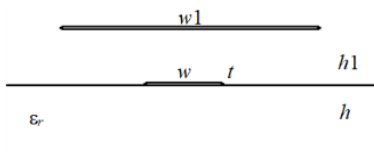


Рис. 1. Поперечное сечение МПЛ с заземленным проводником сверху

Выполнено моделирование влияния T (для $-50, 25$ и 150 °С) на характеристики τ и Z по формулам для расчетов [6] исследуемой линии по температурной модели и тепловым коэффициентам для каждого параметра из [7]. Зависимости τ и Z от $h1$ при разных значениях w и для каждой T представлены на рис. 2. Характерной особенностью зависимостей τ при каждой T является их пересечение между собой при $h1 = 0,55$ мм, а зависимости Z при каждой T монотонно возрастают. Однако с увеличением T значения характеристик τ уменьшаются, а Z – увеличиваются. Так, например, при $h1 = 0,1$ мм и $w = 0,3$ мм значение τ уменьшается с 4,996 нс ($T = -50$ °С) до 4,564 нс ($T = 150$ °С), а Z – увеличивается с 43,378 Ом ($T = -50$ °С) до 44,590 Ом ($T=150$ °С).

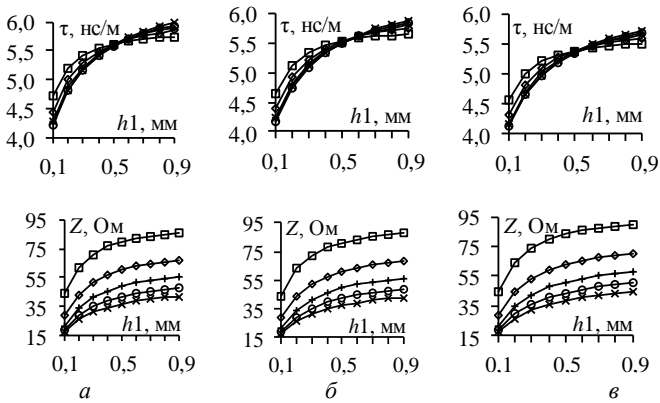


Рис. 2. Зависимости τ и Z от $h1$ при $w = 0,3$ (\square); $0,6$ (\diamond); $0,9$ ($+$); $1,2$ (\circ) и $1,5$ (\times) мм для $T = -50$ (a), 25 ($б$) и 150 ($в$) °C

Влияние T на характеристики линии можно оценить процентным отношением модуля отклонения характеристики к меньшему значению (таблица). Наибольшее отклонение для τ достигло 3,23%, а для Z – 2,92%.

Относительный модуль (%) отклонений для τ и Z

w , мм	T , °C	$h1$, мм			Z		
		0,1	0,5	0,9	0,1	0,5	0,9
0,3	-50	1,02	1,69	1,84	1,12	1,53	1,56
	150	1,72	2,87	3,12	1,96	2,71	2,77
0,6	-50	0,93	1,69	1,86	1,001	1,53	1,59
	150	1,57	2,87	3,15	1,72	2,73	2,84
0,9	-50	0,91	1,71	1,88	0,92	1,54	1,62
	150	1,52	2,88	3,18	1,58	2,73	2,87
1,2	-50	0,95	1,72	1,89	0,91	1,54	1,63
	150	1,59	2,91	3,2	1,56	2,74	2,9
1,5	-50	1,01	1,74	1,91	0,95	1,55	1,64
	150	1,7	2,95	3,23	1,63	2,75	2,92

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России по проекту FEWM-2022-0001.

ЛИТЕРАТУРА

1. Воздействие внешних условий на работоспособность РЭА. – URL: https://sinref.ru/000_uchebniki/04600radio/008_regulirovshik_radioaparaturi_goro_dilin/054.htm (дата обращения: 20.02.2022).

2. Нурхан Б.Е. Влияние температуры на характеристики микрополосковой линии с боковыми заземленными проводниками сверху / Б.Е. Нурхан,

И.Е. Сагиева // Матер. XV Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления». – Томск, Россия, 18–20 ноября, 2020. – Ч. 1. – С. 310–312.

3. Сагиева И.Е. Оценка влияния температуры на характеристики микрополосковой линии с боковыми заземленными проводниками сверху / И.Е. Сагиева, Б.Е. Нурхан // 27-я Междунар. науч.-практ. конф. «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири. СИБРЕСУРС-27–2021». – Томск, Россия, 16 ноября, 2021. – С. 146–151.

4. Нурхан Б.Е. Влияние температуры на характеристики микрополосковой линии с боковыми заземленными проводниками / Б.Е. Нурхан, И.Е. Сагиева // Междунар. науч.-техн. конф. «Электронные средства и системы управления», Томск, Россия, 18–20 ноября, 2020. – Ч. 1. – С. 310–312.

5. Куксенко С.П. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 2(36). – С. 45–50.

6. Сагиева И.Е. Моделирование характеристик микрополосковой линии, покрытой заземленным проводником / И.Е. Сагиева // Научная сессия ТУСУР–2017: матер. междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, посвященной 55-летию ТУСУРа. – Томск, Россия, 10–12 мая, 2017. – Ч. 3. – С. 77–79.

7. Sagiyeva I.Y. The influence of temperature on microstrip transmission line characteristics / I.Y. Sagiyeva, A.V. Nosov, R.S. Surovtsev // 21st International conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices EDM. – Erlagol, Altai, June 29 – July 3, 2020. – P. 191–194.

УДК 621.3712.001.24

ДВУХКАСКАДНЫЙ МОДАЛЬНЫЙ ФИЛЬТР НА ОСНОВЕ МИКРОПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ С ЗАЗЕМЛЕННЫМ ПРОВОДНИКОМ СВЕРХУ

И.Е. Сагиева, ассистент каф. ТУ, м.н.с. НИЛ «ФИЭМС»;

А. Секенова, магистрант каф. ТУ

г. Томск, ТУСУР, aitowaas@mail.ru

Описывается двухкаскадный модальный фильтр (МФ) на основе микрополосковой линии с заземленным проводником сверху. В системе TALGAT построено поперечное сечение линии. Вычислены матрицы погонных коэффициентов электромагнитной и электростатической индукции линии, погонные задержки и временной отклик на воздействие сверхкороткого импульса. Получено его дополнительное ослабление в 2 раза за счет разложения на 4 импульса.

Ключевые слова: микрополосковая линия, модальный фильтр, сверхкороткий импульс, каскадирование.

Микрополосковые линии широко применяются для передачи электрических сигналов и питания к различным элементам цепей. Поэтому для усовершенствования их возможностей они непрерывно модифицируются [1]. В этой связи примечательна микрополосковая линия с заземленным проводником сверху, защищающая от сверхкоротких импульсов [2]. Данная линия обладает свойствами модального фильтра (МФ) [3]. Недостатком линии является малое ослабление СКИ. Поэтому актуально выявить возможности увеличения ослабления СКИ в таком МФ. Это можно сделать, используя каскадное соединение МФ. Примечательно, что из-за соединения пассивного и опорного проводников на концах каскадирование МФ при заданной его общей длине сведется просто к соединению в заданной точке. Цель работы – исследовать эту возможность.

Рассмотрим модификацию МПЛ из [2], отличающуюся тем, что верхний проводник дополнительно соединен с опорным проводником в точке, делящей линию на два отрезка в соотношении длин 1:2. Возможность разложения и увеличения ослабления СКИ можно показать на примере моделирования структуры, поперечное сечение, схема электрическая принципиальная и воздействие которой приведены на рис. 1. Параметры поперечного сечения: $t = 18$ мкм, $h = 1$ мм, $w = 0,9$ мм, $w1 = 1$ мм, $h1 = 0,2$ мм и $\epsilon_r = 4,5$. Параметры схемы электрической принципиальной: общая длина линии $l = 1$ м, $R1 = R2 = 50$ Ом. Верхний проводник соединен на концах и стыке отрезков с опорным. Потери в проводниках и диэлектриках не учитывались.

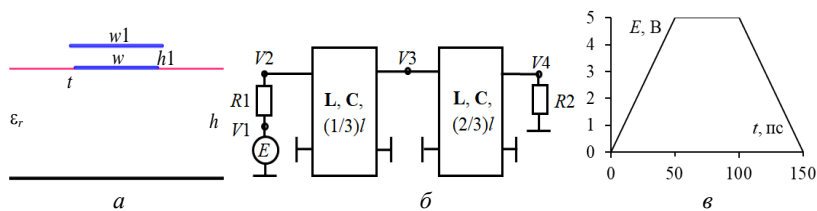


Рис. 1. Поперечное сечение (а), моделируемая схема (б) и форма ЭДС воздействующего СКИ (в) двухкаскадного МФ

Совокупность параметров поперечных сечений определяет матрицы погонных коэффициентов электромагнитной (L) и электростатической (C) индукции линий. Вычисленные в системе TALGAT матрицы L и C :

$$L = \begin{bmatrix} 427,06 & 344,22 \\ 344,22 & 444,63 \end{bmatrix} \text{ нГн/м}; \quad C = \begin{bmatrix} 124,46 & -55,54 \\ -55,54 & 69,78 \end{bmatrix} \text{ пФ/м}.$$

Корень квадратный из собственных значений произведения этих матриц определяет значения погонных задержек мод (τ), распространяющихся в такой линии, как $\tau_1 = 3,42$ нс/м, $\tau_2 = 5,84$ нс/м. Принцип работы МФ: в первом отрезке линии СКИ разлагается на два импульса с меньшей амплитудой, каждый из которых приходит к концу этого отрезка с задержкой, равной погонной задержке соответствующей моды, умноженной на длину отрезка. Каждый из этих двух импульсов, в свою очередь, разлагается во втором отрезке еще на два импульса, каждый из которых приходит к концу второго отрезка с задержкой, равной погонной задержке соответствующей моды, умноженной на длину этого отрезка. В результате форма напряжения на выходе линии представляет собой 4 импульса с интервалом между ними 0,8 нс и равными амплитудами 0,6 В. Это подтверждает вычисленная форма напряжения в узле V4 (рис. 2).

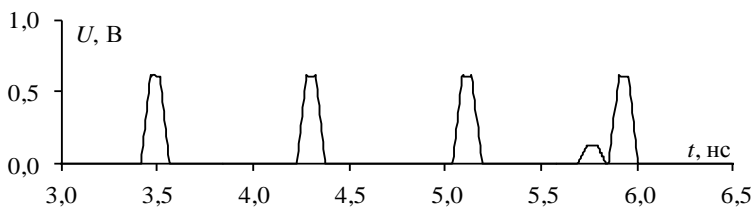


Рис. 2. Форма напряжения в конце двухкаскадного МФ

В итоге показана возможность увеличения ослабления в двухкаскадном МФ в два раза по сравнению с однокаскадным МФ. Это достигается практически без затрат: просто соединением пассивного и опорного проводников в точке, делящей их по длине в соотношении 1:2.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России по проекту FEWM-2022-0001.

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. Патент РФ №2763692. Авторы: Сагиева И., Газизов Т.Р. Микрополосковая линия с заземленным проводником сверху, защищающая от сверхкоротких импульсов. Заявка №2020138861. Приоритет изобретения 27.11.2020. Опубликовано: 30.12.2021, Бюл. № 1.
3. Сагиева И.Е. Модальные фильтры на основе микрополосковой линии с заземленными проводниками сверху / И.Е. Сагиева, Т.Р. Газизов // Дайджесты IEEE XXII Междунар. конф. молодых специалистов в области электронных приборов и материалов (EDM–2021). – Ая, Алтайский край, Россия, 30 июня – 4 июля, 2021. – С. 182–187.

**МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЯ УСТОЙЧИВОСТИ
ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ЭСР**
В.А. Семенюк, студент; М.Е. Комнатнов, доцент каф. ТУ
г. Томск, ТУСУР, semenyuk_va@tu.tusur.ru

Представлена методика по измерению устойчивости интегральных схем при воздействии электростатического разряда. Также предложена система мониторинга, которая позволяет оценить неконтролируемое и непредсказуемое поведение программного обеспечения интегральных схем.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, интегральные схемы, электростатический разряд (ЭСР).

Устойчивость к радиочастотным помехам является важным требованием для электронного оборудования, а именно обеспечение безопасной и надежной работы радиоэлектронного средства (РЭС). Устойчивость сильно связана с восприимчивостью интегральных схем (ИС), работа которых может быть нарушена входящими электромагнитными помехами и электростатическими разрядами (ЭСР). В работе [1] показано влияние воздействия ЭСР на микроконтроллер (МК) посредством проведения экспериментальных и теоретических исследований. Так, ЭСР оказывает существенное влияние на МК и вызывает более 10 видов сбоев, основной причиной которых являются наведённые импульсные сигналы на проводники платы. Следовательно, если во время сбоя ряд данных потерян из-за шумов, вызванных ЭСР, то может произойти зависание, сбой или перезагрузка системы, что потребует вмешательства пользователя для восстановления нормальных системных операций. Если ЭСР попадает на сигнальный вывод интегральной схемы (ИС), помеха может возникнуть в сетях питания ИС [2]. Помехи в цепи питания могут вызвать сбой в работе ИС и искажение данных [3], и эти результаты могут проявляться на программном уровне [4].

Достижение устойчивости РЭС и интегральных схем (ИС) от сбоев в работе, вызванных электростатическим разрядом, является важной целью проектирования. Цель работы – создание методики измерения и анализа воздействия ЭСР на ИС.

ТЕМ-камера представляет собой устройство на основе линии передачи, предназначенное для испытаний ИС на помехоустойчивость [5]. Методика проведения измерения устойчивости ИС представлена на рис. 1.

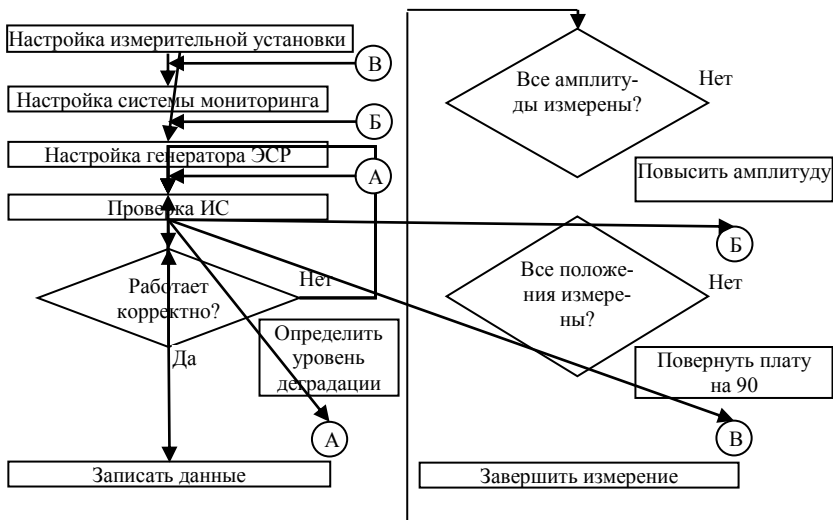


Рис. 1. Методика измерения устойчивости ИС

На рис. 2 представлена схема измерения устойчивости ИС при воздействии ЭСР на центральный проводник ТЕМ-камеры. Схема состоит из источника ЭСР; половины коаксиальной ТЕМ-камеры, которая выступает в качестве адаптера ЭСР; двух аттенуаторов по 20 дБ; ТЕМ-камеры, к которой подключена нагрузка 50 Ом, и ИС, которая помещается внутрь ТЕМ-камеры. Половина коаксиальной камеры служит адаптером между источником ЭСР и ТЕМ-камерой. Система мониторинга состоит из осциллографа и устройств, необходимых для отслеживания состояния ИС. В качестве источника ЭСР используется имитатор ЭСР «ONYX 30», который соответствует стандарту [7].



Рис. 2. Схема измерения устойчивости ИС при воздействии ЭСР

Таким образом, представлена методика для проведения измерений устойчивости ИС к воздействию ЭСР. Основой методики является система мониторинга, которая позволит оценить уровень деградации ИС и искажение данных на программном уровне.

ЛИТЕРАТУРА

1. Zhang X. et al. Study on effect experiment of ESD EMP to single chip microcontroller // IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications. – IEEE, 2005. – Vol. 1. – P. 631–634.
2. Mertens R. et al. Analysis of active-clamp response to power-on ESD: Power supply integrity and performance tradeoffs // IEEE Transactions on Device and Materials Reliability. – 2015. – Vol. 15, No. 3. – P. 263–271.
3. Vora S. et al. Application level investigation of system-level ESD-induced soft failures // 2016 38th Electrical Overstress/Electrostatic Discharge Symposium (EOS/ESD). – IEEE, 2016. – P. 1–10.
4. Maheshwari P. et al. Software-based analysis of the effects of electrostatic discharge on embedded systems // IEEE 35th Annual Computer Software and Applications Conference. – IEEE, 2011. – P. 436–441.
5. International Electrotechnical Commission et al. IEC 62132-2, Measurement of Electromagnetic Immunity. Part 2: Measurement of Radiated Immunity, TEM Cell and Wideband TEM Cell Method. IEC 62132-2. – 2010.
6. International Electrotechnical Commission et al. IEC 62132-2, Measurement of Electromagnetic Immunity. Part 2: Measurement of Radiated Immunity, TEM Cell and Wideband TEM Cell Method. IEC 62132-2. – 2010.
7. ГОСТ Р 51317.4.2–2010 (МЭК 61000-4-2:2008) Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к электростатическим разрядам. Требования и методы испытаний. – 2010. – 26 с/

УДК 621.372.542.29

ЦИФРОВОЙ ФИЛЬТР НА ОСНОВЕ ПРОГРАММИРУЕМОГО ЛОГИЧЕСКОГО КОНТРОЛЛЕРА «ЭЛСИМА М01-24Р»

Т.П. Таджибаев, студент

г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, timur.tadzhibaev.2000@mail.ru

Рассматривается задача создания цифрового фильтра на основе программируемого логического контроллера (ПЛК) «Элсима М01-24Р». Использован цифровой фильтр «скользящее среднее». Получены временные отклики, показывающие эффективность программируемой фильтрации.

Ключевые слова: программируемый фильтр, скользящее среднее.

Цифровая фильтрация является одним из наиболее значимых инструментальных средств цифровой обработки сигналов. Цифровые фильтры способны удовлетворять техническим требованиям, которые чрезвычайно трудно достичь в аналоговом исполнении. В частности, они обладают высокой точностью, стабильностью, гибкостью настройки и легкостью измерения. Программная реализация цифрового фильтра позволяет легко изменить его характеристики [1].

Целью работы является создание цифрового фильтра ПЛК «Элсима М01-24Р». Для программной реализации необходимо написать код в среде программирования «CoDeSyS» на языке «ST» [2]. Характеристиками цифрового фильтра являются импульсная, амплитудная и фазочастотная.

Основной принцип работы фильтра «скользящего среднего» заключается в усреднении отсчетных значений сигнала, взятых фильтром, и скольжение по всей форме сигнала (рис. 1). Выходной сигнал $y(n)$ вычисляется по формуле [3]

$$y(n) = \frac{1}{N-1} \sum_{i=0}^N x(n-i),$$

где N – количество взятых отсчетов, $x(n)$ – входной сигнал.

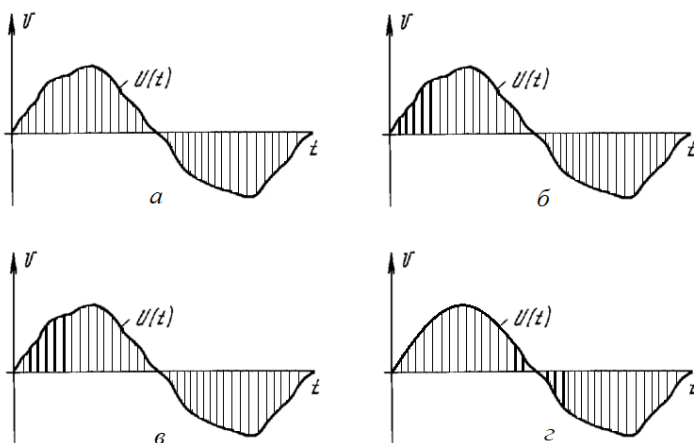


Рис. 1. Формы сигналов, характеризующие принцип работы фильтра «скользящего среднего»

Для создания цифрового фильтра программным способом необходимо принять зашумленный сигнал, создать алгоритм цифрового фильтра и записать полученные результаты в отдельный файл (рис. 2, а), на основе которого можно построить график.

Зашумленный сигнал поступает с источника питания на аналоговый вход ПЛК, затем сигнал попадает на аналого-цифровой преобразователь (АЦП), который преобразует аналоговый сигнал в цифровые отсчеты. После этого цифровые отсчеты поступают в процессор, в котором происходит фильтрация по предварительно составленному для процессора алгоритму. Затем пишется программа для записи всех полученных результатов в отдельный файл (рис. 2, б).

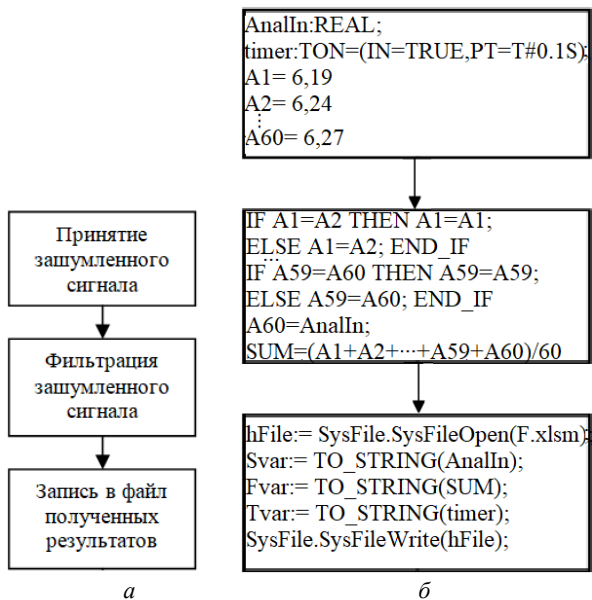


Рис. 2. Структурный алгоритм создания цифрового фильтра (а); алгоритм программной реализации цифрового фильтра (б)

После реализации цифрового фильтра и записи данных в файл можно построить график, на котором будет показан зашумленный сигнал (шум), отфильтрованный сигнал (фильтр) и измеренный сигнал (рис. 3).

Проведено исследование уровня сигнала напряжением 6,2 В с предельным отклонением $\pm 0,0001$ В. Визуально на графике видно сглаживание формы сигнала после фильтрации. Однако у этого фильтра есть недостатки. В результате фильтрации произошло смещение фазы сигнала? приблизительно равное 97° . Причиной смещения сигнала является задержка фильтра. Более эффективную фильтрацию зашумленного сигнала можно получить при увеличении количества отсчетов, которые задаются в коде фильтра, но при этом увеличивается задержка. Таким образом, с помощью программной реализации фильтра «скользящего среднего» можно получить качественный отфильтрованный сигнал, необходимый для обеспечения стабильной работы электронного оборудования.

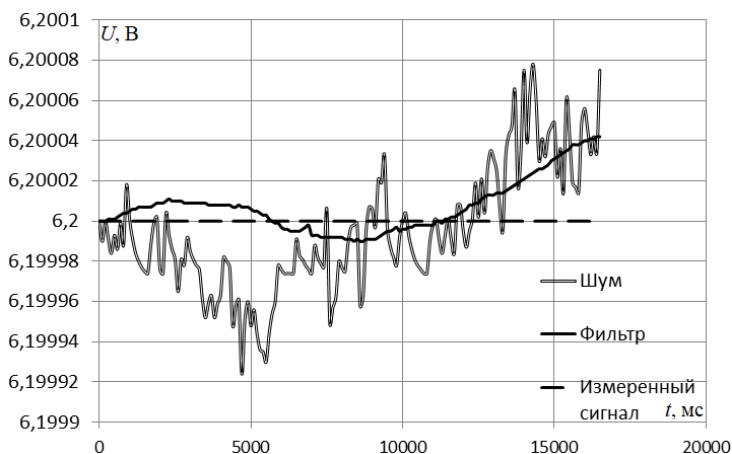


Рис. 3. Временной отклик сигнала

ЛИТЕРАТУРА

1. Петров И.В. Программируемые контроллеры. Стандартные языки и приемы прикладного проектирования: метод. пособие / под ред. В.П. Дьяконова. – М.: СОЛОН-Пресс, 2004. – 253 с.
2. Контроллер программируемый логический Элсима: руководство по эксплуатации. – АО «ЭлеСи», 2019. – 275 с.
3. Рекурсивный фильтр скользящего среднего [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://habr.com>

УДК 62-368

УСТРОЙСТВО УПРАВЛЕНИЯ МЕХАНИЗМОМ ДВЕРИ КЛИМАТИЧЕСКОЙ ЭКРАНИРОВАННОЙ ТЕМ-КАМЕРЫ

К.Н. Абрамова, Т.И. Третьяков, П.А. Попов, студенты

Научный руководитель М.Е. Комнатнов, доцент каф. ТУ, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, akn@tu.tusur.ru

Разработан узел управления механизмом двери климатической экранированной ТЕМ-камеры. Он контролирует шаговые двигатели, позволяющие открыть и закрыть дверь климатической экранированной камеры.

Ключевые слова: климатическая экранированная камера, шаговые двигатели, драйвер, управление двигателями, микроконтроллер.

Проведение испытаний радиоэлектронных средств (РЭС) на совместные климатические и электромагнитные воздействия позволяет

приблизиться к реальным условиям эксплуатации РЭС. Также возможно определить наиболее чувствительные компоненты и осуществить оценку их устойчивости к внешнему электромагнитному полю при заданных климатических воздействиях.

Для проведения таких испытаний разрабатывается климатическая экранированная ТЕМ-камера (КЭК). Съемный испытательный стол, на который помещается исследуемый объект, расположен на внутренней стороне автоматизированной двери КЭК. При закрытии двери она поднимается по направляющим и осуществляется ввод исследуемого объекта внутрь ТЕМ-камеры. В закрытом положении дверь находится в крайне верхнем положении, а исследуемый объект термоизолирован от внешней окружающей обстановки, а также имеет достаточное для проведения измерения значение эффективности экранирования [1]. Автоматическое открытие и закрытие двери в КЭК исключает участие в этом процессе человека, что при должной калибровке позволяет минимизировать вероятность возникновения ситуаций, влияющих на корректность результатов испытаний. Для управления четырьмя шаговыми двигателями (ШД), отвечающими за подъем и опускание двери, используется устройство управления подъемного механизма двери КЭК.

Цель работы – разработать узел устройства управления подъемного механизма двери КЭК.

Основой устройства является микроконтроллер (МК) ATmega 328. Посредством интерфейсов связи данный МК передает информацию и принимает команды от платы управления КЭК [2]. Для управления ШД используется драйвер ТМС2130-LA. Этот драйвер измеряет нагрузки на валу двигателя, поэтому отпадает необходимость в концевых датчиках. Также данный драйвер имеет ряд возможностей, таких как снижение шума и плавная работа ШД.

Структурная схема управления подъемного механизма двери КЭК показана на рис. 1, она содержит МК, четыре драйвера ТМС2130-LA и четыре ШД.

Связь драйверов с МК реализуется посредством интерфейса SPI. Управление ШД осуществляется через четыре драйвера ТМС2130-LA. В случае неисправности одного или нескольких драйверов данный вариант схемы позволяет сделать замену компонента без необходимости замены всей платы. Кроме того, плата имеет возможность изменения конфигурации для подключения аналогичных драйверов.

На базе структурной схемы разработан макет устройства управления подъемного механизма двери КЭК и проведен ряд исследований режимов работы данного устройства. Для управления драйверами выбрана аппаратно-программная платформа Arduino UNO.

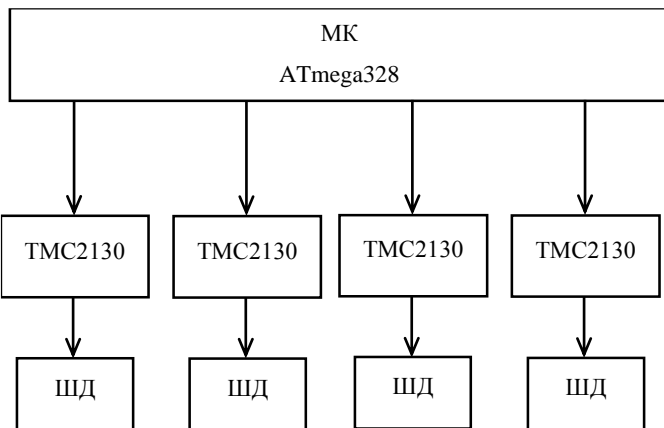


Рис. 1. Структурная схема узла управления подъемного механизма двери КЭК

Функциональность драйвера TMC2130-LA позволяет осуществлять программную настройку рабочего тока в диапазоне от 0 до 2 А при наличии охлаждающего радиатора на корпусе контроллера. Для используемых ШД значение рабочего тока установлено равным 0,7 А согласно рекомендациям производителя. Значение напряжения электропитания ШД принято 12 В, а напряжения электропитания узлов управления – 5 В. Режим работы драйвера был выбран исходя из соображений увеличения скорости подъема, крутящего момента двигателя и корректности работы программной реализации концевых датчиков.

Результаты тестирования подтвердили полную работоспособность схемы устройства, а именно закрытие и открытие двери, и корректную работу программной реализации концевого датчика. Разработана печатная плата (рис. 2) узла управления дверью КЭК.

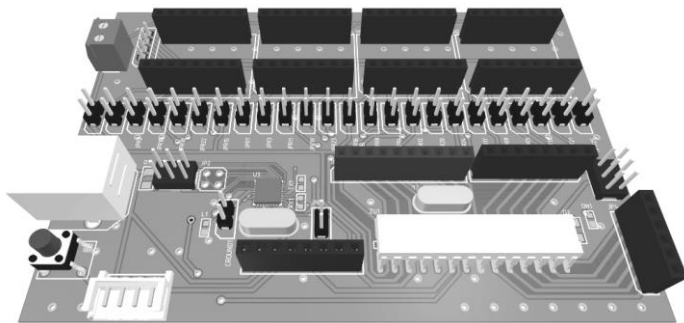


Рис. 2. Трёхмерная модель печатной платы узла управления дверью КЭК

Таким образом, разработан узел управления механизмом двери КЭЖ, позволяющий автоматизированно с минимальным шумом и временем работы её открыть или закрыть без участия человека.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 19-79-10162) в ТУСУРе.

ЛИТЕРАТУРА

1. Комнатнов М.Е. Камера для совместных климатических и электромагнитных испытаний электронных компонентов / М.Е. Комнатнов, Т.Р. Газизов // Техника радиосвязи. – 2014. – Т. 23, № 3. – С. 84–91.

2. Третьяков Т.И. Усовершенствование платы управления климатической экранированной ТЕМ-камеры / Т.И. Третьяков, П.А. Попов, А.А. Собко, М.Е. Комнатнов // Матер. междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2021». – Томск, 2021. – Ч. 1. – С. 229–231.

УДК 621.391.825

АНАЛИЗ ЧЕТЫРЕХСЛОЙНОГО ЗЕРКАЛЬНО-СИММЕТРИЧНОГО МОДАЛЬНОГО ФИЛЬТРА В СИНФАЗНОМ И ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОМ РЕЖИМАХ

С.В. Власов, студент

*Научный руководитель Е.С. Жечев, ассистент каф. ТУ
г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, Lukashinka12@gmail.com*

Выполнен анализ конструкции зеркально-симметричного модального фильтра. С помощью квазистатического подхода получены временные отклики для синфазного и дифференциального режимов включения. Выявлено, что исследуемая структура раскладывает сверхкороткий импульс на два импульса меньшей амплитуды в обоих режимах.

Ключевые слова: модальная фильтрация, помехозащитные устройства, квазистатическое моделирование, коэффициент передачи, дифференциальный режим, синфазный режим.

Современная радиоэлектронная аппаратура (РЭА) становится более восприимчивой к электромагнитным помехам из-за уменьшения размеров компонентов и увеличения плотности монтажа [1]. Особую опасность представляет сверхкороткий импульс (СКИ), способный обходить традиционные системы защиты. Для защиты от СКИ применяются устройства на основе технологии модальной фильтрации, в частности, модальные фильтры (МФ) [2]. Существует ряд подходов и методов, используемых для улучшения параметров МФ [3, 4]. Однако они обладают недостатками (низкая радиационная стойкость, малый

срок службы, отказ в работе при высоких напряжениях, недостаточное быстродействие и т.д.), ограничивающими область их применения. Ранее [5] анализировался зеркально-симметричный модальный фильтр (ЗС МФ), но он не исследовался для синфазных и дифференциальных режимов включения. Цель данной работы – выполнить такое исследование. Поперечное сечения ЗСМФ представлено на рис. 1.

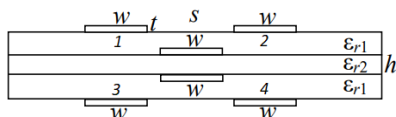


Рис. 1. Поперечное сечение ЗС МФ [5]

На рис. 2 представлены эквивалентные схемы ЗС МФ для синфазного и дифференциального режимов включения. Для моделирования использовалась система Advanced Design System (ADS).

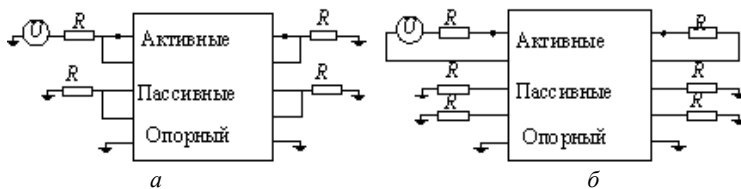


Рис. 2. Эквивалентные схемы включения ЗСМФ для синфазного (а) и дифференциального (б) режимов включения

Значения сопротивления R равно 50 Ом (см. рис. 2), а длина линии ЗС МФ принята 1 м. В качестве воздействующего импульса использовался СКИ с параметрами: амплитуда 1 В, длительности фронта, спада и плоской вершины – 0,1 пс. Геометрические параметры структуры: $s = 700$ мкм, $w = 1000$ мкм, $t = 35$ мкм, $h = 920$ мкм. При моделировании с потерями были учтены потери в диэлектрике с тангенсом диэлектрических потерь 0,025, а также потери в проводниках. Временные отклики для синфазного и дифференциального режимов представлены на рис. 3.

Из результатов моделирования без учета потерь видно, что для синфазного режима включения амплитуда сигналов составляет 244 и 221 мВ, а для дифференциального – 172 и 183 мВ. Время прихода первого и второго импульса для синфазного режима составляет 5,96 и 6,34 нс, а для дифференциального – 5,16 и 5,61 нс. Следовательно, разница задержек между первым и вторым импульсами для синфазного режима включения составляет 380 пс, а для дифференциального – 450 пс.

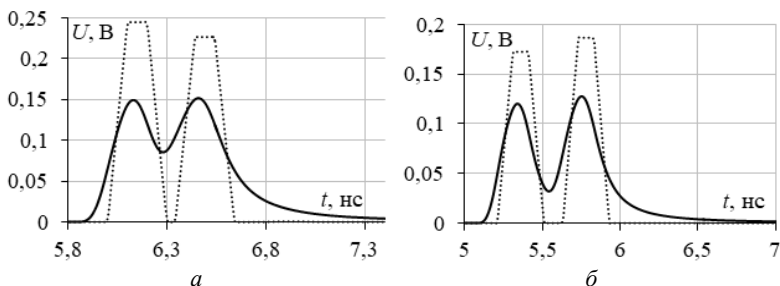


Рис. 3. Временные отклики для синфазного (а) и дифференциального (б) режимов включения ЗС МФ с учетом (—) и без учета (---) потерь

Из результатов моделирования с учетом потерь видно, что для синфазного режима амплитуда импульсов составляет 145 и 148 мВ, а для дифференциального – 117 и 125 мВ. Время прихода первого и второго импульсов для синфазного режима включения составляет 5,86 и 6,27 нс, а для дифференциального – 5,08 и 5,51 нс. Следовательно, разница задержек между первым и вторым импульсом для синфазного режима включения составляет 410 пс, а для дифференциального – 430 пс.

Таким образом, выполнено моделирование в системе ADS для синфазного и дифференциального режимов включения ЗС МФ. Получены временные отклики на воздействие СКИ, а также рассчитана разница задержек импульсов разложения.

Исследование выполнено при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (проект FEWM-2022-0001).

ЛИТЕРАТУРА

1. Study and classification of potential IEMI sources / N. Mora, F. Vega, G. Lugrin, F. Rachidi, M. Rubinstein. // System and assessment notes. – 2014. – Vol. 41.
2. Gazizov A.T. UWB pulse decomposition in simple printed structures / A.T. Gazizov, A.M. Zabolotsky, T.R. Gazizov // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2016. – Vol. 58, No. 4. – P. 1136–1142.
3. Заболоцкий А.М. Использование зеркальной симметрии для совершенствования модальной фильтрации // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 2(36). – С. 41–44.
4. Zhechev Y.S. A modal filter with a parallel oscillatory circuit in a passive conductor / Y.S. Zhechev, V.P. Kosteletskii // TUSUR Scientific Session: Collection of selected papers – 2020. – No. 1-2. – P. 323–326.
5. Экспериментальные исследования зеркально-симметричного модального фильтра во временной и частотной областях / Е.С. Жечев, Е.Б. Черникова, А.О. Белоусов, Т.Р. Газизов // Системы управления, связи и безопасности. – 2019. – № 2. – С. 162–179.

РАЗРАБОТКА ФУНКЦИОНАЛА ИМПОРТА ПРОИЗВОЛЬНЫХ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ СТРУКТУР В СИСТЕМЕ TALGAT

К.Е. Зиновьев, студент;

А.А. Квасников, А. Алхадж Хасан, аспиранты

Научный руководитель С.П. Куксенко, проф. каф. ТУ, д.т.н.

Проект ГПО ТУ-1502. Вычислительная ЭМС

г. Томск, ТУСУР, каф. АСУ, konstantin.zinovevv@gmail.com

Разработан функционал с пользовательским интерфейсом для импорта трехмерных моделей в систему TALGAT. Выполнено его тестирование на примере расчета диаграммы направленности рупорной антенны.

Ключевые слова: TALGAT, программное обеспечение, электромагнитная совместимость, радиоэлектронные средства, триангуляция, пользовательский интерфейс, система автоматизированного проектирования.

Импортозамещение и разработка отечественного программного обеспечения (ПО) крайне важны. Особенно актуальна разработка ПО, применяемого в сферах, имеющих приоритетные направления, например систем автоматизированного проектирования, использующихся для моделирования и проектирования радиоэлектронных средств (РЭС) для решения задач электромагнитной совместимости.

К одной из таких систем относится система TALGAT [1]. Она разрабатывается с 2002 г. и применяется не только в научной деятельности, но и в образовательном процессе, что способствует эффективному развитию системы за счёт апробации её новых возможностей аспирантами и студентами. В ходе этого выявлена необходимость доработки существующего пользовательского интерфейса системы с целью сделать её более интуитивно понятной и удобной. Так, в настоящий момент построение геометрических моделей элементов РЭС довольно сложно и требует знания языков системы TALGAT (Python и TALGAT_Script), применение которых необходимо для полноценной работы в программе, в том числе построения структур и задания параметров расчёта. Кроме того, отсутствует возможность импорта геометрии структур, сохранённых в форматах, не поддерживаемых системой (.off, .step). Между тем это сдерживает использование TALGAT. Цель данной работы – представить результаты разработки функционала импорта файлов геометрии структур и соответствующего пользовательского интерфейса.

В системе TALGAT (в модуле MOMW) разработана функция, позволяющая импортировать данные любой геометрии модели из

.step-файла. На рис. 1 в виде блок-схемы представлен алгоритм реализованного функционала.

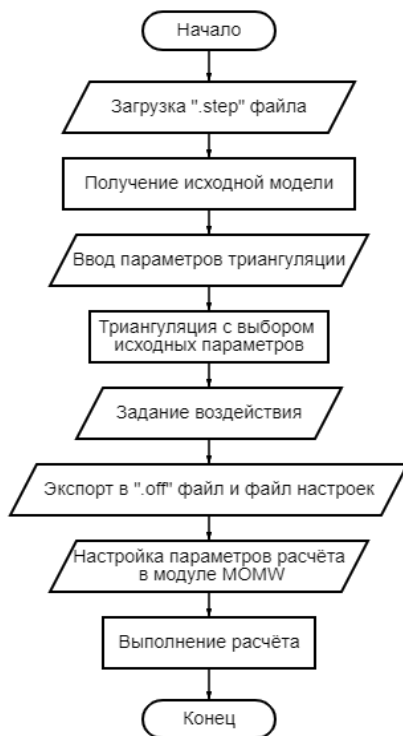


Рис. 1. Блок-схема функционала импорта

Так, вначале выполняется загрузка .step-файла в TALGAT. Затем с помощью функционала библиотеки OpenCascade производится начальная триангуляция геометрии, после чего пользователь должен ввести параметры (частота, допустимый угол для треугольников, длина ребра) триангуляции, на основании которых выполняется её уточнение.

На следующем этапе происходит выбор ребра для задания входного воздействия. Затем система автоматически генерирует выходной .off-файл, содержащий информацию о координатах точек структуры и список точек, образующих треугольники. Также сохраняется файл настроек, содержащий координаты отрезка воздействия и путь к выходному .off-файлу. Далее с помощью ранее разработанного интерфейса пользователя (рис. 2) [2], а также выходных файлов, полученных на предыдущих этапах, производится настройка необходимых

параметров для построения эквивалентной структуры, стороны треугольников которых заменены на отрезки провода. После этого выполняется расчёт требуемых характеристик моделируемых структур и отображение результатов расчёта.

К одной из трудностей, возникших в ходе разработки, относится проблема наложения рёбер треугольников друг на друга. Данная проблема решена с помощью разработанного алгоритма для устранения повторяющихся рёбер. Для проверки работоспособности функционала выполнено моделирование рупорной антенны, геометрическая модель которой представлена на рис. 3, *а*. Сначала, используя код на Python, построена структура (из рис. 3, *а*) в системе TALGAT и получена её эквивалентная проводно-сеточная структура (рис. 3, *б*). После этого получена её диаграмма направленности (ДН) на частоте 3 ГГц.

Затем с помощью разработанного функционала построена структура с такими же параметрами (рис. 3, *в*) и получена её ДН для сравнения с предыдущими результатами, полученными без использования функционала на рис. 4. Видно, что ДН близки. Максимальное различие составляет 10%. Это подтверждает, что применение данной функции удобно для моделирования.

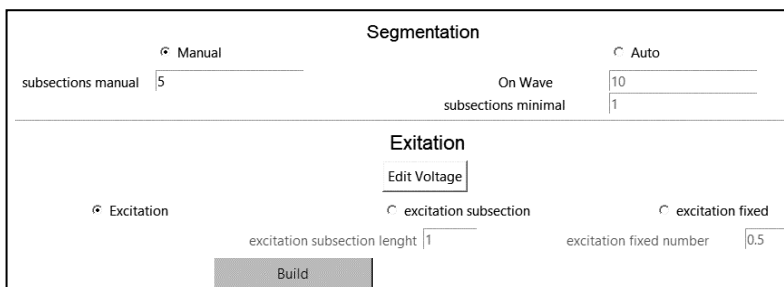


Рис. 2. Пользовательский интерфейс с выбором воздействия и сегментации структуры и с выбором параметров расчета

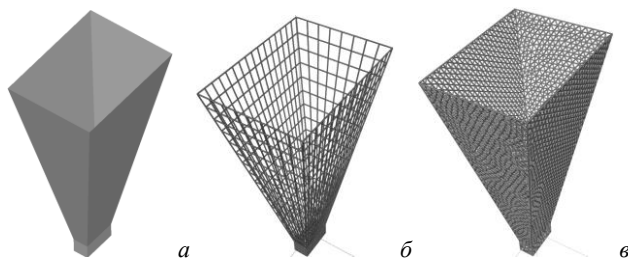


Рис. 3. Геометрическая модель рупорной антенны (*а*), проводно-сеточная модель (*б*), триангулированная модель (*в*)

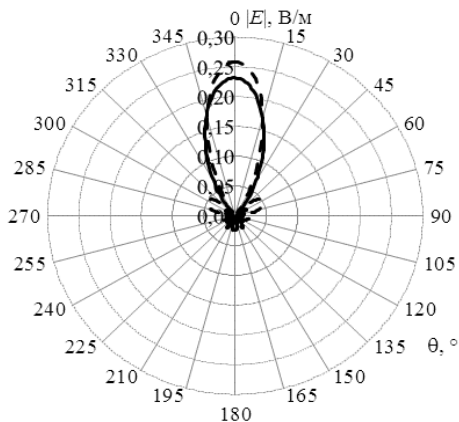


Рис. 4. Сравнение ДН, полученных с помощью разработанного функционала (—) и без него (---)

Таким образом, продемонстрирован результат разработки функционала импорта файлов геометрии структур и соответствующего пользовательского интерфейса. В дальнейшем планируются расширения функциональных возможностей и совершенствование интерфейса пользователя.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России по проекту FEWM-2022-0001.

ЛИТЕРАТУРА

1. Куксенко С.П. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 2(36). – С. 45–50.
2. Зиновьев К.Е. Графический интерфейс для расчёта характеристик антенн при проводно-сеточной аппроксимации в системе TALGAT / К.Е. Зиновьев, А.А. Квасников, А. Алхадж Хасан // Матер. докладов XVII Междунар. науч.-практ. конф.: в 2 ч. – Ч. 2. – Томск: В-Спектр, 2021. – С. 11–12.

ПОДСЕКЦИЯ 2.7

СВЕТОДИОДЫ И СВЕТОТЕХНИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА

*Председатель – Туев В.И., зав. каф. РЭТЭМ, проф., д.т.н.;
зам. председателя – Солдаткин В.С., доцент каф. РЭТЭМ, к.т.н.*

УДК 621.327.2

МОДЕЛЬ СВЕТОДИОДНОГО МОДУЛЯ С КРИСТАЛЛАМИ WICOP

С.А. Афанасенко, студент;

К.Н. Афонин, ст. преп. каф. РЭТЭМ, к.т.н.

*Научный руководитель В.И. Туев, проф. каф. РЭТЭМ, д.т.н.
г. Томск, ТУСУР, savely.afanasenko@yandex.com*

Описаны конструкция модели светодиодного модуля и результаты расчёта стационарного теплового поля, выполненные в программном комплексе ANSYS. В конструкцию модели входят кристаллы, изготовленные по технологии WICOP. Для сравнения результатов теплового расчёта построена модель аналогичного светодиодного модуля, сконструированного по технологии COB.

Ключевые слова: 3D-модель, твердотельное моделирование, метод конечных элементов, светодиодный модуль, кристаллы WICOP, ANSYS, Filament.

Современные светодиодные лампы обладают рядом проблем, приводящих к снижению срока службы и световых характеристик ламп. В частности, не до конца решена проблема отвода тепла от светодиодных модулей. Широкое распространение получила конструкция светодиодной лампы под названием «Filament» из-за своих преимуществ перед лампами со светодиодами в SMD-корпусе [1]. Однако в части обеспечения эффективного теплоотвода проблемы решены неокончательно. Светодиодные модули в лампе типа «Filament» выполнены по технологии COB (рис. 1, а). Кристаллы синего света свечения располагаются на основании модуля, электрические контакты последовательно соединяются проволокой и всё основание покрывается люминофорной композицией.

Технология WICOP. В настоящей работе предлагается использовать для светодиодного модуля кристаллы, изготовленные по технологии WICOP. Такие кристаллы обладают контактными площадками

ми, расположенными с одной стороны, и люминофорным слоем, нанесённым на остальные стороны кристалла (рис. 1, б) [2].

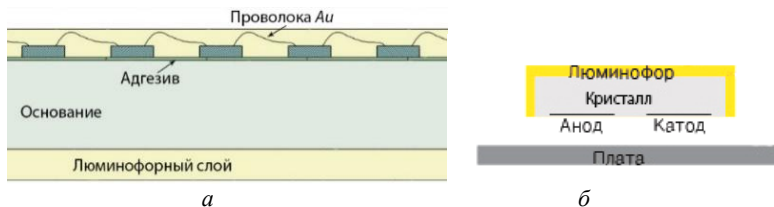


Рис. 1. Светодиодный модуль, изготовленный по технологии COB (а), кристалл, изготовленный по технологии WICOP (б)

Использование кристаллов, изготовленных по технологии WICOP, позволяет избавиться от:

- люминофорного слоя, покрывающего всё основание светодиодного модуля и имеющего низкий коэффициент теплопроводности ($0,15 \text{ Вт}/(\text{м}\cdot\text{К})$);

- части технологических операций в производстве светодиодного модуля – приготовление люминофорной композиции, нанесение люминофорного слоя, сушка люминофорной композиции;

- тонких ($15\text{--}50 \text{ мкм}$) золотых проводников при коммутации кристалла с контактами печатной платы, что увеличивает механическую стойкость изделия. Также расположение электрических контактов позволяет использовать материалы с большей теплопроводностью, чем у применяемого в данный момент диэлектрического клея (около $1,5 \text{ Вт}/(\text{м}\cdot\text{К})$).

Таким образом, целью данной работы является определение возможностей применения описанных выше кристаллов в конструкции светодиодного модуля типа «Filament».

Среда разработки. Для создания модели светодиодного модуля выбран универсальный программный комплекс, включающий модуль анализа по методу конечных элементов (МКЭ), «ANSYS», который позволяет решать задачи теплообмена и рассчитывать тепловые поля в стационарном тепловом режиме. Модуль теплового анализа конструкций позволяет учитывать конвекцию, излучение и передачу тепла, теплопроводность между соприкасающимися телами.

Моделирование и тепловой расчёт. В конструкции светодиодного модуля использованы кристаллы WICOP фирмы «Seoul Semiconductor», лидера в производстве кристаллов по данной технологии. Модель предлагаемого светодиодного модуля построена по параметрам кристаллов, приведённым на сайте производителя, с учётом КПД 50%. Для сравнения результатов теплового расчёта построена модель аналогичного светодиодного модуля, сконструированного

по технологии COB (табл. 1). В конструкциях двух моделей использовано одинаковое основание с размерами 40×1,5×1 мм.

Таблица 1

Параметры светодиодных модулей

Параметр	Значение (COB)	Значение (WICOP)
Кол-во кристаллов	28 шт.	4 шт.
Мощность	0,75 Вт	0,47 Вт
Световой поток	105 лм	112 лм

Каждому элементу модели заданы значения коэффициентов теплопроводностей (χ) материалов, из которых они изготовлены. Значения взяты из справочных данных [3, 4] и сведены в табл. 2.

Таблица 2

Коэффициенты теплопроводностей материалов

Компонент модуля	Материал/марка	χ , Вт/(м·К)
Основание	Сталь	60
Клей	Dow Corning ¹	1,7
	Namics ²	75
Люминофорная композиция	Силиконовый эластомер – основа	0,15
Кристалл	InGaN/GaN	40

¹ материал для конструкции модуля по технологии COB;

² материал для конструкции модуля по технологии WICOP.

Тепловой расчёт стационарного теплового поля проводился с учётом конвекции (при стандартных атмосферных условиях) и излучения. Результаты теплового расчёта приведены на рис. 2. Значения температур указаны на цветовой шкале в градусах Цельсия.

Закключение. В результате выполненных моделирования и теплового расчёта конструкций светодиодного модуля получены следующие значения максимальных температур:

- 1) 191 °С для конструкции, изготовленной по технологии COB;
- 2) 208 °С для конструкции с применением технологии WICOP.

Максимальная температура модулей, сконструированных по технологии COB, 191 °С, что приведёт к перегреву при их функционировании на открытом воздухе.

Однако в конструкции светодиодной лампы типа «Filament» для снижения температуры используется инертный и более теплопроводящий газ гелий, из-за чего температура светодиодных модулей в лампе ниже полученной (около 110–120 °С). Максимальная температура модулей с новым типом кристаллов выше на 17 °С и скорее всего

будет выше и в конструкции лампы с учётом теплопроводящего газа. Поэтому использование кристаллов данного типа нецелесообразно без изменения конструкции светодиодного модуля.

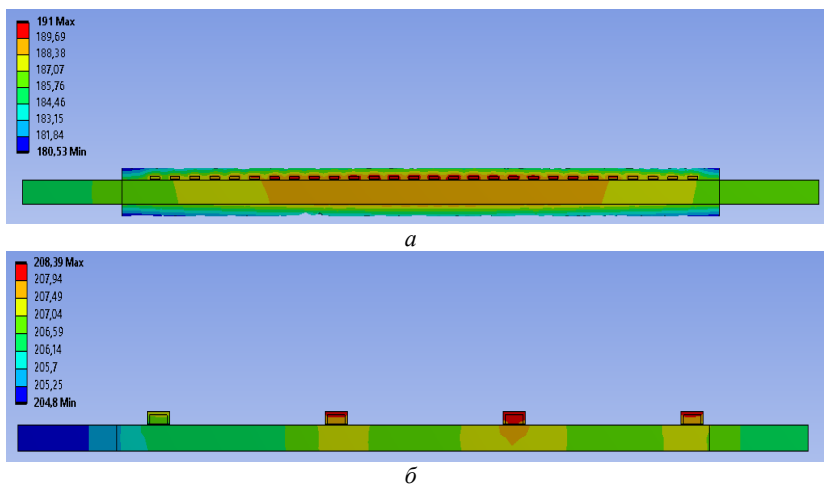


Рис. 2. Результаты теплового расчёта для конструкций модуля по технологии COB (а) и WICOP (б)

ЛИТЕРАТУРА

1. Афонин К.Н. Тепловые проблемы светодиодных ламп типа «filament» // Электронные средства и системы управления: матер. докл. XVII Междунар. науч.-практ. конф. (17–19 ноября 2021 г.): в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2021. – С. 275–278.
2. WICOP2 – революционная технология бескорпусных светодиодов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.lumen2b.ru/wicop2>, свободный (дата обращения: 08.03.2022).
3. Физические величины: справ. / А.П. Бабичев, Н.А. Бабушкина, А.М. Братковский и др.; под ред. И.С. Григорьева, Е.З. Мейлихова. – М.: Энергоатомиздат, 1991. – 1232 с.
4. Sichel E. Thermal Conductivity of GaN, 25-360 K / E. Sichel, J. Pankove // J. Phys. Chem. Solids. – 1977. – Vol. 38, No. 3. – P. 330–330.

УДК: 628.9:636.5.6

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ УЛЬТРАФИОЛЕТОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ В КАЧЕСТВЕ ПРЕДПОСЕВНОЙ ОБРАБОТКИ СЕМЯН КАК СОВРЕМЕННЫЙ СПОСОБ УВЕЛИЧЕНИЯ УРОЖАЙНОСТИ

А.А. Сайнакова, Н.С. Дикова, Е.Р. Курылова, студентки

*Научные руководители: В.С. Солдаткин, доцент каф. РЭТЭМ, к.т.н.;
Е.Г. Незнамова, доцент каф. РЭТЭМ, к.т.н.*

*Проект ГПО РЭТЭМ-2004. Управление органолептическими свойствами и жизненным состоянием растений посредством использования искусственного облучения различного спектрального состава
г. Томск, ТУСУР, каф. РЭТЭМ*

Установлено, что повышение всхожести семян фасоли наблюдается при облучении семян кварцевой лампой в течение 5 мин на расстоянии 15 см.

Ключевые слова: зеленые технологии, ультрафиолетовое излучение, всхожесть семян, обработка семян, фасоль.

На данный момент в современном мире экономические интересы имеют приоритет над экологическими. Рассматриваются различные способы сохранения экологии и сохранения качества продуктов, употребляемых в пищу. Одна из мер – внедрение «зеленых» технологий, т.е. технологий, производственные процессы и цепочки поставок которых являются экологически безвредными либо менее вредными по сравнению с традиционными способами производства. Ультрафиолетовое облучение семян является наиболее доступным и экологически безопасным для населения способом увеличения урожайности.

На территории нашей страны преобладает смешанный тип климата с большим сезонным перепадом температур, что мешает круглогодичному выращиванию растений. Большую часть России занимают площади Сибири и Якутии, что располагаются в зоне резко континентального климата. В данных областях продолжительность светового дня невелика, что делает процесс выращивания растений более трудоемким. Внедрение зеленых технологий в такую отрасль, как сельское хозяйство, является наиболее перспективным в экономическом плане. Увеличение ассортимента чистой фермерской продукции будет стимулировать население к ведению здорового образа жизни [1]. Именно поэтому изучение влияния ультрафиолетового излучения на рост и развитие фасоли является актуальной темой.

Целью данной статьи является изучение ультрафиолетового излучения как современный способ увеличения урожайности. Для достижения поставленной цели был проведен эксперимент по выращиванию фасоли с использованием предпосевного облучения семян.

Методика исследования. Для проведения исследования была использована кварцевая лампа ОУФК-01 с длиной волны 230–400 нм оптической мощностью 500 мВт [2]. Длительное воздействие такого спектра излучения приводит к гибели или заболеваниям растений. При кратковременных облучениях, до 20–30 мин, наблюдается усиление роста различных видов сельскохозяйственных культур [3].

Обработка семян в течение 10 мин увеличивало силу начального роста и лабораторную всхожесть. Средняя длина ростков и корней были лучше при облучении в течение 5 мин [4]. Увеличение энергии прорастания наблюдается при 15-минутном воздействии [5].

Для исследования были выбраны семена зеленой кустовой фасоли сорта «Черный опал», агрофирмы «Семена Алтая» ГОСТ 32592–2013 (рис. 1). При посадке семян средний размер составлял 14 мм. При прорастании семя набухло и средний размер составляет 20 мм.



Рис. 1. Семена фасоли под микроскопом

При предпосевной обработке использовалась кварцевая лампа для облучения семян на расстоянии 15 см. Семена были разделены на четыре группы и пророщены в одинаковых лабораторных условиях, но с разной долей предпосевной обработки. По анализу литературных данных были выбраны следующие режимы для проведения экспериментальных исследований:

№ 1 – контрольная группа семян фасоли (10 шт.), не подвергающаяся предпосевной ультрафиолетовой обработке.

№ 2 – группа семян фасоли (5 шт.), облученных ОУФК-01 на расстоянии 15 см 5 мин.

№ 3 – группа семян фасоли (5 шт.), облученных ОУФК-01 на расстоянии 15 см 10 мин.

№ 4 – группа семян фасоли (5 шт.), облученных ОУФК-01 на расстоянии 15 см 15 мин.

Экспериментальная часть. Результаты экспериментов приведены в таблице.

Результаты эксперимента

Наименование параметра	Значение параметра			
	№ 1	№ 2	№ 3	№ 4
Всхожесть, %	80	100	80	60
Высота, мм	max 57, min 9	max 45, min 24	max 30, min 21	max 55, min 15

Спустя неделю (7 дней), семена фасоли проросли. Из эксперимента под ультрафиолетовым излучением можно сделать вывод: при продолжительном облучении семян всхожесть уменьшается. Прорастание семян при облучении мало зависит от длины проростка.

Заключение. В результате данной работы был выявлен оптимальный режим предпосевной обработки семян фасоли. Установлено, что при облучении кварцевой лампой семян наилучшее прорастание наблюдается при 5 мин на расстоянии 15 см. Худшие результаты дал эксперимент № 4 при 15-минутном облучении.

ЛИТЕРАТУРА

1. Официальный сайт «LEDsMagazine» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.ledsmagazine.com/blogs/article/14038790/balance-taste-nutrition-and-crop-yield-with-uv-light-exposure> (дата обращения: 06.03.2021).
2. Тудупова Д.Б. Влияние дозы ультрафиолетового облучения на всхожесть семян травянистых растений / Д.Б. Тудупова, В.С. Солдаткин, А.О. Шардина // Электронные средства и системы управления: матер. докладов междунар. науч.-практ. конф. – 2020. – Ч. 1. – С. 246–247.
3. Бартош А. Особенности выбора ультрафиолетовых ламп для выращивания растений и их использования [Электронный ресурс]: Лампа Эксперт. – URL: <https://lampaexpert.ru/vidy-i-tipy-lamp/kvartsevye-i-ultrafioletovye/uf-lampa-dla-rastenij> (дата обращения: 06.03.2022).
4. Курылева А.Г., Кондатьяева Н.П. Эффектность ультрафиолетового облучения семян зерновых культур [Электронный ресурс]: Киберленинка. – URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/effektivnost-ultrafioletovogo-oblucheniya-semyan-zernovyh-kultur/viewer> (дата обращения: 06.03.2022).
5. Тудупова Д.Б. Использование УФ-излучения в качестве предпосевной обработки семян льна для выращивания в домашних условиях / Д.Б. Тудупова, А.О. Шардина, В.С. Солдаткин // Роль аграрной науки в устойчивом развитии сельских территорий: сб. V Всерос. (национальной) науч. конф., Новосибирск, 18 декабря 2020 г. – Новосибирск: Изд. центр Новосиб. гос. аграр. ун-та «Золотой колос», 2020. – С. 335–339.

СВЕТОДИОДНЫЙ СВЕТИЛЬНИК ДЛЯ ОВОЩЕВОДСТВА В ПРОМЫШЛЕННЫХ ТЕПЛИЧНЫХ ХОЗЯЙСТВАХ

Д.А. Полторацкий, Д.В. Былков, А.В. Ильчук

г. Томск, АО «Физтех-Энерго», prototype103faza@gmail.com

Приведены результаты сравнительной оценки характеристик светодиодных светильников для овощеводства серии Diora Quadro Prom Agro различных модификаций и газоразрядной натриевой лампы высокого давления Philips серии GAN Electronic 1000 Вт, получивших широкое распространение в промышленных теплицах 4-го поколения. Установлено, что квантовая эффективность «Diora Quadro Prom Agro» на 28% выше, чем у GAN Electronic 1000 Вт.

Ключевые слова: светодиодный светильник для овощеводства, газоразрядные источники излучения, спектр излучения, поток фото-синтетически активной радиации, квантовая эффективность.

Целью работы является модернизация и создание конкурентоспособного светодиодного облучательного прибора для промышленных теплиц.

Задачами работы являются:

– Анализ существующих технических решений облучательных приборов, предназначенных для овощеводства в промышленных тепличных хозяйствах.

– Сравнительная оценка квантовой эффективности газоразрядных и полупроводниковых облучательных приборов для овощеводства в промышленных тепличных хозяйствах.

– Модернизация облучательного прибора на основе светодиодов для овощеводства в промышленных тепличных хозяйствах.

Известно, что оптическое излучение с длинами волн в диапазоне (350–800) нм оказывает наибольшее влияние на фотосинтетический аппарат растения, такое излучение называется фотосинтетически активной радиацией (ФАР). В работах К.Д. McCree описаны исследования влияния оптического излучения различного спектрального состава на 22 вида растений, в результате данной работы установлена характерная зависимость влияния света на фотосинтетические процессы растений [1]. В работах Н.Н. Протасовой описаны результаты влияния облучённости на урожайность растений. Оптимальный уровень облучённости для тепличных культур растений находится в диапазоне 80–200 мкмоль/с·м² [2]. Такие значения облучённости в теплицах могут обеспечить только искусственные источники излучения. В работе А.Н. Яковлева по изучению влияния светодиодного спектра на растения показаны результаты воздействия полупроводниковых источни-

ков излучения на «Battler greenhouse tomato», «April greenhouse cucumber» и «Moscow greenhouse lettuce». Результаты исследований показали, что для серийного производства целесообразно применять полупроводниковые облучатели на основе светодиодов белого и красного цветов свечения. Установлено, что для каждой культуры растений нужен свой спектр оптического облучения [3]. В работе Е.Г. Незнамовой и В.С. Солдаткина приведены результаты воздействия полупроводниковых источников излучения на культуры огурца «Партнер F1». Для исследований применялись четыре полупроводниковых источника излучения. Установлено, что раннее развитие вегетативных органов на генеративной стадии у растений наблюдалось при воздействии полупроводниковых источников, излучающих оптический спектр с повышенными в красной и синей области составляющими. Лучшее состояние вегетационных органов на генеративной стадии наблюдалось при воздействии полупроводниковых источников белого цвета свечения [4].

Для проведения исследований выбраны светодиодные облучательные приборы «Dioga Prom Quadro Agro» [5] и «GAN Electronic 1000 Вт» [6], так как данные модели отвечают требованиям ГОСТ Р 57671–2017.

Выбраны три модификации светодиодных облучательных приборов «Dioga Prom Quadro Agro»:

– образец № 1 – светодиоды Samsung «LM301H EVO Mint White» [7], 82% мощности светильника и светодиоды красного цвета свечения OSRAM «OSLON Square Hyper Red» [8] с длиной волны 665 нм, 18% мощности светильника;

– образец № 2 – светодиоды Seoul Semiconductor «STW7C12C-E0» с коррелированной цветовой температурой 5700 К и индексом цветопередачи 70+, 80% мощности светильника и светодиоды красного цвета свечения OSRAM «OSLON Square Hyper Red» с длиной волны 665 нм, 20% мощности светильника;

– образец № 3 – светодиоды «HHH Ultra effect» с коррелированной цветовой температурой 5000 К и индексом цветопередачи 70+, 80% мощности светильника и светодиоды красного цвета свечения Prolight «PK2N-4LME-HSDL» с длиной волны 670 нм, 20% мощности светильника.

Измерения спектральных характеристик проводились с помощью спектрометра UPRtek [9]. Измеряли световой поток при помощи гониофотометра [10]. Полученные результаты светового потока перевели в энергетические. Перевод осуществляли в программе Matchad 14 по формуле (1):

$$F_{\text{ФАР}} = \int_{350}^{800} \frac{E_{\lambda} \cdot \lambda}{h \cdot c \cdot N_A} d\lambda, \quad (1)$$

где $F_{\text{ФАР}}$ – фотосинтетический поток фотонов, мкмоль/с; E_{λ} – спектральная плотность распределения энергии излучения прибора, Дж/нм; λ – длина волны, нм; h – постоянная Планка; c – скорость света; N_A – число Авогадро [11].

Расчёт квантовой эффективности излучателей в области ФАР производился по формуле (2):

$$\eta_{\text{ф}} = \frac{F_{\text{ФАР}}}{P}, \quad (2)$$

где $\eta_{\text{ф}}$ – эффективность прибора в области ФАР, мкмоль/Дж; $F_{\text{ФАР}}$ – фотосинтетический поток фотонов, мкмоль/с; P – потребляемая прибором мощность, Вт [12].

Все измерения проводились при температуре окружающей среды 23 ± 5 °С.

Сравнение оптических и электрических параметров образцов облучательных приборов на основе светодиодов приведены в табл. 1.

Таблица 1

Сравнение технических параметров светильников

Параметр	№ 1	№ 2	№ 3
Угол раскрытия потока излучения, град.	116×116	116×116	119×119
Цветовая температура, К	7500	4700	4600
Индекс цветопередачи	70	82	79
Стоимость всех светодиодов в светильнике, руб.	5240	3810	2100
Потребляемая мощность с учётом ИП, Вт	199	200	199
Энергетический поток, Вт	123	114	110
Световой поток, лм	35350	32830	32360
Поток ФАР, мкмоль/с	551	537	520
Квантовая эффективность, мкмоль/Дж	2,77	2,68	2,62

Из табл. 1 видно, что наибольшим значением квантовой эффективности обладает образец № 1, он выбран для сравнения с газоразрядным излучателем. Сравнение фотометрических и электрических параметров полупроводникового излучателя, пересчёт его значения на аналогичную мощность с газоразрядной лампой «GAN Electronic 1000 Вт» приведены в табл. 2.

На рис. 1 приведены спектры излучения и кривая сила света «Dioga Quadro Prom Agro» и «GAN Electronic 1000 Вт с натриевой лампой высокого давления Philips соответственно.

**Сравнение технических параметров «Diora Quadro Prom Agro»
и «GAN Electronic 1000 Вт»**

Параметр	№ 1	Пересчёт	GAN 1000
Угол раскрытия потока излучения, град	116×116	116×116	136×109
Цветовая температура, К	7500	7500	1990
Индекс цветопередачи	70	70	46
Потребляемая мощность с учётом ИП, Вт	199	1000	1037
Энергетический поток, Вт	123	615	403
Световой поток, лм	35350	176750	128500
Поток ФАР, мкмоль/с	551	2755	2077
Квантовая эффективность, мкмоль/Дж	2,77	2,77	2

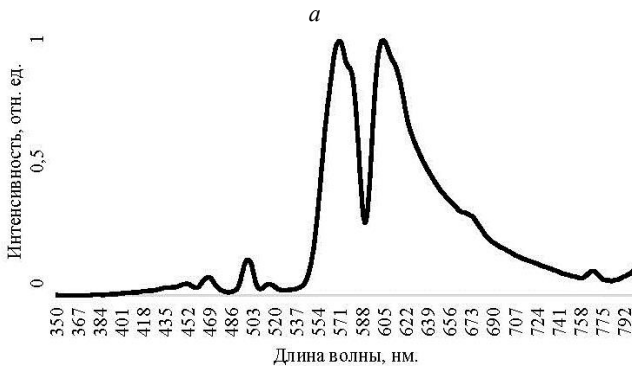
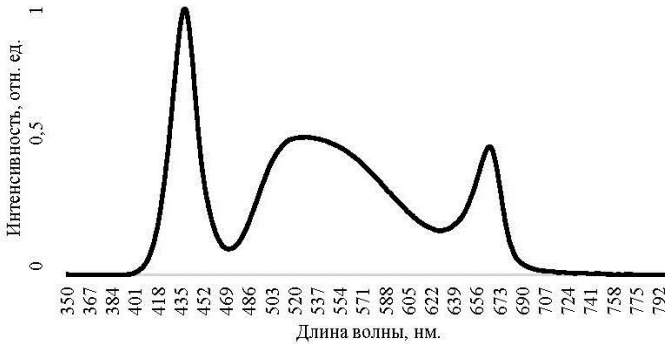


Рис. 1. Спектры излучения: а – «Diora Quadro Prom Agro»; б – ДНАТ

По результатам измерений фотометрических и электрических характеристик установлено, что наибольшей эффективностью среди

образцов «Diora Quadro Prom Agro» обладает образец № 1, его квантовая эффективность составила 2,77 мкмоль/Дж.

Данная работа является продолжением работы [13]. В результате сравнения характеристик светодиодного излучателя модели «Diora Quadro Prom Agro» и газоразрядного излучателя «GAN Electronic 1000 Вт» квантовая эффективность «Diora Quadro Prom Agro» на 28% выше, чем у «GAN Electronic 1000 Вт с натриевой лампой высокого давления Philips». Установлено, что наибольшей эффективностью обладает модернизированный вариант «Diora Quadro Prom Agro», содержащий светодиоды Samsung LM301H EVO Mint White с КЦТ 6500 К, в количестве 82% от общего, а также 18% светодиодов красного цвета свечения Osram Oslon Hyper Red с длиной волны 660 нм.

ЛИТЕРАТУРА

1. McCree K.J. Action Spectrum, Absorptance and Quantum Yield of Photosynthesis in Crop Plants // *Agricultural Meteorology*. – 1972. – No. 9. – P. 191–216.
2. Протасова Н.Н. Светокультура как способ выявления потенциальной продуктивности растений // *Физиология растений*. – 1987. – Т. 34, вып. 4. – С. 812–822.
3. Yakovlev A.N., Korepanov V.I., Turanov S.B., Buzmakova D.A., Grechikina T.V. Evaluation of the effect of led irradiator spectral content on the development of greenhouse plants // *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*. – 2016. – No. 156. – P. 012045.
4. Neznamova E.G., Soldatkin V.S., Timoshenko P.V., Tuev V.I., Khomaykov A.J. The use of energy-efficient sources while growing a small quantity of the cucumber under the artificial lighting agricultural ecosystem // *IOP Conf. Series: Earth and Environmental Science*. – 2019. – No. 224. – P. 012048.
5. Официальный сайт «Diora» АО «Физтех-Энерго» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://diora.pro> (дата обращения: 05.03.2022).
6. Официальный сайт «Gavita Horticultural Lighting» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://gavita.com/horti/ru/> (дата обращения: 05.03.2022).
7. Официальный сайт «Samsung» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.samsung.com/led/lighting/mid-power-leds/3030-leds/lm301b/> (дата обращения: 05.03.2022).
8. Официальный сайт «Osram». [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.osram.com> (дата обращения: 05.03.2022).
9. Официальный сайт «UPRtek» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.uprtek.com/ru> (дата обращения: 05.03.2022).
10. Описание типа средства измерения. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://all-pribors.ru> (дата обращения: 05.03.2022).
11. Боос Г.В., Прикупец Л.Б. Стандартизация светотехнических приборов и установок для теплиц // *Светотехника*. – 2017. – № 6. – С. 69–74.

12. ГОСТ Р 57671–2017. Приборы облучательные со светодиодными источниками света для теплиц. Общие технические условия. – М.: Стандартинформ, 2017.

13. Полторацкий Д.А., Солдаткин В.С., Туранов С.Б., Былков Д.В. Светодиодный светильник для овощеводства в условиях защищённого грунта // Пища. Экология. Качество: тр. XVIII Междунар. науч.-практ. конф., Краснообск, 18–19 ноября 2021 г. / под ред. О.К. Мотовилова, К.Я. Мотовилова. – Краснообск, 2021. – С. 491–497.

УДК 628.9

СВЕТОДИОДНЫЕ СВЕТИЛЬНИКИ С ИК-ОБОГРЕВАТЕЛЕМ

Е.В. Шнайдер, студент каф. РЭТЭМ

*Научный руководитель В.С. Солдаткин, доцент каф. РЭТЭМ
г. Томск, ТУСУР, soldatkinvs@main.tusur.ru.*

Излагаются результаты проектирования светодиодного светильника с инфракрасным (ИК) обогревателем. Целью работы является создание светодиодного светильника с инфракрасным ИК-обогревателем.

Ключевые слова: светодиоды, светильник, ИК-обогреватель, светодиоды, устройство управления, освещённость рабочего места.

В работе предложены конструкторское решение и расчеты для создания светодиодного светильника. Проблема обогрева и освещения рабочего места и пространства является очень актуальной, особенно на территории РФ. Для освещения помещений предпочтения отдают светодиодным светильникам, так как светодиоды белого цвета свечения обладают рядом преимуществ в сравнении с другими источниками света, одним из которых являются массогабаритные показатели, за счёт которых можно конструировать осветительные приборы различного дизайна [1]. В настоящее время ряд владельцев помещений офисного и торгового назначения предпочитают применять автономных причин: одна – это обеспечение полной независимости от городской отопительной инфраструктуры. Вторая – это экономия. Существует ряд способов организации отопления в помещении, отдельно следует выделить инфракрасные (ИК) обогреватели [2]. Именно создание комбинированного осветительного прибора со встроенным ИК-обогревателем позволит повысить энергоэффективность систем освещения и отопления офисного помещения, а также уменьшить общую площадь осветительных коммуникаций и систем отопления, что благоприятно скажется на экономичности содержания офисного помещения.

Согласно СТО.69159079-05–2020 «Приборы осветительные светодиодные. Требования к комфортной световой среде», комфортная световая среда обеспечивается рядом характеристик, таких как освещённость, яркость, цвет излучения, яркостным и цветовым контрастами, благодаря которым обеспечивается визуальный комфорт [3]. В свою очередь, визуальный комфорт – это реакция (субъективная), связанная с количеством и качеством света, в том числе распределением света в пространстве в данный момент времени, не вызывающая «чрезмерное» зрительное напряжение. Визуальный комфорт определяется рядом критериев, эти критерии основаны на среднем уровне освещённости в пространстве, а также это баланс контрастов, цветовая температура и характер бликов. Адаптивная система управления искусственным освещением – это система управления осветительными приборами, позволяющая в автоматическом режиме обеспечивать регулировку параметров, таких как световой поток в зависимости от внешних факторов, например: естественная освещённость, характер выполняемых работ в рабочей зоне, цветовая температура и характер бликов.

Рабочее место должно освещаться цветовой температурой максимально приближенной к цвету естественного освещения примерно от 2200 до 5000 К. Также стоит отметить, что освещение в помещениях связано с циркадным ритмом человека [4]. К циркадным ритмам человека относят колебания интенсивности циклической формы различных биологических процессов, в зависимости от смены дня и ночи. Периодом циркадных ритмов является 24 ч [5].

Наиболее действенным внешним сигналом является свет, который обеспечивает цикл 24 ч. Воздействие света в утреннее время способствует опережению циклического ритма и более раннему просыпанию, а в вечернее время – к замедлению ритма и более позднему засыпанию.

Для достижения поставленной цели были проведён анализ современных потолочных систем и изучены их характеристик. Также изучив характеристики подходящих светодиодов, было проведено вычисление и рассчитано минимальное количество светодиодов, а также выбран вариант расположения всех элементов конструкции.

Подвесив прототип устройства на высоте 3 м от рабочей поверхности, нами были получены следующие экспериментальные данные: световой поток холодной и тёплой светодиодной линейки

$$\Phi_{\text{х}} = 1043 \text{ лм}, \quad \Phi_{\text{т}} = 910 \text{ лм}.$$

освещённость рабочей поверхности:

$$E = 300 \text{ лк}.$$

Выбранный инфракрасный обогреватель имеет следующие технические характеристики:

- потребляемая мощность инфракрасного светильника – 600 Вт;
- напряжение питания – 220 В;
- габаритные показатели 885×40×130 мм;
- масса устройства – 2,2 кг.

Температура обогрева рабочего места будет регулироваться с помощью приложения на мобильном телефоне. По санитарным нормам на рабочем месте температура должна быть примерно 22–24 градуса тепла в зимнее время [6, 7].

Вывод. Выбрана конструкция светодиодного светильника со встроенным ИК-обогревателем, рассчитаны световой поток светильника и его освещенность, также выбран ИК-обогреватель для обогрева рабочей зоны. Далее планируется проводить испытание собранного прототипа и выбрать режимы работы ИК-обогревателя, а также проработать конструкцию светильника, чтобы нагрев ИК-обогревателя не оказывал негативное влияние на светодиоды в светильнике.

ЛИТЕРАТУРА

1. Вилисов А., Калугин К., Солдаткин В., Перминова Е. Белые светодиоды // Полупроводниковая светотехника. – 2012. – Т. 4, № 18. – С. 14–17.
2. Ануфриенко О.С., Долгов Д.Г. Проект системы отопления производственного помещения на основе инфракрасных обогревателей на стадии постановки задачи // Современные технологии в мировом научном пространстве: сб. ст. междунар. науч.-практ. конф., 25 мая 2017 г., г. Пермь: в 6 ч. – Уфа: АЭТЕРНА, 2017. – Ч. 3. – С. 55–61.
3. Требование к комфортной световой среде [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.russia-led-ssl.ru/wp-content/uploads/2020/11/%D0%A1%D0%A2%D0%9E_69159079-05.pdf (дата обращения: 01.03.2022).
4. Офисное освещение [Электронный ресурс]. – Режим доступа: освещение в офисах (дата обращения: 01.03.2022).
5. Циркадные ритмы [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://atlas.ru/blog/kak-pochinit-svoi-biologhichieskiie-chasy-chtoby-khorosho-spat-i-vysupatsia/> (дата обращения: 02.03.2022).
6. Нормативные и гигиенические требования к рабочему месту в офисах и других организациях [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.officemag.ru/info/guide/index.php?ID=13902518> (дата обращения: 02.03.2022).
7. Шнайдер Е.В., Егорова Е.Л., Фам М.Х., Мазейна А.А., Стасенко Ю.И. Светодиодные светильники специального назначения с ИК-обогревателем // Сб. избран. ст. научной сессии ТУСУР, Томск, 19–21 мая 2021 г.: в 3 ч. – Томск: В-Спектр, 2021. – Ч. 2. – С. 106–108 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://storage.tusur.ru/files/146545/2021-izb-2.pdf>

ИНТЕРНЕТ ВЕЩЕЙ КАК СПОСОБ УПРАВЛЕНИЯ СВЕТОДИОДНЫМИ ИСТОЧНИКАМИ СВЕТА

*Ю.И. Стасенко, А.А. Максименко, Д.Б. Тудупова, студенты
Научный руководитель В.С. Солдаткин, доцент каф. РЭТЭМ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, yura-stas@mail.ru*

Раскрыты преимущества использования интернета вещей в качестве средства управления светодиодами источниками света. Описаны пути, выбранные для реализации технологии интернета вещей в светодиодных источниках света. Приведён пример использования HTTP протокола для управления светодиодной лентой. Проведён аналитический обзор для формирования основных требований к системе управления светодиодами источниками света [1–4].

Ключевые слова: интернет вещей, светодиодные источники света, архитектурное освещение.

Термин «интернет вещей» существует уже несколько десятилетий, но наиболее интенсивное развитие данной технологии началось совсем недавно, так как встраивание в технику устройств для взаимодействия с интернетом не давало никаких явных преимуществ, а также вело к значительному росту цен на продукцию. Благодаря современным технологиям интернет вещей стал более доступным рядовому пользователю, а также значительно расширил функциональные возможности техники.

Одна из возможностей, которую предоставляет интернет вещей – это удалённое управление устройствами с помощью веб-приложений, установленных на смартфоне или же персональном компьютере.

Архитектурное освещение массово используется в городских центрах, между тем рынок архитектурного освещения в частном секторе только развивается. Это связано со сложностью и большой стоимостью технологии управления освещением. Для управления светом используется сложное дорогостоящее оборудование, для освоения которого требуется масса времени и сил, вследствие чего приходится обращаться к специалистам, что делает освещение ещё дороже [5]. Использование технологии интернета вещей для управления освещением поможет решить эту задачу.

Основным элементом управления был выбран Wi-Fi-модуль ESP8266. Это относительно недорогой и компактный модуль, обладающий достаточно большим функционалом для управления светодиодами источниками света. Внешний вид модуля приведён на рис. 1.

Данный модуль может работать в двух режимах. В режиме точки доступа управляющие устройства, например смартфон, подключаются

непосредственно к устройству, дальность передачи в таком режиме составляет 400 м. В режиме клиента модуль и управляющее устройство подключаются к одному маршрутизатору, это более удобный способ подключения, так как для управления не нужно отключаться от общей интернет-сети, дальность связи в данном случае определяет маршрутизатор. Схематически режимы работы устройства показаны на рис. 2.

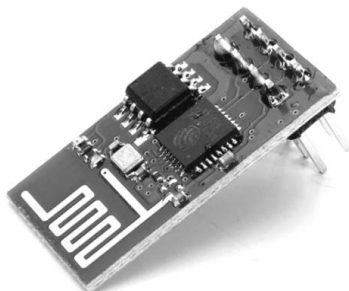


Рис. 1. Внешний вид ESP8266

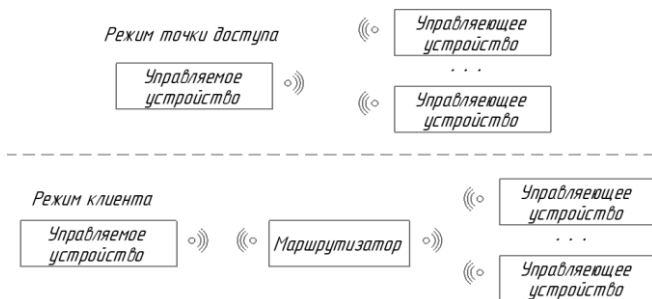


Рис. 2. Режимы работы модуля ESP8266

Для управления устройством было принято решение использовать HTTP-протокол. В таком случае управление происходит посредством веб-страницы, которая «зашита» непосредственно в Wi-Fi-модуль. В таком случае ESP8266 выступает в роли небольшого локального сервера, это позволяет управлять источником света с любого устройства, на котором установлен браузер, без установки стороннего программного обеспечения. Внешний вид веб-интерфейса на примере устройства управления светодиодной лентой приведён на рис. 3.

Описанные основные преимущества используются в интернете вещей для управления светодиодными источниками света, данное решение является весьма экономичным и удобным в использовании не только для специалистов, но и для рядовых пользователей.

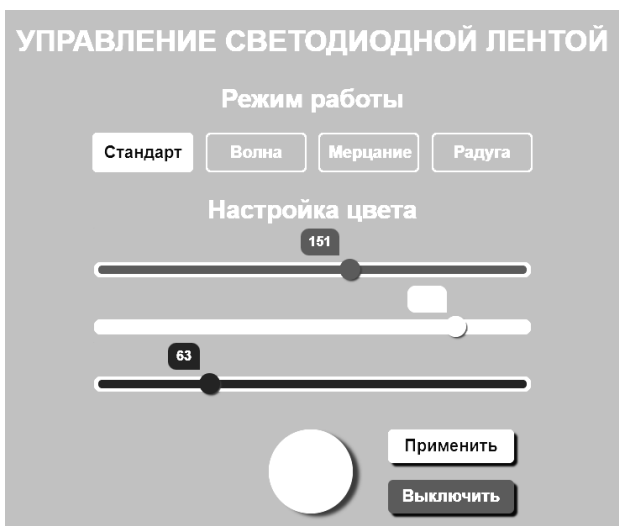


Рис. 3. Веб-интерфейс для управления светодиодной лентой

ЛИТЕРАТУРА

1. Вилисов А.А., Дохтуров В.В., Тепляков К.В., Солдаткин В.С. Индикаторные светодиоды для поверхностного монтажа // Полупроводниковая светотехника. – 2011. – Т. 5, № 13. – С. 50–51.
2. Управление освещением в теплице / Ю.И. Стасенко, С.А. Романенко, П.А. Миненко и др. // Актуальные проблемы физической и функциональной электроники: матер. 24-й Всерос. молодежной науч. конф., Ульяновск, 26–28 октября 2021 г. – Ульяновск: Ульян. гос. техн. ун-т, 2021. – С. 226–227.
3. Патент № 2634493 С. Российская Федерация, МПК H05B 37/02. Схема подключения светодиодного светового прибора в сеть переменного тока: № 2016109678: заявл. 17.03.2016; опубл. 31.10.2017 / В.И. Туев, С.П. Шкарупо, А.Ю. Олисовец и др.; заявитель ФГБОУ ВПО «ТГУСУР».
4. Испытание низковольтной светодиодной лампы на основе светодиодных излучающих элементов / К.Н. Афонин, А.Ю. Олисовец, Ю.В. Ряполова, В.С. Солдаткин // Электронные средства и системы управления: матер. докладов междунар. науч.-практ. конф. – 2017. – № 1-1. – С. 273–276.
5. Стасенко Ю.И. Разработка комбинированного светодиодного светильника для общего и архитектурного динамического освещения / Ю.И. Стасенко, Е.В. Шнайдер, В.С. Солдаткин // Электронные средства и системы управления: матер. докладов междунар. науч.-практ. конф. – 2020. – Ч. 1. – С. 234–236.

КОНСТРУКЦИЯ УСТРОЙСТВА ДЛЯ УФ-ОБЕЗЗАРАЖИВАНИЯ ВОДЫ

Л.Ш. Юлдашова, студентка

*Научный руководитель В.С. Солдаткин, доцент каф. РЭТЭМ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. РЭТЭМ, lola.yuldashova2000@gmail.com*

Представлены конструкция устройства для дезинфекции воды с помощью УФ-диодов с длиной волны 275 нм, а также анализ и выбор материалов и комплектующих.

Ключевые слова: устройство для дезинфекции, УФ-диод, микроорганизмы.

В программе КОМПАС-3D был смоделирован макет устройства для обеззараживания воды ультрафиолетовым излучением (рис. 1), представляющий собой кольцо из теплопроводящего материала (например, алюминия, меди, теплопроводящей керамики), во внутренней части которого расположены четыре УФ-диода (с длиной волны 275 нм со следующими характеристиками: значение прямого тока ($I_{пр}$) 0,2 А, значение прямого напряжения ($U_{пр}$) 6 В, значение потока излучения (P_e) 0,03 Вт), механически связанные с теплопроводящим кольцом (например, методом пайки, приклеивания, ввинчивания), электрические соединения УФ-диодов не связаны с теплопроводящим кольцом, УФ-диоды электрически соединены между собой последовательно-параллельно, и электрические соединения герметично защищены от попадания воды.

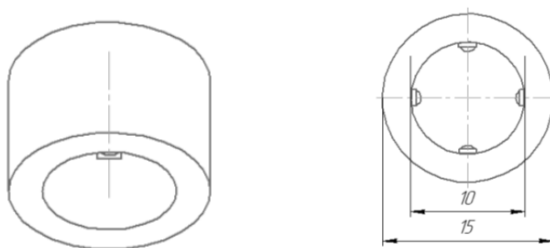


Рис. 1. Макет устройства для обеззараживания воды

Из таких устройств, в зависимости от требований по производительности, можно изготавливать устройства для обеззараживания воды УФ-излучением (рис. 2), содержащие герметичный корпус в форме трубы (1), в отверстие с клапаном (2) поступает вода, в корпусе на опорах размещён реактор (3) для обеззараживания воды из теплопроводящего материала (например, алюминия, меди, теплопроводящей

керамики), содержащий по меньшей мере один УФ-диод (4) излучающий в диапазоне оптического спектра (265–275) нм поток бактерицидного излучения не менее 700 мВт на теплопроводящей подложке, механически связанной с корпусом реактора (например, методом пайки, приклеивания, ввинчивания), фотодатчик (5), измеряющий спектральную характеристику в видимой области оптического диапазона, в реакторе герметично закреплена труба из кварцевого стекла (6), внутри которой протекает вода, труба из кварцевого стекла отделяет УФ-диоды и фотодатчик от воды. УФ-диод, фотодатчик электрически соединены с блоком питания и управления (7) и электронасосом (8), установленным в отверстие реактора для вывода воды.

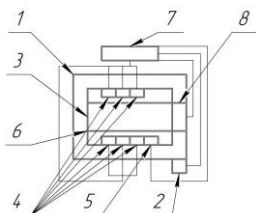
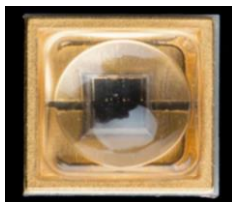


Рис. 2. Схематический вид конструкции устройства для обеззараживания воды ультрафиолетовым излучением: 1 – герметичный корпус, 2 – клапан для ввода воды, 3 – реактор, 4 – УФ-диод, 5 – фотодатчик, 6 – труба из кварцевого стекла, 7 – блок питания и управления, 8 – электронасос

Известно, что все микроорганизмы имеют спектры флуоресценции в видимой области оптического диапазона при воздействии на них УФ-излучения. Обеззараживание воды проводится до тех пор, пока блок управления при помощи фотодатчика не зафиксирует отсутствие спектров излучения, отличных от спектров излучения УФ-диодов. После обеззараживания блок управления включает электронасос для вывода обеззараженной воды.

Для безопасности устройства для обеззараживания воды УФ-излучением с жидкостным охлаждением УФ-диодов должны обеспечивать дозу облучения не менее 25 мДж/см².

В ходе исследований и поисков подходящих диодов был выбран диод с соответствующими характеристиками (рис. 3).



Размеры корпуса:	4.5*4.5 мм
Длина волны:	275 нм
Ток:	200 мА
Мощность:	30 мВт
Напряжение:	6 В
Угол излучения:	150°

Рис. 3. Выбранный для исследований УФ-светодиод 275 нм и его характеристики

ЛИТЕРАТУРА

1. Maclean M., MacGregor S.J., Anderson J.G., Woolsey G. Inactivation of Bacterial Pathogens following Exposure to Light from a 405-Nanometer Light-Emitting Diode Array // Applied and environmental microbiology. – 2009. – Vol. 75, No. 7. – P. 1932–1937 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://storage.tusur.ru/files/133547/essu-19-part-2new.pdf> (дата обращения: 25.11.2021).
2. Device for water disinfection by ultraviolet radiation / V. Soldatkin, L. Yuldashova, A. Shardina et al. // 7th International Congress on Energy Fluxes and Radiation Effects (EFRE 2020), Virtual, Tomsk, Russia, 14–26.09.2020. – Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2020. – P. 870–873. DOI: 10.1109/EFRE47760.2020.9242002.
3. Проектирование устройства подготовки питьевой воды на основе ультрафиолетовых диодов / В.С. Солдаткин, Т.С. Михальченко, А.О. Шардина, Л.Ш. Юлдашова // Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири (СИБРЕСУРС-26–2020): 26-я Междунар. науч.-практ. конф., Томск, 24 ноября 2020 г. – Томск: Изда-во ТУСУР, 2020. – С. 73–76.

УДК 628.91

РАЗРАБОТКА ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ СХЕМЫ СИСТЕМЫ АЭРОЗОЛЬНОГО НАНЕСЕНИЯ

Д.А. Жаворонков, А.А. Типсина, студенты каф. РЭТЭМ

Научный руководитель В.И. Туев, зав. каф. РЭТЭМ, д.т.н.

Проект ГПО РЭТЭМ-1810. Разработка системы автономного наружного освещения

г. Томск, ТУСУР, zhavoronkov20012001@bk.ru

В современном мире технология аэрозольной печати активно развивается в разных областях науки и техники. Аддитивные технологии уже присутствуют на многих предприятиях и являются сугубо импортными. Представлена разработка функциональной схемы системы аэрозольного нанесения проводниковых материалов на различного рода поверхности, но не только на плоские основания, но и на основания развитых форм. Схема наглядно отражает принцип работы предлагаемой аэрозольной установки. В будущем устройство аэрозольного нанесения может заменить привычные технические процессы по производству печатных плат в России без использования импортных приборов и установок.

Ключевые слова: аэрозольная струйная печать, принтер, светотехника, аддитивные технологии, распылитель, генератор аэрозоля.

В настоящее время в России преобладает плоттерная печать печатных плат; минусы такой печати: печать только на плоскости,

большие затраты токопроводящих материалов, небольшой диапазон толщины покрытия. Предлагаемая разработка уменьшит затраты различных проводниковых материалов, таких как золото, медь, серебро, индий-олово и так далее, и соответственно улучшится автоматизация производства различных печатных плат. Также стоит отметить, что изделие может печатать платы не только в плоскости, но и в пространстве, таким методом можно проектировать не только дорожки на платах сложной геометрической формы, но и создавать пассивные радиоэлементы на плате, такие как резистор и конденсатор.

Следует отметить, что предлагаемое изделие будет обладать меньшей стоимостью, чем аналоги, и обеспечиваться большим функционалом. В основе процесса лежат принципы, схожие с другими методами 3D-печати: для выращивания моделей используются фотополимерные материалы, наносимые системой газозольного напыления.

При аэрозольной печати не будут использоваться технологии спекания чернил, как это используется в различных аналогах, а соответственно, не будет затрат на изготовление и использование лазера и ультрафиолетового света, что, в свою очередь, экономит потребление энергии.

В настоящей работе поставлена задача разработки функциональной схемы системы аэрозольного нанесения для разъяснения принципа работы устройства и его компонентов.

На рис. 1 приведена функциональная схема системы аэрозольного нанесения. Устройство состоит из компрессора (1), который подает определенное давление в генератор аэрозоля (2) по магистральным трубкам (3), аэрозоль под давлением попадает в распылитель (4), который с помощью завихрений направляет поток микрочастиц в сопло (5), производящее тонко сфокусированную струю аэрозоля на определенном расстоянии.

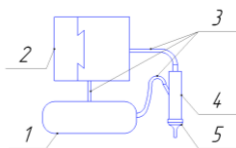


Рис. 1. Функциональная схема системы аэрозольного нанесения

Функциональная схема описывает принцип работы системы. Полупроводниковый материал находится в жидком состоянии в специальной емкости, после чего генератор активирует жидкость посредством ультразвукового возбуждения на такой частоте, что образуется аэрозоль, подхватываемый потоком воздуха под давлением, создаваемым

мым компрессором, и направляемый по магистральным трубкам в распылитель. Распылитель устроен так, что при подаваемом отдельном давлении в нем образуются завихрения, что увеличивает скорость вылета наночастиц из сопла. С помощью разработанного сопла струя аэрозоля остается тонко сфокусированной на определенном расстоянии, что дает возможность наносить материал на труднодоступные поверхности при разном расстоянии нанесения материала.

Таким образом, разработана функциональная схема системы аэрозольного нанесения материалов, с помощью которой разъяснены функциональные назначения компонентов. По данной функциональной схеме планируется разработать макет устройства с функционирующими компонентами, а именно генератор аэрозоля, распылитель и сопло.

ЛИТЕРАТУРА

1. Aerosol based direct-write micro-additive fabrication method for sub-mm 3D metal-dielectric structures: Scopus.com [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.scopus.com/home.uri> (дата обращения: 01.03.2022).

2. Технология 3D-печати аэрозольным напылением от Optomec позволяет создавать электронику на микронном уровне: 3dtoday.ru [Электронный ресурс]. – <https://3dtoday.ru/blogs/news3dtoday/the-3d-printing-technology-aerosol-spray-from-optomec-allows-you-to-cr/> (дата обращения: 04.03.2022).

3. Печатающее устройство аэрозольно-струйного типа: patenton.ru [Электронный ресурс]. – <https://patenton.ru/patent/SU1791153A1> (дата обращения: 27.02.2022).

4. Aerosol jet printable metal conductive inks, glass coated metal conductive inks and uv-curable dielectric inks and methods of preparing and printing the same: patents.google.com [Электронный ресурс]. – <https://patents.google.com/patent/US20140035995A1/en?q=Optomec&oq=+Optomec> (дата обращения: 15.03.2022).

СОДЕРЖАНИЕ

СЕКЦИЯ 1

РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ

Подсекция 1.1

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

Председатель – Мелихов С.В., проф. каф. РТС, д.т.н.;
зам. председателя – Аникин А.С., доцент каф. РТС, к.т.н.

Д.Д. Зайков, Г.А. Калашиников

Моделирование процесса формирования сигнала
в цифровом гетеродине 19

М.М. Кануж

Декодирование навигационного сообщения ГНСС-сигнала..... 22

А. Халил, Д.Я. Суханов

Синтез антенных решеток в системе визуализации..... 25

Д.О. Ноздреватых, А.С. Аникин

Моделирование работы высотомера малогабаритной системы
навигации беспилотного летательного аппарата 28

К.Д. Зайков, К.А. Ярков

Верификация алгоритмов расчёта каскадного соединения
СВЧ-устройств..... 33

Подсекция 1.2

ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ЭКСПЛУАТАЦИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

Председатель – Шостак А.С., проф. каф. КИПР, д.т.н.;
зам. председателя – Озёркин Д.В., декан РКФ, к.т.н.

Н.А. Федоров

Применение длинной линии для компенсации реактивной
составляющей нагрузки в задачах радиоволнового контроля 37

Е.К. Григорьев, И.Р. Гордеев

Моделирование случайного поля отражений локационных
эхосигналов от подстилающей поверхности моря 40

Подсекция 1.4

ВИДЕОИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

*Председатель – Курячий М.И., доцент каф. ТУ, к.т.н.;
зам. председателя – Каменский А.В., доцент каф. ТУ, к.т.н.*

Т.М. Акаева

Исследование эффективности алгоритмов фильтрации цифровых изображений для разных значений дисперсии гауссовского шума 43

Н. Бородина

Оценка качества изображений, полученных с использованием активно-импульсных телевизионных измерительных систем 47

М.Е. Сукотнова, Г.Е. Эдель

Использование каскадов Хаара в задачах обнаружения дорожных знаков 50

А.С. Толмачева, А.В. Каменский

Исследование влияния формата изображения на быстродействие двумерно-сепарабельного двухкаскадного пирамидального фильтра повышения четкости изображений 55

А.Е. Кузова

Ультразвуковая томография через неоднородные среды во временной области с повышением разрешения 58

И.Д. Мусихин

Исследование методов поиска особых точек на изображениях для автоматического трекинга объектов 61

Г.Е. Эдель, М.Е. Сукотнова

Переобучение модели MobileNet V1 для распознавания пешеходов на микрокомпьютере NVIDIA Jetson Nano 65

Подсекция 1.5

ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И СИСТЕМЫ ШИРОКОПОЛОСНОГО БЕСПРОВОДНОГО ДОСТУПА

Председатель – Рогожников Е.В., доцент каф. ТОР, к.т.н.

А.В. Коновальчиков, Е.В. Рогожников, С.М. Мухамадиев, К.В. Диноченко

Применение технологии NB-IoT для организации канала связи между базовой станцией и беспилотным летательным аппаратом 70

Г.Н. Шалин, А.С. Шинкевич, Д.А. Покаместов

Макет системы связи с OFDM на основе SDR 73

Д.В. Митченков, А.Н. Соломеина, Д.А. Покаместов

Применение помехоустойчивых полярных кодов в системах связи 77

А.А. Жалсараев, Е.В. Рогожников, Э.М. Дмитриев

Цифровая компенсация собственных помех передатчика при работе в полнодуплексном режиме в системах связи линий электропередач 80

Подсекция 1.6

РОБОТОТЕХНИКА

Председатель – Коцубинский В.П., доцент каф. КСУП, к.т.н.

Д.С. Уткин, И.Я. Хасанишин

Система машинного зрения для определения координат плодов
робота-манипулятора по сбору яблок 83

СЕКЦИЯ 2

ЭЛЕКТРОНИКА И ПРИБОРОСТРОЕНИЕ

Подсекция 2.1

ПРОЕКТИРОВАНИЕ БИМЕДИЦИНСКИХ ЭЛЕКТРОННЫХ И НАНОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

Председатель – Еханин С.Г., проф. каф. КУДР, д.ф.-м.н.;

зам. председателя – Романовский М.Н., доцент каф. КУДР, к.т.н.

С.С. Сафонов, Д.М. Морозова, А.А. Швадленко

Влияние внешних воздействий на начальные участки ВАХ
светодиодов на основе GaN 89

Д.Д. Кривошеина, А.С. Степанова, А.В. Кинах

Изменение порогов включения СИД
от температуры окружающей среды 93

Подсекция 2.2

РАЗРАБОТКА КОНТРОЛЬНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЫ

Председатель – Лоцилов А.Г., проректор по НРиИ, зав. каф. КУДР, к.т.н.;

зам. председателя – Бомбизов А.А., начальник СКБ «Смена», к.т.н.

А.В. Сагдиев, В.С. Поздняков, Е.И. Тренкаль

Автоматизация определения уровней многослойных сред
для измерения методом радиоимпульсной рефлектометрии 98

Подсекция 2.3

ФИЗИЧЕСКАЯ И ПЛАЗМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель – Троян П.Е., зав. каф. ФЭ, проф., д.т.н.;

зам. председателя – Смирнов С.В., проф. каф. ФЭ, д.т.н.

В.Т. Чан

Формирование керамических покрытий на керамике
электронно-лучевым методом 102

А.А. Зенин, Э. Дагри	
О протекании тока через образец композитной алюмооксидной керамики при электронно-лучевом спекании	105
И.Ю. Бакеев, Е.А. Иваненко	
Влияние протяженности узкой металлической трубки на прохождение сфокусированного электронного пучка в форвакууме ..	107
А.В. Конгарова, Н.Д. Маковский	
Система управления температурой электропечи.....	110
Д.В. Эйгус, К.И. Карпов, Л.Ж. Нгон А Кики	
Разряд в длинной металлической трубке, инициируемый электронным пучком.....	113
А.В. Казаков, А.В. Никоненко, Н.А. Панченко	
Исследование влияния мишени из алюмооксидной керамики на оптические спектры излучения плазмы, генерируемой импульсным электронным пучком в форвакуумном диапазоне давлений	116
А.В. Казаков, А.С. Кузьмин, Н.А. Панченко	
Исследование влияния давления на функционирование контрагированного дугового разряда с керамическим промежуточным электродом	119
А.А. Павлова, М.И. Воротников, С.А. Санько, М.С. Майбах	
Разработка технологии изготовления миниатюрного светодиода	122

Подсекция 2.4

ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель – Семёнов В.Д., проф. каф. ПрЭ, к.т.н.;
зам. председателя – Михальченко С.Г., зав. каф. ПрЭ, д.т.н.;
Оскирко В.О., н.с. лаб. прикладной электроники ИСЭ СО РАН,
технический директор ООО «Прикладная электроника», к.т.н.

А.И. Бартнев, В.Д. Семенов	
Преобразователь с активным клампом и двухтактным синхронным выпрямителем.....	126
И.А. Чернецкий, П.А. Стрельников, В.Д. Семенов	
Способ компенсации реактивной мощности и мощности искажений в трехфазной сети	130
К.Ж. Калжанов, В.А. Кабилов, В.Д. Семенов	
Расчет и моделирование вольтодобавочной схемы зарядно-разрядного устройства.....	133
В.О. Оскирко, А.Н. Захаров, А.П. Павлов,	
И.М. Гончаренко, М.И. Ажгихин	
Генератор субмикросекундных сильноточных импульсов тока для питания дугового испарителя	137
А.И. Зазыгин, О.Ю. Шемолina, А.Э. Цифра, И.С. Шемолин	
Влияние высших гармоник тока на расчет магнитных элементов резонансного LLC-преобразователя	141

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.

- И.В. Кузнецов, В.А. Алтухов, Д.В. Емельянов, А.С. Перин**
Исследование влияния угла Y-делителя на оптические потери при распространении света в гребенчатых волноводах на основе тонких плёнок ниобата лития 145
- М.С. Цехановская, Д.М. Хамзин**
Исследование пирозффекта в ниобате лития при пониженном давлении 149
- Н.А. Иванченко, А.С. Перин**
Моделирование линейной дискретной дифракции световых пучков в фотонных решетках на основе кристалла ниобата лития с учетом вклада пирозлектрического эффекта 151
- А.А. Иванова**
Исследование плазмонного резонанса в пленках ИТО 155
- Д.К. Романенко, В.Е. Бодренин, А.В. Шукин, А.С. Перин**
Оценка влияния величины оптической мощности и нагрева на формирование волноводных структур в кристалле ниобата лития 158
- К.В. Жук, С.В. Смирнов**
Исследование спектров фотоиндуцированного отражения кристаллов КТР 161
- В.О. Долгирев, С.Н. Шарангович**
Запись пропускающих многослойных неоднородных голографических дифракционных структур световыми пучками с неоднородными амплитудно-фазовыми распределениями в фотополимеризующихся композициях 164
- В.Г. Иванченко, Д.С. Растрьгин, В.О. Долгирев, С.Н. Шарангович**
Исследование голографического формирования многослойных неоднородных дифракционных структур в КПЖК 168
- Д.С. Растрьгин, В.О. Долгирев, С.Н. Шарангович**
Моделирование дифракции света на трехслойных КПЖК дифракционных структурах в условиях внешнего электрического воздействия 171
- М.М. Михайлов, А.Н. Лапин, С.А. Юрьев,**
В.А. Горончко, А.И. Благовещенский
Об изменении оптических свойств при последовательном облучении протонами и квантами солнечного спектра порошка BaSO_4 , модифицированного наночастицами SiO_2 174
- М.М. Михайлов, А.Н. Лапин, С.А. Юрьев,**
В.А. Горончко, А.И. Благовещенский
Исследование оптических свойств, фото- и радиационной стойкости порошка ZnO , модифицированного наночастицами SiO_2 , при последовательном облучении протонами и квантами солнечного спектра 178

Подсекция 2.6

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ

Председатель – Заболоцкий А.М., проф. каф. ТУ, д.т.н.;
зам. председателя – Куксенко С.П., доцент каф. ТУ, к.т.н.

Т.И. Третьяков, П.А. Попов, К.Н. Абрамова Оценка распределения электромагнитного поля в малогабаритной реверберационной камере.....	181
Т.И. Третьяков, П.А. Попов, К.Н. Абрамова Разработка макета установки системы нагрева и охлаждения контейнера климатической экранированной камеры.....	184
М.И. Каткова, А. Алхадж Хасан Особенности метода MARCHING ON-IN-TIME	187
В.А. Назаров, А. Алхадж Хасан Способ моделирования электромагнитного поля проводящей поверхности разреженной проводной сеткой	192
Д. Азимбаев Исследование электромагнитной совместимости радара кругового обзора X-диапазона	195
А.А. Дроздова, И.И. Николаев Моделирование воздействия электростатического разряда на транзистор с учётом ёмкости посадочного места	198
Д.А. Мерзляков, М.В. Храпцов Оценка влияния заземленных переходных отверстий на эффективность экранирования в печатной плате	201
Д.Б. Иванов, Е.С. Жечев Модальный фильтр с LC-звеньями в пассивном проводнике.....	204
Д.М. Мочалов, Д.В. Клюкин Сравнение производительности программных библиотек построения расчетных сеток.....	206
А.С. Козинец, С.В. Власов, М.С. Мурманский, Н.С. Павлов Моделирование четырехслойного зеркально-симметричного модального фильтра в программном обеспечении PATHWAVE ADVANCED DESIGN SYSTEM	210
Н.О. Кузьмин, Е.С. Жечев Получение погонных параметров микрополосковых линий передачи при различном времени травления	214
В.А. Ижболдина, А.Е. Максимов Применение метода Block-IDR(s) при многовариантном анализе многопроводных линий передачи	218
А.В. Гребенюк, А.В. Медведев Проектирование и изготовление тестовых печатных плат с модальным резервированием.....	221
А.М. Лакоза, А.В. Медведев Разработка печатной платы с трехкратным модальным резервированием с исполнением опорного проводника в виде боковых полигонов.....	224

М.С. Мурманский, Е.С. Жечев Применение магнитодиэлектрического покрытия в структуре с двукратным модальным резервированием	227
И.И. Николаев, А.А. Дроздова Паразитная ёмкость посадочного места с учётом припоя на электродах транзистора	230
И.А. Онищенко, Д.В. Клюкин Расширение функциональных возможностей системы TALGAT	234
А.Д. Бучинский, А.А. Квасников, И.А. Онищенко Разработка программного калькулятора для расчета погонных параметров типовых линий передачи	237
Н.С. Павлов, Е.С. Жечев Алгоритм вычисления временного отклика в системе квазистатического моделирования TALGAT на основе S-параметров.....	240
Б.Е. Нурхан, И.Е. Сагиева Оценка влияния температуры на характеристики микрополосковой линии с заземленным проводником сверху	242
И.Е. Сагиева, А. Секенова Двухкаскадный модальный фильтр на основе микрополосковой линии с заземленным проводником сверху	245
В.А. Семенов, М.Е. Комнатнов Методика измерения устойчивости интегральных схем при воздействии ЭСР	248
Т.Р. Таджикибаев Цифровой фильтр на основе программируемого логического контроллера «ЭЛСИМА М01-24Р».....	250
К.Н. Абрамова, Т.И. Третьяков, П.А. Попов Устройство управления механизмом двери климатической экранированной ТЕМ-камеры	253
С.В. Власов Анализ четырехслойного зеркально-симметричного модального фильтра в синфазном и дифференциальном режимах	256
К.Е. Зиновьев, А.А. Квасников, А. Алхадже Хасан, Разработка функционала импорта произвольных геометрических структур в системе TALGAT	259

Подсекция 2.7

СВЕТОДИОДЫ И СВЕТОТЕХНИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА

*Председатель – Туев В.И., зав. каф. РЭТЭМ, д.т.н., проф. ;
зам. председателя – Солдаткин В.С., доцент каф. РЭТЭМ, к.т.н.*

С.А. Афанасенко, К.Н. Афонин Модель светодиодного модуля с кристаллами WICOP	263
--	-----

<i>А.А. Сайнакова, Н.С. Дикова, Е.Р. Курылова</i>	
Использование ультрафиолетового излучения в качестве предпосевной обработки семян как современный способ увеличения урожайности	267
<i>Д.А. Полторацкий, Д.В. Былков, А.В. Ильчук</i>	
Светодиодный светильник для овощеводства в промышленных тепличных хозяйствах	270
<i>Е.В. Шнайдер</i>	
Светодиодные светильники с ИК-обогревателем.....	275
<i>Ю.И. Стасенко, А.А. Максименко, Д.Б. Тудупова</i>	
Интернет вещей, как способ управления светодиодными источниками света.....	278
<i>Л.Ш. Юлдашова</i>	
Конструкция устройства для УФ-обеззараживания воды.....	281
<i>Д.А. Жаворонков, А.А. Типсина</i>	
Разработка функциональной схемы системы аэрозольного нанесения	283

Научное издание

Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР

**По материалам
Международной научно-технической конференции
студентов, аспирантов и молодых ученых
«Научная сессия ТУСУР–2022»**

18–20 мая 2022 г., г. Томск

В трех частях

Часть 1

Корректор – **В.Г. Лихачева**
Верстка **В.М. Бочкаревой**

Издательство «В-Спектр».
Сдано на верстку 15.04.2022. Подписано к печати 10.05.2022.
Формат 60×84^{1/16}. Печать трафаретная. Печ. л. 18,4
Тираж 100 экз. Заказ 4.

Издано ТУСУР, г. Томск, пр. Ленина, 40, к. 205, т. 70-15-24
(для нужд всех структурных подразделений университета и авторов)

Издательство «В-Спектр».
634055, г. Томск, пр. Академический, 13-24, т. 8 905 089 92 40
E-mail: bvm@sibmail.com