



Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники



РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ
ФАКУЛЬТЕТ



РАДИОКОНСТРУКТОРСКИЙ
ФАКУЛЬТЕТ



ФАКУЛЬТЕТ
ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ



ФАКУЛЬТЕТ
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ



ФАКУЛЬТЕТ
ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ



ГУМАНИТАРНЫЙ
ФАКУЛЬТЕТ



ФАКУЛЬТЕТ
БЕЗОПАСНОСТИ



ЭКОНОМИЧЕСКИЙ
ФАКУЛЬТЕТ



ФАКУЛЬТЕТ
ИННОВАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ



ЮРИДИЧЕСКИЙ
ФАКУЛЬТЕТ



ЗАОЧНЫЙ И ВЕЧЕРНИЙ
ФАКУЛЬТЕТ



ФАКУЛЬТЕТ
ДИСТАНЦИОННОГО
ОБУЧЕНИЯ



**ВЫБИРАЯ БУДУЩЕЕ,
ВЫБИРАЙ TUSUR!**

634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, каб. 129 E-mail: onir@main.tusur.ru
Телефон/Факс: (3822) 900-100 Сайт: <http://tusur.ru/>

Информационный центр абитуриента: magistrant.tusur.ru

Сборник избранных статей научной сессии TUSUR



ПО МАТЕРИАЛАМ МЕЖДУНАРОДНОЙ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЙ КОНФЕРЕНЦИИ
СТУДЕНТОВ, АСПИРАНТОВ
И МОЛОДЫХ УЧЕНЫХ
«НАУЧНАЯ СЕССИЯ TUSUR–2021»

г. Томск, 19–21 мая 2021 г.
(в трех частях)

ЧАСТЬ 1

г. Томск

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–2021»**

19–21 мая 2021 г., г. Томск

В трех частях

Часть 1

В-Спектр
2021

УДК 621.37/.39+681.518 (063)

ББК 32.84я431+32.988я431

С 23

С 23 Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР (Томск, 19–21 мая 2021 г.): в 3 частях. – Томск: В-Спектр, 2021. – Ч. 1. – 282 с.

ISBN 978-5-91191-453-0

ISBN 978-5-91191-454-7 (Ч. 1)

ISBN 978-5-91191-455-4 (Ч. 2)

ISBN 978-5-91191-456-1 (Ч. 3)

Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР включает 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, нанопластики, 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 978-5-91191-453-0

ISBN 978-5-91191-454-7 (Ч. 1)

© Том. гос. ун-т систем управления
и радиоэлектроники, 2021

Международная научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2021», 19–21 мая 2021 г.

ПРОГРАММНЫЙ КОМИТЕТ

- Рулевский В.М. – председатель Программного комитета, ректор ТУСУРа, д.т.н.;
- Лощилов 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. ТОР 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.;
- Еханин С.Г., проф. каф. КУДР ТУСУРа, д.ф.-м.н.;
- Заблоцкий А.М., проф. каф. ТУ ТУСУРа, д.т.н.;
- Зариковская Н.В., доцент каф. АОИ ТУСУРа, к.ф.-м.н.;
- Зейниденов А.К., PhD, декан физико-технического факультета Карагандинского университета имени Е.А. Букетова, проф., г. Караганда (Казахстан);
- Исакова А.И., доцент каф. АСУ ТУСУРа, к.т.н.;
- Issakov V., professor at University Otto-von-Guericke Magdeburg, Germany;
- Caratelli D., PhD (Sapienza University of Rome), technical director of the company «The Antenna Company Nederland B.V.»;
- Карташев А.Г., проф. каф. РЭТЭМ ТУСУРа, д.б.н.;
- Карауш А.С., ген. директор Государственной публичной научно-технической библиотеки России (ГПНТБ России), к.т.н., г. Москва;
- 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.;
- Krozer V., professor at Goethe University, Frankfurt am Main;
- 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., доцент каф. ТОР ТУСУРа, к.т.н.;
- Ромашко Р.В., член-корреспондент РАН, директор ИАПУ ДВО РАН, проф. ДВФУ, д.ф.-м.н., г. Владивосток;
- Сарсикеев Е.Ж., PhD, зав. каф. «Эксплуатация электрооборудования» Казахского агротехнического университета им. С. Сейфуллина, г. Астана (Казахстан);
- 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.;
- Суслowa Т.И., декан ГФ ТУСУРа, д.ф.н., проф.;
- Титов В.С., зав. 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.;
- 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;
- 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.

ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ

- Лоцилов 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.;
- Боберъ 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., зав. аспирантурой, ОАиД, к.т.н.;
- Покровская Е.М., зав. каф. ИЯ, доцент, 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., доцент; зам. председателя – Артищев Сергей Александрович, доцент каф. КУДР, к.т.н.

Подсекция 1.4. Аудиовизуальная техника, цифровое телерадиовещание и информационный сервис. Председатель секции – Курячий Михаил Иванович, доцент каф. ТУ, к.т.н.

Подсекция 1.5. Инфокоммуникационные технологии и системы широкополосного беспроводного доступа. Председатель секции – Рогожников Евгений Васильевич, доцент 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 нанoeлектронных 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 – Лоцилов 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 – Шارانгович 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, зам. ген. директор ООО «АльдераСофт», к.ф.-м.н.

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 – Конев Антон Александрович, доцент каф. КИБЭВС, к.т.н.

Подсекция 4.2. Радиоэлектронные системы передачи информации и средства их защиты. Председатель секции – Голиков Александр Михайлович, доцент каф. РТС, к.т.н.; зам. председателя – 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. Современные методы финансового планирования. Председатель секции – Васильковская Наталья Борисовна, доцент каф. экономики, к.э.н.; зам. председателя – Цибулькикова 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 – Сулова Татьяна Ивановна, декан ГФ, проф. каф. ФиС, д.филос.н.; зам. председателя – Орлова Вера Вениаминовна, и.о. зав. каф. ФиС, директор НОЦ «СГТ», д.соц.н.

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. Правовые проблемы современной России. Председатель секции – Соломин Сергей Константинович, зав. каф. ГП, д.ю.н., доцент; зам. председателя – Газизов Родион Маратович, ст. преподаватель каф. ИП.

Секция 6. Экология и мониторинг окружающей среды. Безопасность жизнедеятельности. Председатель секции – Карташев Александр Георгиевич, проф. каф. РЭТЭМ, д.б.н., проф.; зам. председателя – Денисова Татьяна Владимировна, доцент каф. РЭТЭМ, к.б.н.

Секция 7. Открытия. Творчество. Проекты. (Секция для школьников). Председатель секции – Мозгунов Алексей Викторович, начальник ОНиР; зам. председателя – Колесник Анастасия Викторовна, инженер ОНиР.

Секция 8. Postgraduate and Master Students' Research in Electronics and Control Systems. (Секция на английском языке). Председатель секции – Покровская Елена Михайловна, зав. каф. ИЯ, 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 часть – 1-я секция (подсекции 1.1–1.7); 2-я секция (подсекции 2.1–2.4);

2 часть – 2-я секция (подсекции 2.5–2.7); 3-я секция (подсекции 3.1–3.8);

3 часть – 4-я секция (подсекция 4.1–4.3); 5-я секция (подсекции 5.1–5.4, 5.7); 6-я секция; 8-я секция.

7-я секция (для школьников) печатается отдельным сборником.

СЕКЦИЯ 1

РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ

(стр. 11 – 118)

СЕКЦИЯ 2

ЭЛЕКТРОНИКА И ПРИБОРОСТРОЕНИЕ

(стр. 119 – 273)

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 621.396.975

СИСТЕМА БЕСПРОВОДНОЙ АВАРИЙНОЙ СИГНАЛИЗАЦИИ В ДИАПАЗОНЕ УКВ-2

В.В. Егоров, ст. преп. каф. 410 МАИ
г. Москва, МАИ (НИУ), skb-4@bk.ru

Предлагается система, позволяющая передавать информацию о тех или иных опасных факторах, происходящих на территории загородного дома, на контрольный пункт с использованием коротких пакетов данных, передаваемых в радиозэфире на частотах УКВ-2 диапазона.

Ключевые слова: УКВ-2, FM, DTMF, безопасность, контроль, оповещение.

Цель работы: выбор метода передачи и разработка структуры кодового пакета для создания командной радиолинии в радиозэфире диапазона УКВ-2.

При организации беспроводных систем безопасности, контроля и управления различными устройствами автоматизации в условиях загородного участка важным фактором является низкий уровень затухания сигналов в объектах окружающей среды, в частности, в лесопосадках и кустарниках, стоящих на пути луча связи. При этом перспективным становится построение радиолинии в диапазоне УКВ-2 (ССIR FM, от 87,5 до 108 МГц). Для эффективного приёма сигналов в данном диапазоне могут применяться сравнительно небольшие антенны, и волны данного диапазона достаточно эффективно отражаются от

различных поверхностей и меньше затухают в препятствиях, чем более высокочастотные сигналы популярных на данный момент систем BlueTooth и WLAN. В диапазоне УКВ-2 без лицензирования разрешено использование передатчиков мощностью не более 10 мВт (применяются в радиомикрофонах караоке и автомобильных FM-трансммитерах). Структурная схема предлагаемой системы приведена на рис. 1.

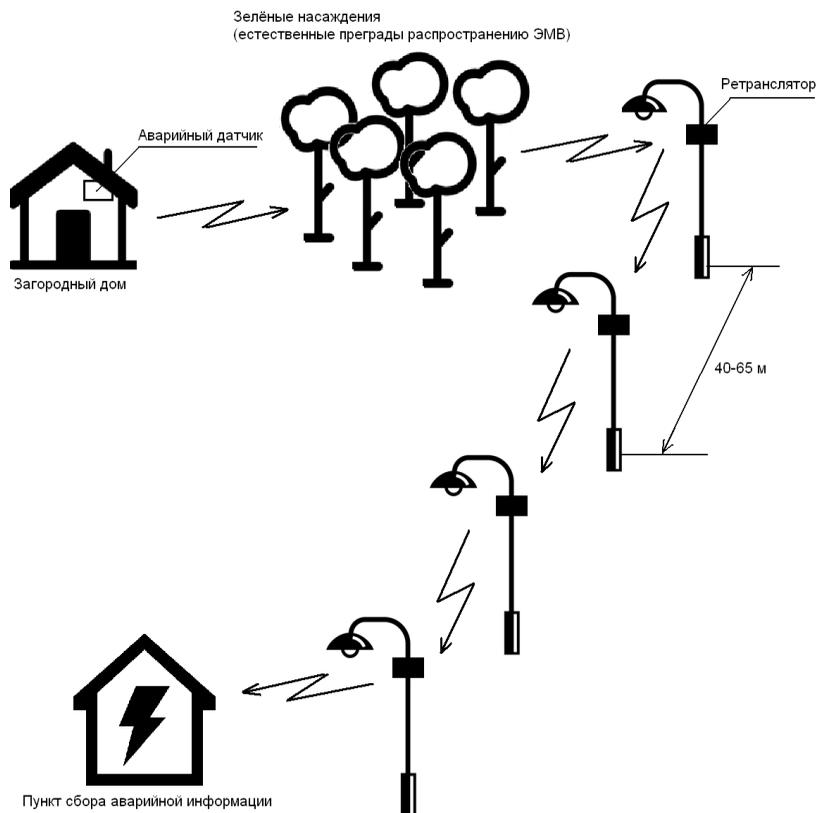


Рис. 1. Структурная схема предлагаемой беспроводной системы аварийной сигнализации

Была поставлена задача создания недорогой с точки зрения элементной базы, надёжной и помехозащищенной системы, позволяющей корректно передавать небольшие информационные пакеты на максимальное расстояние при мощности передатчика не более 10 мВт в естественных условиях загородного посёлка.

Поскольку представленные на рынке микросхемы приёмников в основном разработаны для демодуляции звуковых сообщений (прослушивания радиоэфира), данные передавались звуковыми сигналами двухтональной модуляции (DTMF) с последующей обработкой стандартными микросхемами, применяемыми в телефонии, однако эксперимент показал, что не все двухтональные комбинации детектируются с одинаковой вероятностью в условиях аддитивных помех на линии, и разница довольно значительна. Ограничившись только сигналами, соответствующими цифрам «6», «8», «10» и «12» стандартного тонального набора, которые показали наивысшие результаты, была сформирована структура кодового пакета, приведенная на рис. 2.

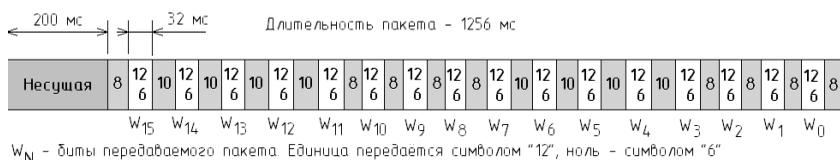


Рис. 2. Структура кодового пакета

В качестве условий решения задачи были определены приемлемые вероятности правильного обнаружения (не менее 0,95) и ложного срабатывания (не более 0,001) для пакетов данных, передаваемых в системе. Также было зафиксировано расстояние в 100 м, на которое было необходимо передавать сигналы в условиях эффективных антенн. Данное расстояние является приемлемым для организации, например, систем пожарной безопасности или охраны в садоводческих товариществах, систем контроля электропитания, управления освещением, систем контроля утечек газа и иных систем, позволяющих автоматизировать процессы, происходящие на территории загородного участка. Естественно, существует возможность установки ретрансляторов, позволяющих передавать информацию на большие расстояния.

Проведенные эксперименты показали, что наименьшая длительность сигналов, при которой вероятности попадали в заданные пределы, составила 32 мс. Снижение вероятности ложного срабатывания было достигнуто за счёт применения кодирования с вычислением контрольных сумм. Фактически передаётся 16 бит данных, 4 из которых являются контрольной суммой, а 12 передают полезную информацию. Таким образом, на данный момент радиолиния способна передавать команды объёмом в 12 бит за 1,256 с, т.е. достигнута скорость 9,6 бит/с. Важно отметить, что в начале пакета в течение 200 мс передаётся чистая несущая частота. Это необходимо для того, чтобы

системы автоподстройки частоты приёмника смогли захватить частоту и приём был осуществлён с максимальным усилением.

При разработке передающей части радиoliniии также придавалось большое значение невысокой стоимости требуемого изделия, поэтому формирование радиосигналов с двухтональной частотной модуляцией было осуществлено посредством коммутации сигналов многоканального синтезатора частот, формирующего три частоты – несущую и две боковые, отстающие от несущей на равные интервалы вверх и вниз (в результате общая полоса радиосигнала составляет порядка 100 кГц). Модуляция осуществляется при помощи микросхемы мультиплек-сора, на вход которой поступают два логических сигнала тонов, сформированных при помощи микроконтроллера. На выходе мультиплектора (после удвоения) в случае низкого уровня на обоих входах формируется несущая частота с отстройкой вниз, в случае высокого уровня на обоих входах – несущая частота с отстройкой вверх, а в иных случаях – непосредственно несущая частота. Такой сигнал уверенно демодулируется стандартными микросхемами приёмников как монофонический ЧМ-сигнал.

На данный момент ведутся экспериментальные исследования с целью увеличения скорости передачи данных (увеличения объёма пакета), а также исследуется возможность повышения вероятности корректного приёма пакета.

ЛИТЕРАТУРА

1. Интегральные микросхемы: Микросхемы для телефонии. – Вып. 2. – М.: ДОДЭКА. – 1994. – 256 с.
2. Перельман Б.Л. Отечественные микросхемы и зарубежные аналоги: справочник / Б.Л. Перельман, В.И. Шевелев. – М.: Изд-во ООО «НТЦ Микротех», 1998. – 376 с.
3. Хоровиц П. Искусство схемотехники / П. Хоровиц, У. Хилл. – М.: Бинум, 2020. – 704 с.

УДК 53.05: 612.792.1

ТЕРАГЕРЦОВАЯ СПЕКТРОСКОПИЯ ВОДНЫХ И ВОДНЫХ СОЛЕВЫХ РАСТВОРОВ В СВЯЗАННОМ СОСТОЯНИИ

*Л.О. Лобова, магистрант каф. радиоэлектроники
Научный руководитель Г.Е. Дунаевский, проф., д.т.н.
г. Томск, НИ ТГУ, lobovaludmila123@gmail.com*

Исследуется процесс распространения электромагнитных волн терагерцового диапазона в дистиллированной воде и солевых растворах: 0,9% NaCl и 0,1% (NH₂)₂CO (мочевина) в дистиллированной

воде в связанном состоянии. Исследования проведены с помощью тайм-доменного спектрометра терагерцового диапазона T-Spec в диапазоне частот (0,1–2 ТГц). В качестве исследуемых образцов, имитирующих кожный покров, использованы образцы картона различной плотности, пропитанные указанными выше растворами. Показана зависимость наблюдаемых спектров от толщины текстуры образца.

Ключевые слова: радиоволновой спектр, терагерцовый диапазон, состав пота, жидкость в связанном состоянии.

Одним из перспективных применений электромагнитных колебаний терагерцового диапазона частот является дистанционное зондирование объектов с целью определения их структуры, химического состава. Терагерцовое излучение является не ионизирующим [1], и может применяться в том числе и для контроля потоотделения. Ранее уже проводились исследования компонентов пота в терагерцовом диапазоне частот, были обнаружены характерные спектральные линии для 0,9% раствора хлорида натрия на 669,34; 737,99; 746,58 ГГц и для 0,1% раствора мочевины на 557,79; 643,60 ГГц в работе [2]. Однако основу этой работы составляли спектральные измерения в кювете, т.е. в свободном состоянии изучаемых жидкостей. Представляют интерес их спектральные характеристики в пористой среде, в связанном состоянии, которое, как известно, имеет свои особенности. В связанном состоянии у жидкостей возможны изменения значений действительной и мнимой компонент диэлектрической проницаемости, что приводит к существенному изменению их спектральных характеристик.

В реальной ситуации пот выделяется потовыми железами, а далее заполняет поры на поверхности кожи, соответственно, связанный характер составляющих его жидкостей определяется размерами этих пор. В итоге геометрические характеристики поверхности (кожа имеет сложную структуру) оказывают существенное влияние на распространение в ней электромагнитных волн [3].

В экспериментах для моделирования различной поровой структуры использовались образцы картона с различными геометрическими характеристиками. Образец № 1 – бумага акварельная плотностью 480 г/м² с небольшой фактурой, образец № 2 – ватман плотностью 200 г/м² с гладкой фактурой, образец № 3 – бумага акварельная плотностью 200 г/м² с тиснением «Скорлупа», образец № 4 – бумага акварельная плотностью 200 г/м² с небольшой фактурой, образец № 5 – плотностью 200 г/м² с тиснением «Холст». Исследования спектров отражения данных образцов при пропитке их водными и водно-солевыми растворами осуществлялись в импульсном спектрометре T-Spec.

T-Spec состоит из фемтосекундного лазера, оптической линии задержки и двух фотопроводящих антенн, работающих как ТГц излучатель и приемник. Субпикосекундные импульсы ТГц излучения регистрируются приемником после прохождения через образец и через аналогичный по длине промежуток свободного пространства. Сравнение Фурье-преобразований двух данных импульсов позволяет определить спектр поглощения исследуемого образца [4].

На рис. 1, 2 показаны примеры спектров, полученных для 0,1% водного раствора мочевины, рис. 3 и 4 иллюстрируют спектры дистиллированной воды.

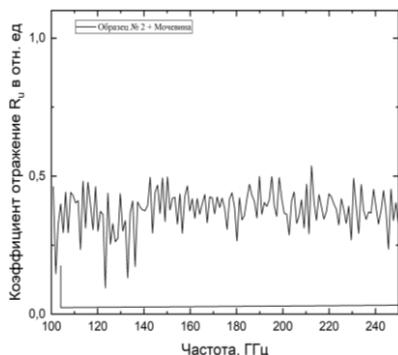


Рис. 1. Спектры отражения образца № 2, пропитанного 0,1% раствором мочевины в дистиллированной воде, в полосе частот 100–250 ТГц

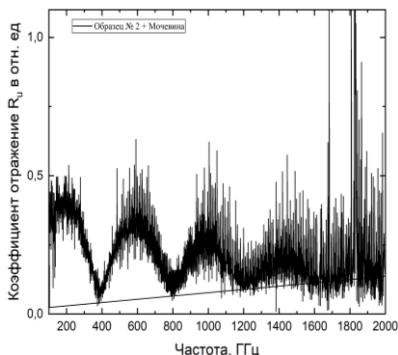


Рис. 2. Спектры отражения образца № 2, пропитанного 0,1% раствором мочевины в дистиллированной воде, в полосе частот 0,1–2 ТГц

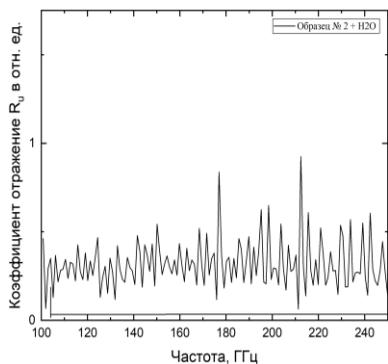


Рис. 3. Спектры отражения образца № 2, пропитанного дистиллированной водой, в полосе частот 100–250 ТГц

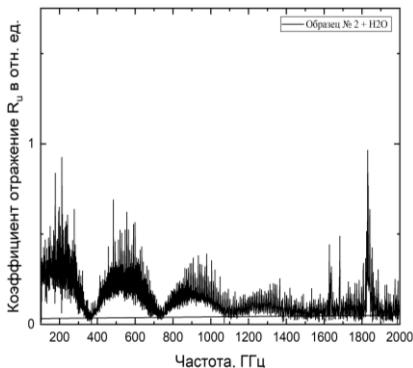


Рис. 4. Спектры отражения образца № 2, пропитанного дистиллированной водой, в полосе частот 0,1–2 ТГц

На приведенных рисунках видны отличия спектров отражения образцов, смоченных дистиллированной водой, от спектров остальных водных растворов. Наличие пиков возможно по причине чувствительности T-Spec к испарениям с образцов. Наличие осцилляций на частотах до 1250 ГГц свидетельствует о недостаточной толщине образца, с увеличением частоты эти осцилляции пропадают. Полученные данные показывают, что варьирование текстуры и плотности подложки вносит изменения в характеристики распространения электромагнитных волн в дистиллированной воде и в солевых растворах в связанном (поверхностном) состоянии. Приведенные на рис. 3 спектры отражения образца № 2, пропитанного дистиллированной водой, на частотах до 250 ГГц показывают наличие выраженных спектральных линий на частотах 178 и 217 ГГц, при этом в зависимости от текстуры и толщины образца наблюдаются смещения этих линий в пределах ± 2 ГГц. Практически во всей полосе частот спектры отражения дистиллированной воды лежат выше, чем у водных солевых растворов, что свидетельствует о дополнительном поглощении в этих компонентах.

Выражаю благодарность Центру коллективного пользования радиоизмерений ТГУ, Дорожкину Кириллу Валерьевичу и Москаленко Виктории Дмитриевне за помощь в сборе экспериментальных данных при проведении данного исследования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Киричук В.Ф. Влияние терагерцевых волн на сложные живые биообъекты / В.Ф. Киричук, Т.С. Великанова. – Томск: СМУ, 2014. – 340 с.
2. Макарова А.В. Спектры солевых растворов в терагерцевом диапазоне частот: магистерская диссертация по направлению подготовки: 03.04.03 – Радиофизика. – Томск, 2019. – URL: <http://vital.lib.tsu.ru/vital/access/manager/Repository/vital:10475>
3. Черкасова О.П. Исследование оптических свойств кожи человека и животных методом импульсной терагерцевой спектроскопии / О.П. Черкасова, М.М. Назаров, Е.Е. Берловская, А.А. Ангелуц, А.М. Макурников, А.П. Шуринов // Известия РАН. Сер.: физическая. – 2016. – Т. 80, № 4. – С. 525–529.
4. Система для ТГц-спектроскопии с разрешением по времени. Техническое описание и руководство пользователя. – 2016. – 17 с. [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.czl.ru/tgroups/terahertz-spectroscopy/> (дата обращения: 04.03.2021).

ЧИСЛЕННАЯ ОЦЕНКА ПОВЫШЕНИЯ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ МНОГОПРИЕМНИКОВОГО РАДИОМЕТРА

*Т. Абдирасул уулу, Г.Г. Жук, аспиранты;
А.В. Щегляков, магистрант; Д. Кречетов, студент каф. РСС
А.В. Убайчин, доцент каф. РСС, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, abdirasul.u.t@mail.ru*

Описаны результаты численного моделирования эффекта повышения чувствительности многоприемникового нулевого микроволнового радиометра. Показана зависимость чувствительности от количества использованных приемников.

Ключевые слова: микроволновый радиометр, радиотермометрия, чувствительность, модуляция, нулевой метод измерений.

В широкий круг научных исследований и прикладных задач активно внедряются методы и средства микроволновой радиометрии как одни из наиболее информативных методов изучения различных физических явлений, происходящих в природных средах, путем проведения измерений собственного электромагнитного излучения в диапазоне СВЧ.

Согласно проведенному анализу публикуемых научных трудов [1–3] в направлении радиометрических измерений, нулевой метод является перспективным решением для создания микроволновых радиометров различного назначения ввиду наименьшей подверженности основным дестабилизирующим факторам [4–6].

Нашим коллективом разрабатываются методологические решения в области реализации нулевого метода измерений в радиометрических системах для внедрения в различные сферы народного хозяйства. Одной из основных задач при разработке является повышение чувствительности. В представленной работе показаны результаты численной оценки эффекта повышения чувствительности, достигнутого путем применения принципа многоприемниковости в нулевых радиометрических системах и разработки модели для оценки параметров радиометрической системы на этапе проектирования.

Модель радиометрической системы разработана в среде Matlab и представляет собой код, описывающий алгоритм работы нулевого радиометра.

Постановка задачи. Для решения поставленной задачи разработана структурная схема для проведения численного эксперимента. Функциональная схема модели показана на рис. 1.

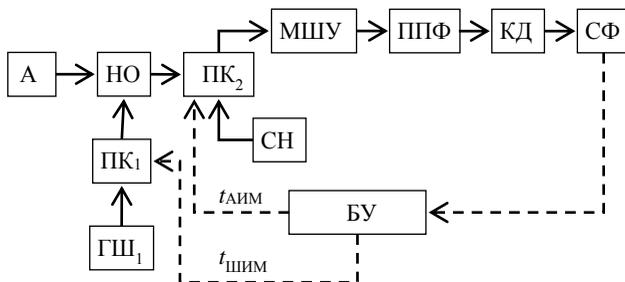


Рис. 1. Функциональная схема моделируемого радиометра

Численное моделирование радиометрической системы должно быть отработано по двум направлениям. Первое – оценка чувствительности одного приемника. Второе – снижение порога флуктуационной чувствительности за счет применения двух или более идентичных приемников.

Результаты проведенного исследования. Согласно описанной функциональной схеме (см. рис. 1) построена программная модель радиометра со следующими входными данными: T_a – диапазон температур антенны (10–290 К); $T_{гш}$ – температура генератора шума (300 К); $T_{сн}$ – температура согласованной нагрузки (300 К); длительность периода модуляции 1 мс; длительность одного измерения одна секунда; размер анализируемого массива независимых измерений 32; ширина рабочей полосы частот приемного канала 150 МГц.

Результат оценки чувствительности радиометра по 32 независимым измерениям приведен на графике в виде семейства кривых, показанного на рис. 2. Графики показывают, что при изменении температуры антенны в достаточно больших диапазонах чувствительность остается стабильной во всем диапазоне. При использовании нулевого метода температура объекта рассчитывается по формуле (1) и эквивалентна значению длительности сигнала ШИМ на момент равновесно нулевого выходного сигнала радиометра.

$$T_a = T_{сн} - T_{гш} \frac{t_{шис}}{t_{мод}}. \quad (1)$$

А значение dT получается из нижеприведенного выражения (2):

$$dT = SX \cdot \frac{T_{сн}}{T_{мод}}, \quad (2)$$

где SX – среднеквадратичное отклонение сигнала ШИМ при достижении нулевого баланса на выходе радиометра.

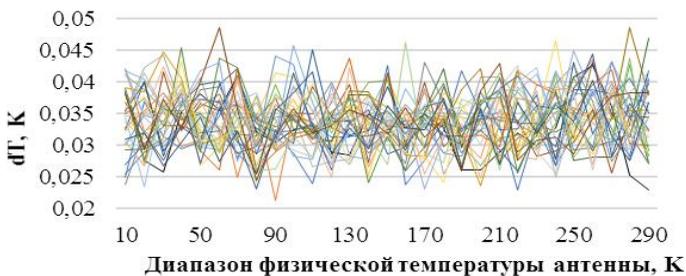


Рис. 2. Результаты оценки точности измерений

Второй частью работы является оценка снижения порога флуктуационной чувствительности за счет использования нескольких идентичных приемных каналов с учетом увеличения времени накопления.

Анализ результатов моделирования приведены на рис. 3.

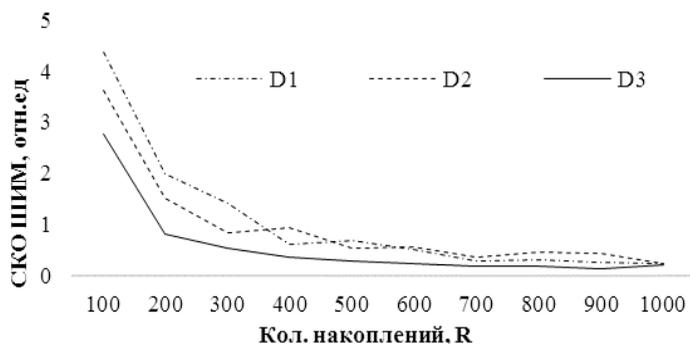


Рис. 3. Зависимость СКО сигнала ШИМ от количества накапливаемых периодов принимаемого сигнала

На рис. 3 приведены графики, соответствующие результатам численного эксперимента для первого и второго каналов радиометра (D1) (D2) и результат совместной постобработки работы двух каналов (D3).

Существенное влияние на результаты измерений оказывает количество накоплений, т.е. времени наблюдения за объектом и увеличение числа использованных приемных каналов (таблица).

Численные показатели повышения чувствительности

Кол. накоплений	100	200	300	400	500
СКО (D1+D2)/2	3,993	1,743	1,126	0,782	0,609
СКО D3	2,76	0,816	0,522	0,351	0,271
$((D1+D2)/2)/D3$	1,446	2,13	2,15	2,22	2,24

Заключение. Разработанная модель и способ расчета чувствительности радиометрической системы имеют большую практическую ценность в рамках исследовательских задач и хорошую перспективу для получения предварительных данных на этапе разработки систем с повышенными требованиями к чувствительности. По результатам работы модели достигнуто повышение чувствительности двухприемникового радиометра почти в два раза.

Работа выполнена в рамках проекта FEWM-2020-0041 Минобрнауки России.

ЛИТЕРАТУРА

1. Веснин С.Г., Каплан А.М., Авакян Р.С. Современная микроволновая радиотермометрия молочных желез // Медицинский альманах. – 2008. – № 4. – С. 82–87.

2. Бурдина Л.М. О возможности диагностики рака молочной железы путем измерения собственного электромагнитного излучения тканей (радиотермометрии) / Л.М. Бурдина, А.В. Вайсблат, С.Г. Веснин, Н.Н. Тихомирова // Маммология. – 1997. – № 2. – С. 17–22.

3. Asimakis N.P. Non-invasive microwave radiometric system for intracranial applications. A study using the conformal L-notch microstrip patch antenna / N.P. Asimakis, I.S. Karanasiou, N.K. Uzunoglu // Progress In Electromagnetics Research. – 2011. – Vol. 117. – P. 83–101.

4. Убайчин А.В. Многоприемниковые микроволновые радиометрические системы на основе модифицированного метода нулевых измерений / А.В. Убайчин, А.В. Филатов. – Томск: Изд-во Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2014. – 154 с.

5. Филатов А.В. Радиометрические системы нулевого метода измерений. – Томск: Том. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. – 276 с.

6. Убайчин А.В. Линейность передаточной характеристики нулевых радиометров с комбинированной импульсной модуляцией при высоком динамическом диапазоне измеряемых шумовых температур // Изв. высш. учеб. завед. Физика. – 2012. – Т. 55, № 9–3. – С. 130–133.

ВЕРИФИКАЦИЯ АЛГОРИТМОВ РАСЧЁТА КАСКАДНОГО СОЕДИНЕНИЯ МНОГОПОЛЮСНИКОВ

К.Д. Зайков, студент каф. РТС

Научный руководитель А.С. Аникин, доцент каф. РТС

г. Томск, ТУСУР, rrb86@inbox.ru

Проект ГПО РТС-1804 «Усилители сигналов низкочастотного и высокочастотного диапазона для программно-аппаратных комплексов формирования и обработки сигналов»

Приведены результаты расчётов волновой матрицы каскадного соединения многополосников. Расчёт производился двумя методами: с помощью блочных волновых матриц и разрабатываемым алгоритмом. Для сравнения приводятся результаты расчётов с помощью САПР.

Ключевые слова: многополосник, волновая матрица, каскадное соединение, блочные матрицы.

В рамках ГПО разрабатывается функция для каскадирования СВЧ-устройств, в литературе чаще всего рассматривается расчёт с помощью блочных матриц $[S]$ -параметров. Алгоритм расчёта с помощью блочных $[S]$ -матриц описан в [1].

В качестве проверки данного алгоритма была собрана схема из делителя и каскада, который состоит из двух фильтров (рис. 1, а).

Влияние между фильтрами мало, у делителя развязка между портами 6 дБ.

По результатам расчёта совпали с допустимой точностью все элементы волновой матрицы, кроме параметра S_{11} (см. рис. 1, б). Параметр, полученный расчётным методом, является комбинацией S_{11} параметров двух фильтров, на измеренном параметре наблюдается «скачок» значения, а в полосе заграждения – повышение уровня коэффициента отражения.

Анализ литературы, которая описывает расчёт каскадного соединения многополосников, показал, что данный эффект не учитывается при расчёте с помощью блочных S -матриц и T -матриц [1–3].

Цель данной работы – исследовать появление данного «скачка» и выяснить, учитывают ли САПР явление многократного отражения от последующих каскадов.

Поочередно отсоединяя фильтры от делителя, установили, что фильтры 1 и 2 вносят «скачок» в области нижних частот, а фильтр 2 – в области верхних частот, при этом другой порт в режиме холостого хода (ХХ). Была предпринята попытка учесть данный «скачок» при разработке алгоритма, который учитывает многократное отражение от входа следующего каскада.

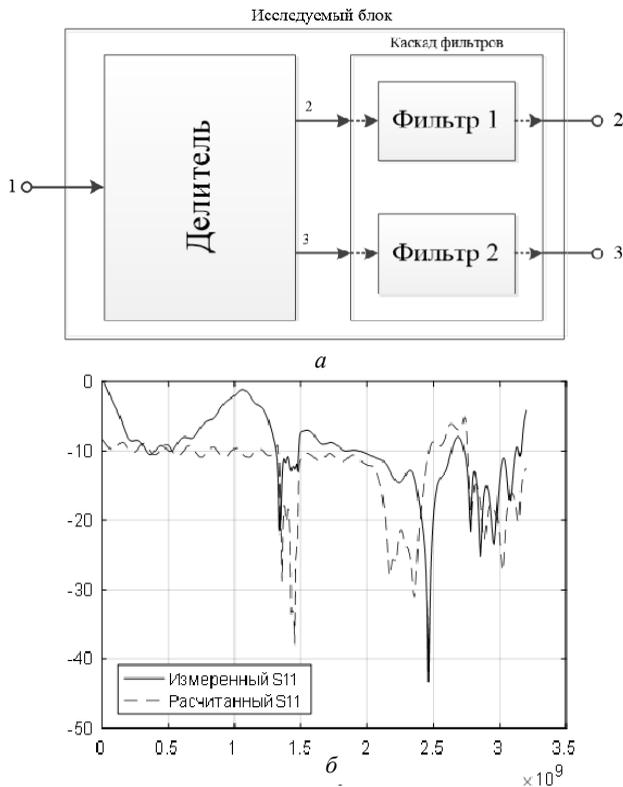


Рис. 1. Исследуемая схема (схема № 1) и параметр S_{11}

Чтобы упростить анализ данного эффекта, убираем фильтр 2, порт будет в режиме холостого хода (схема № 2). В результате были получены рис. 2 и 3, когда оставшийся порт согласованно нагружен (СН) и ХХ. Проверим схему № 2 с помощью разрабатываемой функции и с помощью САПР, смотреть будем, учитывается или нет данный эффект многократного отражения. На рис. 4 представлена разница расчёта САПР и разрабатываемого метода.

Таким образом, по результатам расчёта выяснили, что данный эффект не учитывается средствами САПР и описанными в литературе методами каскадирования. Приведённые на рис. 2 и 3 результаты были получены с помощью разрабатываемого метода. Данный метод основан на «моделировании» падающих и отражённых волн. На рис. 4 представлена разница разрабатываемого метода и результатов моделирования в САПР для ХХ и СН, по результатам анализа которого можем сказать, что данные методы совпадают или очень схожие.

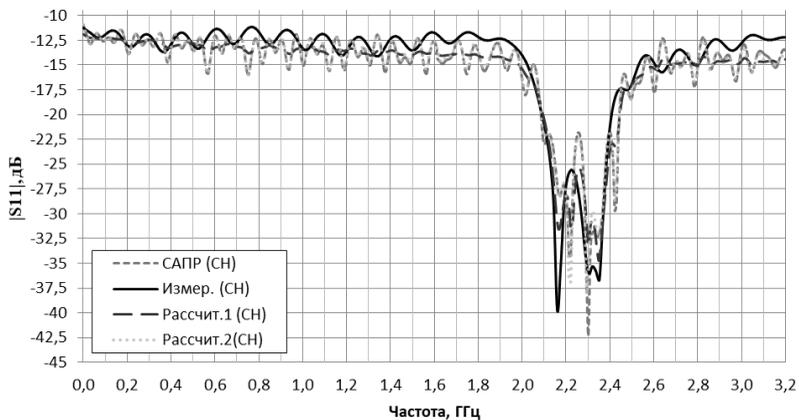


Рис. 2. Полученные результаты параметра S_{11} при СН

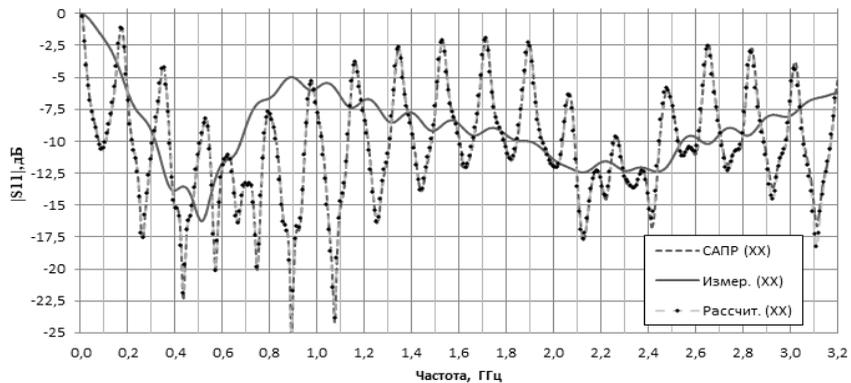


Рис. 3. Полученные результаты параметра S_{11} при ХХ

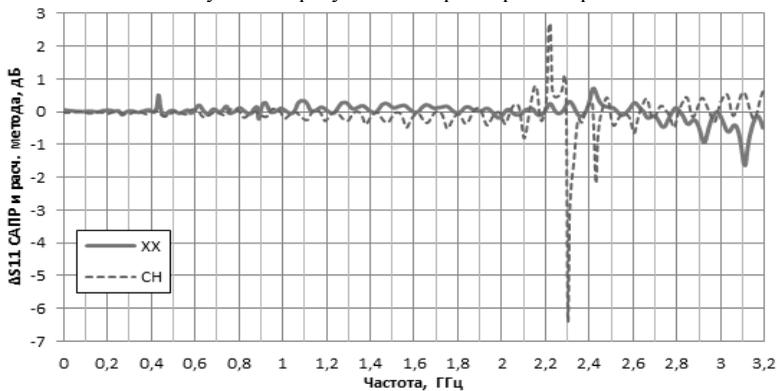


Рис. 4. Разница расчёта САПР и разрабатываемого метода

ЛИТЕРАТУРА

1. Сазонов Д.М. Устройства СВЧ / Д.М. Сазонов, А.Н. Гридин, Б.А. Мишустин. – М.: Высш. школа, 1981. – 295 с.
2. 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.
3. Черкашин М.В. Основы проектирования СВЧ полупроводниковых устройств: учеб. пособие / М.В. Черкашин, Л.И. Бабак. – Томск: ТУСУР, 2010. – 57 с.

УДК 621.372.6

РАСЧЕТ РЕЗУЛЬТИРУЮЩЕЙ ВОЛНОВОЙ МАТРИЦЫ КАСКАДНОГО СОЕДИНЕНИЯ СВЧ-УСТРОЙСТВ

Ч.М. Куулар, К.Д. Зайков, студенты каф. РТС

г. Томск, ТУСУР, chayanak@bk.ru

Описан метод определения результирующей матрицы рассеяния каскадного соединения СВЧ-устройств на примере делителя мощности и двух фильтров. В результате расчетов были построены графики зависимости отдельных параметров результирующей матрицы S от частоты. Проведено сравнение результатов расчёта с экспериментальными данными.

Ключевые слова: матрица рассеяния, каскад, СВЧ-устройство, фильтр, делитель мощности.

В технике СВЧ часто возникает задача рассчитать параметры СВЧ-блока, состоящего из нескольких устройств, параметры которых известны. Для этого каждому устройству ставится в соответствие некоторый многополюсник, описываемый, например, матрицей рассеяния S . Тогда каскадные соединения таких многополюсников тоже можно описать матрицей рассеяния [1, 2].

В работе рассматривается метод расчета результирующей матрицы рассеяния с помощью блочных матриц каскадного соединения делителя мощности и двух различных фильтров. Структурная схема такого соединения представлена на рис. 1, *а*.

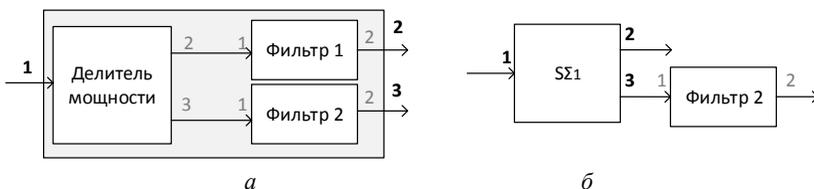


Рис. 1. Структурные схемы каскадного соединения СВЧ-устройств

Описываемый метод заключается в том, что сначала определяется результирующая матрица рассеяния каскадного соединения двух устройств, в данном случае делителя мощности и фильтра 1, затем результирующая матрица \mathbf{S} всего каскада. Матрицы рассеяния СВЧ-устройств известны и могут быть представлены в блочном виде [1]

$$\mathbf{S}^{(1)} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{\alpha\alpha} & \mathbf{S}_{\alpha\beta} \\ \mathbf{S}_{\beta\alpha} & \mathbf{S}_{\beta\beta}^{(1)} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{S}^{(2)} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{\beta\beta}^{(2)} & \mathbf{S}_{\beta\gamma} \\ \mathbf{S}_{\gamma\beta} & \mathbf{S}_{\gamma\gamma} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где $\mathbf{S}_{\alpha\alpha}$ – матрица порядка $M \times M$, элементы которой определяют коэффициенты отражения и взаимосвязи свободных входов; $\mathbf{S}_{\alpha\beta}$ и $\mathbf{S}_{\beta\alpha}$ – матрицы порядка $M \times P$ и $P \times M$ соответственно, элементы которых определяют коэффициенты передачи со свободных входов на объединяемые входы; $\mathbf{S}_{\beta\beta}^{(1)}$ – матрица порядка $P \times P$, элементы которой определяют коэффициенты отражения и взаимосвязи объединяемых входов. Аналогичный смысл имеют блоки матрицы $\mathbf{S}^{(2)}$.

Тогда блоки результирующей матрицы \mathbf{S} каскада из делителя и фильтра 1 рассчитываются следующим образом [1]:

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_{\alpha\alpha}^{\Sigma} &= \mathbf{S}_{\alpha\alpha} + \mathbf{S}_{\alpha\beta} (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{\beta\beta}^{(2)} \mathbf{S}_{\beta\beta}^{(1)})^{-1} \mathbf{S}_{\beta\beta}^{(2)} \mathbf{S}_{\beta\alpha}, \\ \mathbf{S}_{\alpha\gamma}^{\Sigma} &= \mathbf{S}_{\alpha\beta} (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{\beta\beta}^{(2)} \mathbf{S}_{\beta\beta}^{(1)})^{-1} \mathbf{S}_{\beta\gamma}, \\ \mathbf{S}_{\gamma\gamma}^{\Sigma} &= \mathbf{S}_{\gamma\gamma} + \mathbf{S}_{\gamma\beta} (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{\beta\beta}^{(1)} \mathbf{S}_{\beta\beta}^{(2)})^{-1} \mathbf{S}_{\beta\beta}^{(1)} \mathbf{S}_{\beta\gamma}, \\ \mathbf{S}_{\gamma\alpha}^{\Sigma} &= \mathbf{S}_{\gamma\beta} (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{\beta\beta}^{(1)} \mathbf{S}_{\beta\beta}^{(2)})^{-1} \mathbf{S}_{\beta\alpha}, \end{aligned} \quad (2)$$

где \mathbf{E} – единичная матрица.

Далее по формулам (1) и (2) определяется результирующая матрица рассеяния всего каскада с уже известной результирующей матрицей \mathbf{S} первого каскадного соединения (рис. 1, б).

S -параметры каждого устройства были измерены с помощью векторного анализатора цепей и использовались в качестве исходных данных для расчета результирующей матрицы \mathbf{S} .

Параметры результирующей матрицы рассеяния такого соединения были получены также путем экспериментальных измерений в диапазоне частот от 0,3 МГц до 3,2 ГГц. На рис. 2 приведены графики зависимости элементов результирующей матрицы \mathbf{S} от частоты, полученных расчетным путем и экспериментально измеренных. Так как рассматриваемые СВЧ-устройства пассивные, значения параметров матрицы рассеяния \mathbf{S}_{12} и \mathbf{S}_{21} , \mathbf{S}_{13} и \mathbf{S}_{31} , \mathbf{S}_{23} и \mathbf{S}_{32} совпадают между собой.

Из графиков видно, что рассчитанные параметры результирующей матрицы рассеяния совпадают с небольшим расхождением с экс-

периментально измеренными. Значительное расхождение наблюдается у параметров S_{11} , S_{23} и S_{32} в диапазоне частот 0,5–1,25 ГГц. Это связано с тем, что порты 2 и 3 делителя имеют плохую развязку, которая образует многократное отражение от входов фильтров. Используемый метод не учитывает данное явление.

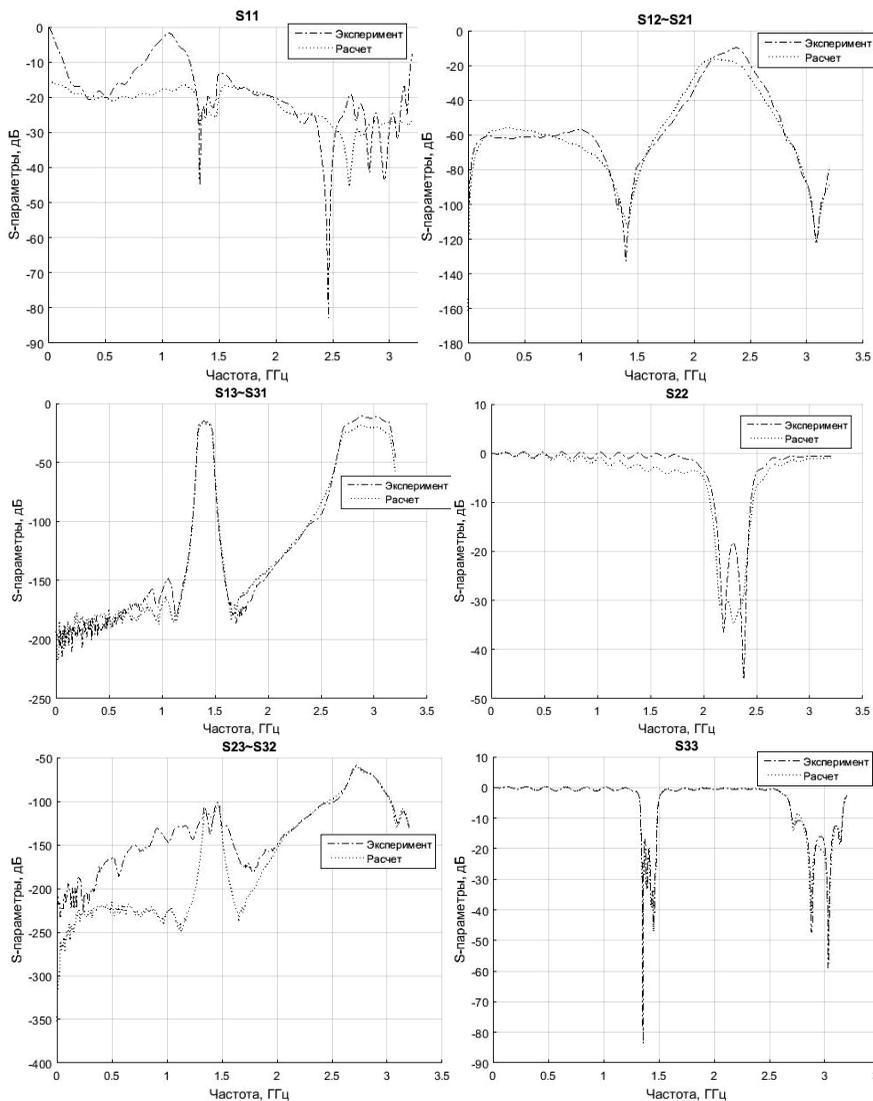


Рис. 2. Графики зависимости элементов результирующей матрицы S от частоты

Рассмотренный метод позволяет рассчитать результирующую матрицу рассеяния каскадного соединения СВЧ-устройств. К достоинствам данного метода можно отнести простоту реализации и возможность расчета S -матрицы для любой комбинации СВЧ-устройств. Существенный недостаток был выявлен по результатам эксперимента и заключается в невозможности учесть многократное отражение от входа подключаемого устройства при плохой развязке выходных портов.

Кроме того, недостатком метода расчёта является необходимость вычислять обратную матрицу, что затрудняет реализацию этого метода на ЭВМ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Устройства СВЧ и антенны / под ред. Д.И. Воскресенского. – 2-е изд., доп. и перераб. – М.: Радиотехника, 2006. – 376 с.
2. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ: учеб. для радиотехнич. спец. вузов. – М.: Высш. шк., 1998. – 432 с.

УДК 621.396.969

ОЦЕНКА НЕКОТОРЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ИМПУЛЬСОВ, ОТРАЖЕННЫХ ОТ ЭЛЕМЕНТОВ РЕЛЬЕФА ПРИ ДВУХПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИИ НА ЗЕМНЫХ ТРАССАХ

*П.А. Полянских, ст. преп.; А.А. Мещеряков, зав. каф. РТС, к.т.н.;
В.П. Денисов, проф., д.т.н.; Е.С. Паскаль, ассистент
г. Томск, ТУСУР, каф. РТС, polyanskix@gmail.com*

Рассмотрены оценки некоторых характеристик сигналов РЛС по результатам проведенного эксперимента.

Ключевые слова: радиолокация, распространение радиоволн, обработка экспериментальных данных.

В 1995–2006 гг. в НИИ РТС ТУСУРа проводились эксперименты по изучению распространения сантиметровых радиоволн в условиях пересеченной местности. Сигналы излучались трехсантиметровой импульсной РЛС, работающей в сканирующем режиме. Приемная аппаратура находилась на удалении до 40 км и позволяла принимать и записывать в память ЭВМ сигналы РЛС, прошедшие трассу распространения по кратчайшему пути и следующие за ними отраженные от элементов рельефа сигналы с задержкой по времени до 10 мкс. Экспериментальный комплекс подробно описан в монографии [1].

Создание комплекса и общее руководство исследованиями проводились под руководством заведующего лабораторией РРВ М.В. Крутикова. Программа регистрации результатов измерений, ис-

пользуемая в работе, написана заведующим лаборатории радиолокации А.А. Мещеряковым.

Цель работы – оценка характеристик отраженных импульсных сигналов для оптимизации алгоритма однопозиционного определения местоположения источников излучения. Обработывались результаты измерений, проведенные на четырех различных трассах РРВ. Исследуемые трассы располагались на местности, наибольшая площадь которой была занята лесным массивом (около 60% территории).

На трассах встречались препятствия в виде дачных построек, отдельных строений и линий электропередач.

На рис. 1 показан пример записи сигналов на интервале, превышающем период сканирования антенны РЛС. По горизонтали отложены номера принимаемых импульсов, по вертикали – амплитуда сигналов на входе приемника. Рисунок 1 отражает диаграмму направленности антенны РЛС, искаженной местностью. Видно, что уровень сигнала меняется на 55 дБ относительно среднего уровня шума.

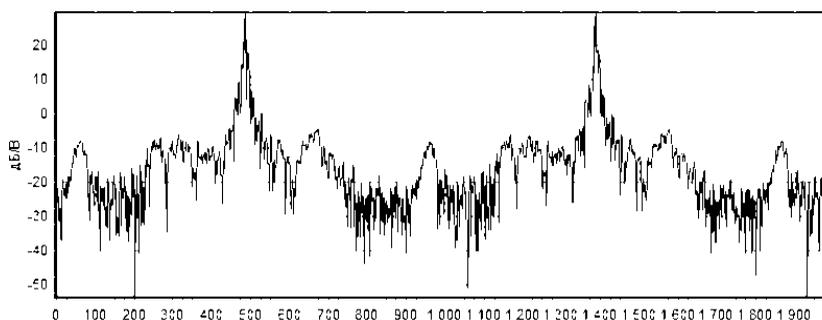


Рис. 1. Пример записи сеанса экспериментальных исследований

На рис. 2, *a–г* приведены реализации записи сигналов в окне регистрации. По горизонтальной оси приведены такты АЦП. Один такт АЦП соответствовал временному интервалу в 11 нс, по вертикали – амплитуда сигнала на входе приемника. Форма прямого (пришедшего по кратчайшему расстоянию) зарегистрированного сигнала представлено на рис. 2, *a*. Наличие отраженных импульсных сигналов представлено на рис. 2, *б–г*. Форма этих сигналов может быть подобна прямому сигналу, а также может сильно искажаться. Классификация отраженных импульсных сигналов, используемая в работе проведена по их длительности. Часть длительности этих импульсов соответствует длительности прямого сигнала (см. рис. 2, *в*), часть из них значительно превышает длительность прямого, при этом соседние импульсы могут слиться в один (см. рис. 2, *б*), а также иметь вид коротких выбросов с длительностью, меньшей, чем прямой.

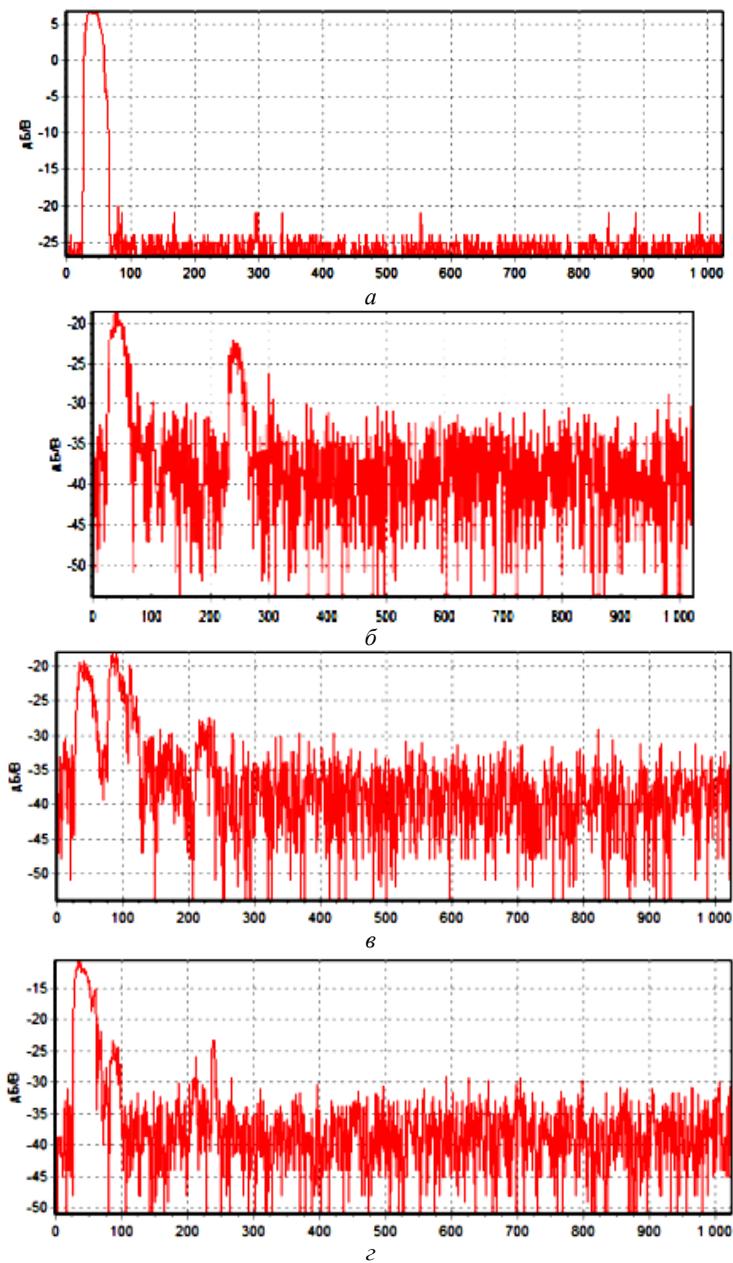


Рис. 2. Примеры записи сигналов в окне регистрации (канал 1)

В рамках статьи построены эмпирические плотности распределения вероятностей количества отраженных импульсов в окне регистрации и их задержек относительно прямого. Из них следует, что с вероятностью, близкой к единице, на открытых и закрытых трассах задержки отраженных импульсов относительно прямого не превышают единиц микросекунд, а их количество на этом интервале не превышает восьми для данных условий эксперимента.

Заключение. Полученные результаты являются оценочными, так как зависят от метода выделения отраженных импульсов из массива данных и алгоритма измерений. Тем не менее они могут быть полезны для дальнейшего анализа однопозиционного метода определения координат источника излучения.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ, проект № FEWM-2020-0039.

ЛИТЕРАТУРА

1. Денисов В.П. и др. Пространственно-временные искажения сантиметровых радиосигналов на наземных трассах распространения и их влияние на точность пассивных систем местоопределения / под общ. ред. В.П. Денисова. – Томск: Изд-во Том. гос. ун-та систем упр. и радио-электроники, 2014. – 502 с.

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., доцент

УДК 669.057

ПРИМЕНЕНИЕ ЖИДКОГО МЕТАЛЛА В КАЧЕСТВЕ ТЕРМОИНТЕРФЕЙСА ДЛЯ ТЕПЛОТВОДА ОТ ЭЛЕКТРОРАДИОЭЛЕМЕНТОВ

А.И. Боярчук, магистрант каф. КИПР

*Научный руководитель В.М. Карaban, доцент каф. КИПР, к.ф.-м.н.
г. Томск, ТУСУР, liocha-97@mail.ru*

Представлены результаты теплового моделирования, который был проведен в программном обеспечении SolidWorks Simulation. Разработаны теоретические принципы нанесения жидкого металла для радиоэлектронной аппаратуры.

Ключевые слова: жидкий металл, технология нанесения, тепловой расчет, SolidWorks Simulation.

Задача обеспечения тепловых режимов электрорадиоэлементов имеет одно из наиболее важных значений в современной электронике, так как от выбранного теплового режима зависят надежность и срок активного существования устройства.

Одним из главных направлений использования жидких металлов является эффективный отвод тепла от теплонагруженных элементов радиоэлектронной аппаратуры и обеспечение их надежной работы.

В настоящее время среди чистых металлов только ртуть имеет жидкое состояние при комнатной температуре, но использовать ее в качестве термоинтерфейса не представляется возможным из-за ее чрезвычайно ядовитых паров. Также в природе есть два металла, которые имеют температуру плавления чуть выше комнатной, это цезий и галлий, но используют их только в составе сплавов [1].

Температура плавления цезия 28,5 °С. На воздухе цезий мгновенно окисляется с воспламенением, кроме этого, при взаимодействии с водой взрывается. Цезий достаточно активен и агрессивен по отноше-

нию к контейнерным материалам и требует хранения в сосудах из специального стекла в атмосфере аргона.

Галлий имеет температуру плавления 29,8 °С. Производители жидких металлов утверждают, что он безвреден, но при попадании внутрь человека может вызвать отравление. Окисляется на воздухе. С добавлением других легкоплавких металлов образует эвтектики. Например, при легировании оловом температура плавления сплава будет равняться 20,5 °С, а при добавлении индия – 15,3 °С. На практике используют тройную эвтектику галлий–индий–олово, которая имеет температуру плавления приблизительно 5 °С, что делает его пригодным для использования в качестве термоинтерфейса [2].

Целью данной работы является определение целесообразности использования жидкого металла в качестве термоинтерфейса для отвода тепла от электрорадиоэлементов и разработка теоретических принципов его нанесения на несущую конструкцию.

Существует большое количество разнообразных составов жидкого металла на основе галлия, но самым распространенным является сплав, содержащий 68,5% галлия, 21,5% индия, 10% олова, имеющий температуру плавления 5 °С и коэффициент теплопроводности 79 Вт/(м·К).

В ходе проделанной работы был произведен тепловой анализ модуля зарядного устройства комплекса автоматики и стабилизации космического аппарата, теплонагруженные элементы которого устанавливались непосредственно на жидкий металл *termalright silver king*. В качестве сравнения был выбран клей-герметик эласил 137-490 ТУ 2252-162-00209013–2016, который, в свою очередь, является основным материалом для отвода тепла от элементов на АО «НПЦ «Полус» и имеет коэффициент теплопроводности 2,5 Вт/(м·К). В качестве материала основания несущей конструкции был выбран сплав магния МА2-1. Модуль располагается на тепловых трубах, температура которых равняется 38 °С, следовательно, минимальная температура устройства равняется температуре тепловых труб.

В таблице представлены результаты теплового моделирования двух вариантов термоинтерфейса, выполненного в программном обеспечении SolidWorks Simulation.

Результаты теплового моделирования

Вид термоинтерфейса	Температура устройства, °С
Клей-герметик Эласил 137-490 ТУ 2252-162-00209013–2016	48,2
Жидкий металл <i>Termalright silver king</i>	40,8

Теоретические принципы нанесения жидкого металла на несущую конструкцию включают в себя несколько пунктов, а именно:

1. Следует обезжирить поверхность несущей конструкции спирто-бензиновой смесью.

2. Поверхность несущей конструкции следует оксидировать для защиты от коррозии.

3. Перед установкой элементов на жидкий металл, на поверхность несущей конструкции необходимо нанести грунтовку, для магниевых сплавов можно использовать грунтовку ЭП-076 Э ТУ 2312-423-21743165–2014.

4. Если на жидкий металл устанавливается элемент с медной подставкой, контактирующую поверхность меди следует покрыть никелем, иначе жидкий металл впитается в медь, образуя в зазоре слой интерметаллидов, которые являются тугоплавкими и обладают относительно плохой теплопроводностью, вследствие чего жидкий металл будет расходоваться на их образование и уйдет из зазора.

5. Наносить жидкий металл следует только в резиновых перчатках, так как он имеет высокую адгезию к любым поверхностям.

6. Жидкий металл необходимо наносить силиконовой кистью, шпателем или краскопультом (нужен специальный разбавитель, но при этом жидкий металл станет менее густым, не изменяя остальных параметров). Самым эффективным средством нанесения жидкого металла является силиконовая кисть, которая не деформирует нанесенный слой.

7. Наносить жидкий металл следует в два слоя. Первый слой необходим для сцепления жидкого металла с поверхностью, второй слой контрольный, на поверхность добавляется несколько капель жидкого металла, которые должны будут занять все свободное пространство между элементом и местом его установки. Толщина термоинтерфейса должна быть не более 0,6 мм, чтобы предотвратить растекание жидкого металла при установке элемента.

8. Чтобы предотвратить растекание жидкого металла из-под электрорадиоэлемента при его работе, следует произвести герметизацию мест контактирования жидкого металла с окружающей средой в промежутках между элементом и металлическим основанием несущей конструкции соответствующим материалом. Можно использовать как компаунды, так и теплопроводные клей-герметики.

По результатам теплового моделирования видно, что при использовании жидкого металла температура устройства снизилась на 7,4 °С, что привело к увеличению надежности устройства. Также разработаны теоретические принципы нанесения жидкого металла, позволяю-

щие увеличить срок его эксплуатации в составе радиоэлектронной аппаратуры, и принцип технологии защиты как несущей конструкции, так и жидкого металла от воздействия коррозии.

ЛИТЕРАТУРА

1. Жидкий металл: подводные камни. Взгляд глазами химика [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://m.habr.com/ru/post/3743331> (дата обращения: 06.02.2021).

2. Цезий. Галлий [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://ru.m.wikipedia.org/wiki> (дата обращения: 06.02.2021).

УДК 654.935

GSM-СИГНАЛИЗАЦИЯ ДЛЯ МОТОЦИКЛОВ

М.Е. Коберник, А.А. Копытов, Д.В. Щуцкая,

К.В. Семенюта, студенты

г. Томск, НИ ТПУ

Изготовлена gsm-сигнализация, проведено проектирование печатных плат и корпусов для её пульта и блока, написано программное обеспечение. Экспериментально протестирована эффективность устройства, проведен сравнительный анализ с аналогами, представленными на рынке.

Ключевые слова: сигнализация, передатчик, приемник, atmega, attiny, gsm, гироскоп-модуль, датчик удара.

На сегодняшний день кроме легковых автомобилей угону и актам вандализма подвергаются и мотоциклы. Изначально главным способом защиты был замок блокировки руля. Однако злоумышленник с помощью грубой силы может обойти данный охранный метод. Также этот способ защиты не спасет от вандальных действий. Сейчас для обеспечения безопасности двухколёсного средства используют различные мотосигнализации [1].

В настоящее время мотоциклы с боковым прицепом весьма популярны, однако очень сложно найти сигнализации на них (обычная сигнализация не срабатывает на вибрации или удары в боковом прицепе). Также для несовременных мотоциклов, как правило, приходится отключать часть функций сигнализации из-за устаревшей конструкции техники (например, функцию автозапуска), которые, в свою очередь, заметно прибавляют в стоимости сигнализации [2]. Рациональный способ решения этой проблемы – GSM-сигнализация, которая:

– имеет высокий уровень безопасности и низкую стоимость за счет оптимально подобранных функций;

- срабатывает при ударе, вибрации, при изменении наклона, а также ускорении мотоцикла;
- обеспечивает безопасность не только соломотоцикла, но и мотоцикла с боковым прицепом;
- имеет обратную связь с телефоном владельца.

Блок сигнализации собран на контроллере ATMEGA8 [3]. В нем используются модуль GSM, модуль гироскопа и акселерометра, модуль для связи с пультом, отдельно выведен датчик удара, который подключается в случае использования бокового прицепа. Блок сигнализации имеет 3 канала для подключения нагрузки – на них можно подключить аварийную сигнализацию, динамик, выполнить защитный разрыв цепи зажигания мотоцикла. Блок сигнализации оборудован светодиодом индикации работы, который может быть отключен по желанию владельца, а также зуммером для подачи звукового сигнала о постановке / снятии на охрану. Схема блока сигнализации представлена на рис. 1.

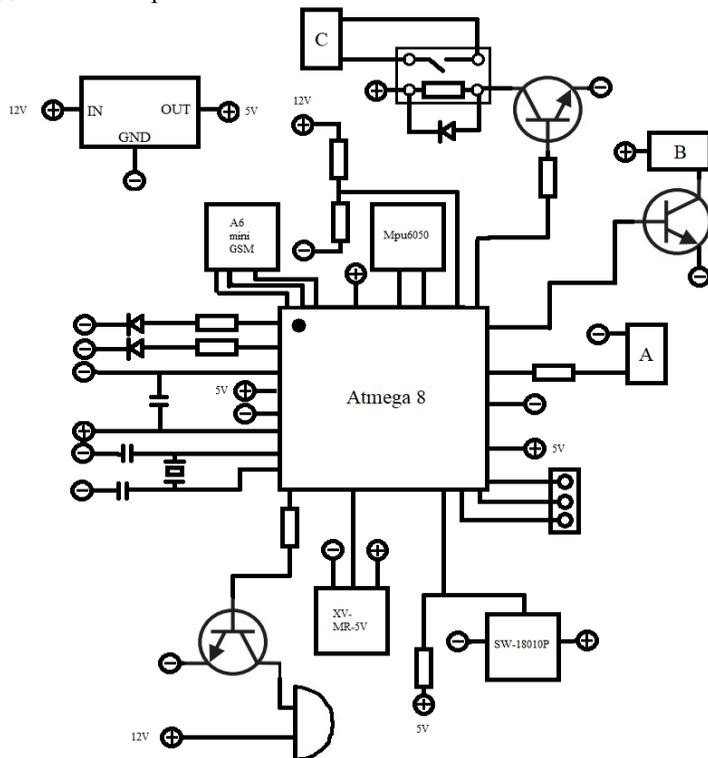
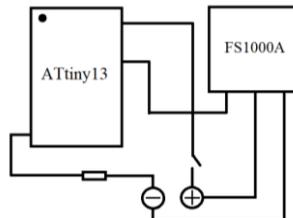


Рис. 1. Схема блока сигнализации

Пульт для сигнализации собран на контроллере ATTINY13 [4]. В нем используется модуль для связи с блоком сигнализации, кнопка. В пульте предусмотрено место под небольшую антенну для усиления сигнала и увеличения дальности действия. Схема пульта для сигнализации представлена на рис. 2.

Рис. 2. Схема пульта для сигнализации



В результате проведенных экспериментов, были получены следующие итоги:

1. Максимальная дальность приема сигнала пульта 15 м.
2. Энергопотребление в режиме охраны 0,4 Вт. Таким образом, при использовании штатного аккумулятора мотоцикла емкостью 7 А*ч, сигнализация сможет работать не менее 200 ч в режиме ожидания.
3. Сигнализация корректно работает во всех режимах эксплуатации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Мотосигнализация Pandora DXL 4200: [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://clck.ru/TUdnQ>, свободный.
2. GSM/GPRS трекер для мотоциклов, скутеров и автомобилей GT005 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://clck.ru/TUdmu>, свободный.
3. Контроллер Atmega328 8-Bit megaAVR picoPower Microcontrollers [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://clck.ru/TUdmH>, свободный.
4. Контроллер Attiny13 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://clck.ru/TUdmd>, свободный.

УДК 621.314.6

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИСТОЧНИКА ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ДЛЯ УСТРОЙСТВА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭНЕРГИИ ДВИЖЕНИЯ ЧЕЛОВЕКА

А.П. Концевая, студентка

Научный руководитель М.С. Сахаров, ст. преп. каф. КИПР;

Н.Н. Кривин, и.о. зав. каф. КИПР, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, alisa.lisa1999@mail.ru

Проводится обоснование актуальности развития альтернативных малоомощных источников электропитания для носимой электроники, а также анализ возможности разработки источника вторичного

электропитания для устройства преобразования энергии движения человека. В результате работы формулируются проблемы проектирования и их возможные решения.

Ключевые слова: альтернативный источник питания, вторичные источники электропитания, устройство преобразования энергии.

С ростом количества беспроводных электронных средств, используемых в повседневной жизни человека, возникает необходимость поиска наиболее выгодных и удобных способов зарядки таких устройств. На данный момент практически каждый человек имеет при себе хотя бы одно электронное устройство, которое нуждается в постоянной зарядке.

В отличие от таких альтернативных источников питания, как солнечные батареи, энергия, производимая человеком, доступна всегда и не требует определённых условий окружающей среды.

Устройства сбора и преобразования механической энергии имеют различные конструкции и принципы работы: к ним относятся генераторы, встраиваемые в рюкзак, а также подошвенные и наколенные преобразователи. Преобразователи последнего типа имеют средний КПД и производят достаточно энергии для зарядки одного устройства.

Таким образом, совмещая стремление людей передвигаться пешком и преобразование энергии от их ходьбы, можно создать устройство, которое позволяло бы людям не терять производимую энергию и использовать её для зарядки малых устройств, что удовлетворяет требованиям актуальности работы. За основу проектируемого преобразователя энергии взято устройство «PowerWalk».

Источник вторичного электропитания (ИВЭП) – совокупность функциональных узлов (ФУ) для обеспечения радиоэлектронных устройств стабилизированными напряжениями переменного и постоянного тока, а также для осуществления фильтрации сетевых и коммутационных помех, управления, контроля и защиты. Основными ФУ являются: трансформатор, выпрямитель, сглаживающий фильтр, стабилизатор напряжения, делитель выходного напряжения, помехоподавляющий фильтр, инвертор.

Основными параметрами разрабатываемого ИВЭП будут входной и выходной сигналы.

Входной сигнал зависит от режима работы генератора и ходьбы самого человека. Форма же выходного сигнала зависит от того, как и какое устройство будем в дальнейшем питать от данного устройства преобразования.

В среднем человек делает 113 шагов в минуту, т.е. продолжительность одного шага примерно 1,88 с. Таким образом, длительность

генерации электрической энергии примерно составляет 30% от всего цикла, т.е. 0,56 с. При снятии одновременно с двух ног полученной энергии частота входного сигнала увеличивается в два раза. Во время равномерной ходьбы (скорость человека постоянна) входной сигнал имеет форму последовательных импульсов, равных по форме. В зависимости от ускорения или торможения амплитуда и форма импульсов будут отличаться. Импульсы принимают только положительные значения.

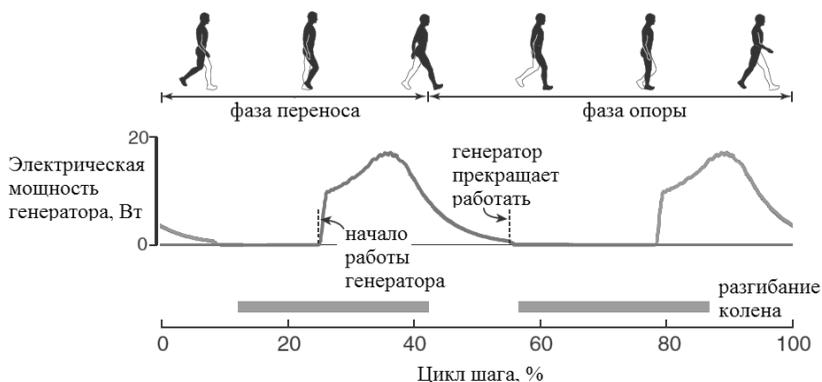
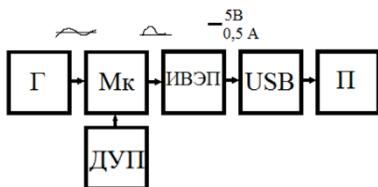


Рис. 1. Электрические импульсы, генерируемые преобразователем за один цикл ходьбы

Энергия, производимая человеком, собирается и преобразуется для дальнейшего питания электронных устройств. Судя по значению максимальной мощности, которую способен произвести генератор, сделаем вывод, что электронные устройства, которые будем заряжать, – гаджеты личного пользования, потребление которых доходит до 5 Вт. На данный момент самым распространённым для зарядки устройства является USB-порт. Требование для USB-порта одинаково во всех устройствах: постоянный ток силой в 0,5–0,9 А и напряжением 5 В. Данным значениям должен соответствовать выходной сигнал разрабатываемого ИВЭП.

В целом принцип работы устройства преобразования совместно с ИВЭП можно описать, как преобразование электрических импульсов, производимых генератором (Г), в постоянный ток. Датчик поворота угла (ДУП) необходимо настроить так, чтобы он замыкал и размыкал схему в определённые моменты времени при помощи микроконтроллера (Мк), который должен питаться либо от самой энергии, производимой генератором, либо иметь дополнительный источник питания для обеспечения ИВЭП бесперебойной работы.



На основе сказанного составим структурную схему всего устройства (рис. 2).

Рис. 2. Структурная схема устройства преобразования

При проектировании самого ИВЭП мы столкнулись с рядом проблем, которые необходимо решить при последующем проектировании:

1. Датчик поворота угла необходимо настроить так, чтобы он работал не только при определённом значении угла, но и с определённым интервалом времени.

2. Необходимо обеспечить микроконтроллер питанием от вырабатываемого генератором электрического тока.

ЛИТЕРАТУРА

1. Donelan J.M., Li Q., Naing V., Hoffer J.A., Weber D.J., Kuo A.D. Biomechanical Energy Harvesting: Generating Electricity During Walking with Minimal User Effort // Science. – 2008. – Vol. 319. – 807 p.

2. Артманов Б.И. Источники электропитания радиоустройств: учебник для техникумов / Б.И. Артманов, А.А. Бокуняев. – М.: Энергоиздат, 1982. – 296 с.

3. Костиков В.Г. Источники электропитания электронных средств. Схемотехника и конструирование: учеб. для вузов / В.Г. Костиков, Е.М. Парфенов, В.А. Шахнов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2001. – 344 с.

4. Гейтенко Е.Н. Источники вторичного электропитания: учеб. пособие. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2008. – 448 с.

УДК 629.7.086

РАЗРАБОТКА НАЗЕМНОЙ СТАНЦИИ ЦЕНТРА УПРАВЛЕНИЯ ПОЛЁТАМИ МАЛЫХ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ НА БАЗЕ РКФ ТУСУРа

*В.Р. Генкель, А.Р. Абубакирова, Р.З. Бурангулов, А.Н. Кенжитаева,
Г.В. Сентябрёв, К.В. Смолькин, студенты каф. КИПР
Научный руководитель Н.Н. Кривин, доцент каф. КИПР, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, vladgenkel@gmail.com*

Представлены результаты разработки центра управления полётами малых космических аппаратов формата CubeSat на базе радиоконструкторского факультета ТУСУРа.

Ключевые слова: центр управления полётами, малый космический аппарат, CubeSat.

Задача управления искусственными спутниками преимущественно осуществляется с поверхности Земли. Любая отдельная организация, работающая с образовательными и любительскими малыми космическими аппаратами (МКА), обычно имеет свой центр управления полётами (ЦУП). Часто в подобных станциях связи и ЦУП используют серийную сравнительно дорогую (примерная стоимость полного комплекта оборудования составляет 30–40 тыс. евро) радиоаппаратуру и программное обеспечение, которое находится в свободном доступе. В качестве базовой радиостанции используется приёмопередающее устройство с управлением от персонального компьютера.

Основным требованием к такому центру является создание автоматической спутниковой пакетной станции, которая может принимать со спутника данные, необходимые для определения положения МКА относительно Земли, производить контролируемое изменение параметров его полета, осуществлять синхронизацию времени, управлять положением антенн и частотой трансивера, а также принимать и отправлять электронную почту.

Чтобы определить структуру центра, были проведены исследование и анализ информации, имеющейся в научно-технической литературе и Интернете. Изучался опыт создания аналогичных центров, реализованных в других вузах (ТПУ, МГТУ им. Баумана), также проведён обзор профессиональных центров, подконтрольных Роскосмосу (СПУТНИКС, ЦКС «Сколково», ЦКС «Железногорск»), и некоторых зарубежных станций.

Исходя из целей и задач, была определена структурная схема наземной станции ЦУПа ТУСУРа (рис. 1), которая в досрочной перспективе подразумевает обучение студентов, школьников и всех желающих способам обмена телеметрической информацией с малыми космическими аппаратами; наблюдение за околоземным космическим пространством; связь с экипажами Международной космической станции и приобретение практических навыков работы с приемопередающим оборудованием.

Создание центра имеет особое значение для магистрантов кафедры конструирования и производства радиоаппаратуры (КИПР), обучающихся по программе «Конструирование и производство бортовой космической радиоаппаратуры» направления подготовки 11.04.04 «Электроника и наноэлектроника». Планируется, что в будущем они будут иметь возможность проектирования, запуска и управления собственными МКА с целью решения исследовательских задач в области изучения космических условий и их влияния на показатели функционирования и элементный состав бортовой радиоаппаратуры МКА.

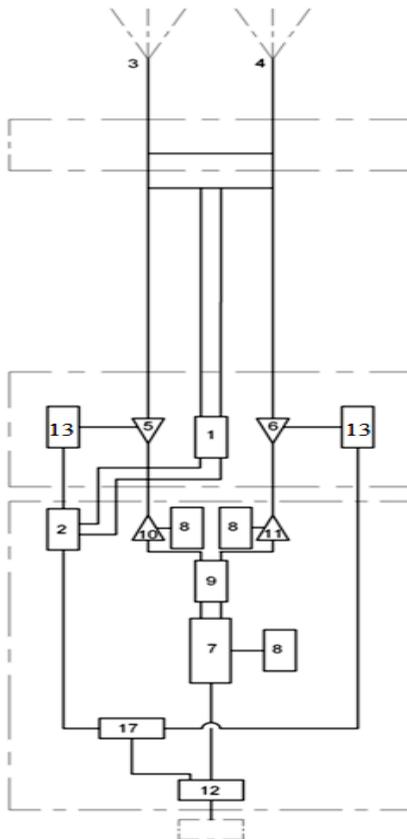


Рис. 1. Структурная схема наземной станции

Состав наземной станции ЦУП: антенна типа «волновой канал» на частоту 435...438 МГц; антенна типа «волновой канал» на частоту 144...146 МГц; опорно-поворотное устройство типа Yaesu G-5500; компьютерный интерфейс Yaesu GS-232B; МШУ типа SSB-Electronics DBA-270; источник питания PS-1235; приёмопередатчик ICOM 7100; ОВЧ-усилитель мощности Mirage D-3010-N; измеритель мощности и коэффициента стоячей волны – Vega SX-1100; УКВ усилитель мощности Mirage B-320-G; преобразователь интерфейсов USB-RS232; сенсоры (реализуются с помощью свободного программного обеспечения); персональный компьютер.

Приёмопередатчик ICOM-7100, компьютерный интерфейс управления Yaesu GS-232B и система из двух многоэлементных турникет-

ных антенн (для диапазона частот 144...146 и 435...438 МГц) типа «волновой канал», работающих в режиме осевого излучения, с антенным ротатором Yaesu G-5500 являются важнейшими элементами станции связи. Помимо этого, в системе применяются усилители мощности сигнала Mirage, измеритель коэффициента стоячей волны и мощности типа Vega, двухдиапазонный малошумящий усилитель типа SSB Electronics и преобразователь интерфейсов USB-RS232. Соблюдение согласованной работы элементов наземной станции при проведении сеансов спутниковой связи осуществляется периферийными устройствами, а сам сеанс проводится посредством персонального компьютера со свободно распространяемым программным обеспечением.

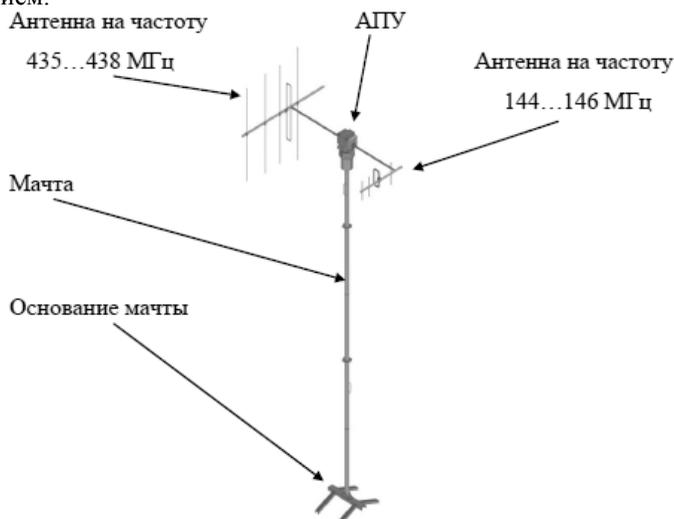


Рис. 2. Антенная система наземной станции

Оценочная стоимость комплекта радиооборудования, используемого в составе ЦУПа, составляет 450–550 тыс. руб. Поскольку большая часть оборудования представляет собой иностранные образцы, одной из актуальных задач является проектирование центра на основе отечественной элементной базы, поскольку использование импортных готовых компонентов является экономически невыгодным.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шевнин Е.А. Наземная система управления малого космического аппарата CubeSat: дис. ... магистра приборостроения / Том. политехн. ун-т, Томск, 2015. – 140 с. – URL: <http://earchive.tpu.ru/handle/11683/28924> (дата обращения: 22.02.2021).

2. СибГау – Студенческий центр управления полетами [Электронный ресурс]. – <http://sat.sibsau.ru/>

3. Наземный комплекс управления для малых космических аппаратов [Электронный ресурс]. – <http://cyberleninka.ru/article/n/nazemnyy-kompleks-upravleniya-dlya-malyh-kosmicheskikh-apparatov>

4. Антенны «волновой канал» для диапазона УКВ [Электронный ресурс]. – <http://www.radiouniverse.ru/book/antenny/10-7-antenny-volnovoy-kanal-dlya-diapazona-ukv>

УДК 621.382.33

НЕЛИНЕЙНАЯ МОДЕЛЬ БИПОЛЯРНОГО СВЧ-ТРАНЗИСТОРА

К.А. Петрухин, А.Ю. Колесников, студенты каф. ФЭ;

С.А. Степанов, студент каф. РТС

Научный руководитель В.П. Пушкарёв, доцент каф. РТС, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, pushkarev_vp_52@mail.ru

Проект ГПО РТС-2003 «Разработка стенда для проведения испытаний и определения энергии активации бескорпусных СВЧ-микросхем»

Представлена нелинейно-инерционная модель биполярного транзистора СВЧ на основе метода нелинейных токов степенными рядами Тейлора 3-го порядка. Приведены аналитические выражения тока и диффузионные ёмкости эмиттерного перехода, α -нелинейности, лавинные нелинейности.

Ключевые слова: степенной ряд Тейлора, нелинейная модель биполярного транзистора (БПТ) [1].

Нелинейно-инерционная модель (рис. 1) СВЧ-транзистора необходима для проектировщиков радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) для исследования и автоматизации проведения ускоренных испытаний [2].

Эквивалентная схема БПТ содержит: $C_{gэ}(U_n)$, $g_э(U_n)$ – диффузионная ёмкость и проводимость открытого p - n -перехода; $r_б$ – распределённое сопротивление базы; $C_{кп}$, $C_{ка}(U_k)$ – пассивная и активная барьерные ёмкости закрытого перехода; $\alpha_0 i_э$ – управляемый генератор тока; α_0 – коэффициент передачи по току в схеме с ОБ.

В модели БПТ нелинейными являются все элементы, кроме сопротивления базы.

Нелинейная проводимость открытого эмиттерного перехода $g_э(U_n)$ определена из связи тока эмиттера с напряжением

$$i_{э}(U_{п}) = I_{э0} \cdot \exp\left(\frac{U_{п}}{m \cdot \varphi_T}\right),$$

где $I_{э0}$ – ток эмиттера в рабочей точке; $m = 1$ – технологический коэффициент; $U_{п}$ – постоянное напряжение на p - n -переходе; $\varphi_T = kT/q$ – температурная разность потенциала; k – постоянная Больцмана, Дж/К; T – температура окружающей среды, К; q – заряд электрона, Кл.

Ток эмиттера описывается рядом Тейлора:

$$i_{э} = g_{э1}U_{п} + g_{э2}U_{п}^2 + g_{э3}U_{п}^3 + \dots$$

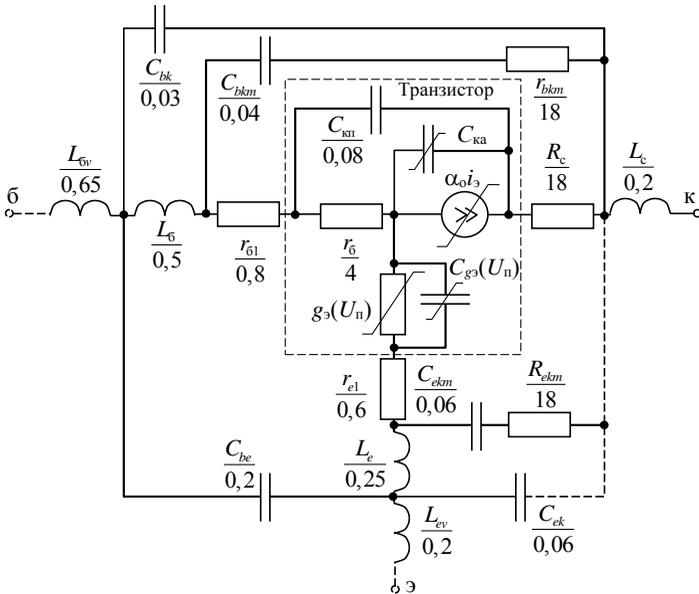


Рис. 1. Эквивалентная схема СВЧ-транзистора 2Т3132А-5 (номинальные значения индуктивностей приведены в нГн, ёмкостей – в пФ, сопротивлений – в Ом)

Нелинейные проводимости эмиттерного перехода

$$g_{э1} = \frac{I_{э0}}{m\varphi_T}; \quad g_{э2} = \frac{g_{э1}^2}{2I_{э0}}; \quad g_{э3} = \frac{g_{э1}^3}{6I_{э0}}.$$

Диффузионная ёмкость эмиттера

$$C_{гэ}(U_{п}) = \frac{g_{э}(U_{п})}{\omega_T},$$

где ω_T – круговая граничная частота транзистора.

Ток через диффузионную ёмкость определяется рядом Тейлора

$$i_{cэ} = C_{gэ1} \frac{dU_{\Pi}}{dt} + C_{gэ2} \frac{dU_{\Pi}^2}{dt} + C_{gэ3} \frac{dU_{\Pi}^3}{dt} + \dots,$$

где коэффициенты ряда

$$C_{gэ1} = \frac{g_{э1}}{\omega_T}; \quad C_{gэ2} = \frac{g_{э2}}{\omega_T}; \quad C_{gэ3} = \frac{g_{э3}}{\omega_T}.$$

Нелинейный ток коллектора является нелинейной функцией тока эмиттера и напряжения коллектор–база

$$I_K/I_э = \alpha_0(I_э) \cdot M_0(U_K),$$

где $\alpha_0(I_э)$ – статический коэффициент передачи по току в схеме с ОБ; $M_0(U_K)$ – лавинный коэффициент умножения.

Ток коллектора

$$I_{K0} = I_{K0,20} + \gamma \cdot \beta \cdot I_{K,обр} \exp(0,08 \cdot (T_{пер} - T_0)),$$

где $I_{K0,20}$ – ток коллектора при температуре 20 °С; $\gamma = 0,001$ – коэффициент пропорциональности; β – статический коэффициент передачи по току в схеме с ОЭ; $I_{K,обр}$ – обратный ток коллектора; $T_{пер}$ – температура перехода, К; T_0 – температура, при которой даны справочные характеристики, К.

$$T_{пер} = \gamma \cdot U_K \cdot I_{K0} \cdot R_{корп.-пер} + T_{ср},$$

где U_K – напряжение на коллекторе при β_{max} ; $R_{корп.-пер} = 600$ °С/Вт – тепловое сопротивление корпус-переход; $T_{ср} = 293$ К – температура окружающей среды.

$$\alpha_1(I_э) = \frac{\beta_M}{1 + \beta_M + a \cdot \lg^2 \frac{I_{э0}}{I_{эм}} + 2a \cdot \ln e \cdot \lg \frac{I_э}{I_{эм}}};$$

$$\alpha_2(I_э) = -\frac{1}{2I_{э0}} \cdot \frac{\alpha_1^2}{\beta_M} \cdot 2a \cdot \lg e \cdot \left(\ln \frac{I_{э0}}{I_{эм}} + \lg e \right);$$

$$\alpha_3(I_э) = \frac{1}{6} \left[-\frac{2\alpha_2}{I_{э0}} + \frac{8\alpha_1^2}{\alpha_1} - \frac{\alpha_1^2}{I_{э0}^2} \cdot \frac{2a \cdot \ln^2 e}{\beta_M} \right],$$

где β_M – максимальное значение β ; a – коэффициент аппроксимации ($a = 0,2 - 2$); $I_{эм}$ – значение тока эмиттера, при котором $\beta = \beta_M$.

Лавинная нелинейность определяется выражениями:

$$M_1(U_K) = -\frac{M_0^2(U_K) \cdot n \cdot U_{K0}^{n-1}}{U_{K0пр}^n}; \quad M_2(U_K) = \frac{M_1^2(U_K)}{M_0(U_K)} + \frac{M_1(U_K)(n-1)}{2 \cdot U_{K0}};$$

$$M_3(U_K) = \frac{2}{3} M_2(U_K) \left[\frac{n-1}{2U_{K0}} + \frac{2M_1(U_K)}{M_0(U_K)} \right] - \frac{1}{3} M_1(U_K) \left[\frac{n-1}{2U_{K0}^2} + \frac{M_1^2(U_K)}{M_0^2(U_K)} \right],$$

где U_{K0} , $U_{K0пр}$ – напряжение коллекторного перехода и напряжение его пробоя соответственно; n – коэффициент, характеризующий материал транзистора.

Ёмкость коллекторного перехода определяется соотношением

$$C_K = C_{ка}(U_K) + C_{кп}.$$

Активная ёмкость коллекторного перехода

$$C_{ка}(U_K) = C_0 \left[1 + \left(\frac{U_K}{U_T} \right) \right]^{-p},$$

где C_0 – константа, численно равная ёмкости $C_b(0)$ при $U_b = 0$; U_T – контактная разность потенциалов (для кремния $U_T = 0,6-0,8$ В, для арсенида галлия $U_T = 0,7-0,9$ В); $p = 0,5$ – коэффициент аппроксимации, характеризующий плавность перехода.

Активная ёмкость коллекторного перехода

$$C_{ка}(U_K) = C'_0 \cdot (U_{K0})^{-p},$$

где C'_0 – константа, численно соответствующая ёмкости C_K при $U_{K0} = 1$ В.

Ток, протекающий через нелинейную ёмкость коллектора, выраженный рядом Тейлора, имеет вид

$$i_{C_K} = C_{K1} \frac{dU_{K0\sim}}{dt} + C_{K2} \frac{dU_{K0\sim}^2}{dt} + C_{K3} \frac{dU_{K0\sim}^3}{dt} + \dots,$$

где $U_{K0\sim}$ – переменная составляющая сигнала на переходе коллектор–миттер;

$$C_{K1} = C'_0 \cdot (U_{K0})^{-p}; C_{K2} = -\frac{1}{6} C'_0 \cdot (U_{K0}^4)^{-p}; C_{K3} = -\frac{2}{27} C'_0 \cdot (U_{K0}^7)^{-p}.$$

С учётом реактивных элементов корпуса и выводов транзистора диапазон частот расширяется до граничной частоты $(1,0-1,5)f_T$.

Погрешность описания нелинейно-инерционной модели не превышает 10%.

ЛИТЕРАТУРА

1. Пушкарёв В.П. Амплитудно-фазовая конверсия в широкополосных приемно-усилительных трактах: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.04. – Томск, 2001. – 160 с.
2. Кулибаба А.Я. Проблемы ускоренных испытаний электронной компонентной базы на надежность / А.Я. Кулибаба, С.П. Прищепова, А.Ю. Штукарёв // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы. – 2014. – Т. 1, № 2. – С. 81–85.

РАСЧЕТ ТЕМПЕРАТУРЫ КАНАЛА Р-НЕМТ В СОСТАВЕ GAN МИС

Д.А. Лужайцев, А.О. Туров, студенты

Научный руководитель И.А. Чистоедова, доцент каф. ФЭ, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, danil.wow67@gmail.com

Рассматривается методика оценки среднего времени наработки на отказ с помощью расчёта температуры канала для р-НЕМТ-транзисторов в составе монолитной интегральной схемы на нитриде галлия.

Ключевые слова: нитрид галлия, СВЧ, температура канала, тепловое сопротивление, среднее время наработки на отказ.

Тенденция развития высокоомощных монолитных интегральных схем, к примеру, усилителей мощности СВЧ- и КВЧ-диапазона, приводит к развитию устройств на основе широкозонных полупроводников. Нитрид галлия (GaN) позволяет получать высокоомощные устройства с малыми линейными размерами кристалла, ввиду широкой запрещённой зоны. При этом высокая мощность передачи СВЧ-излучения влияет на саморазогрев области затвора как наиболее уязвимого места в рНЕМТ-транзисторе на основе GaN.

Микросхема не всегда используется только в нормальных условиях ($T = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$), что говорит о том, что параметр, характеризующий надежность микросхемы, – Mean time to failure (MTTF), или среднее время наработки до отказа устройства, является зависимым как от самого полупроводника, так и от условий окружающей среды.

MTTF извлекается следующим путём: проводится тест партии активных элементов, как пример: транзисторы (TR) при трех разных температурах в активном режиме работы [1]. Затем фиксируется относительное количество транзисторов и время выхода из строя, строится график. После этого проводится прямая, с помощью которой выделяются время и температура при определённом проценте вышедших из строя, например 50% от всей партии. Тогда строится зависимость MTTF от температуры канала и проводится аппроксимация, с помощью которой можно определить, сколько времени проработает микросхема.

Основные параметры подложки и каскадов приведены в табл. 1.

Формула для расчёта теплопроводности (k_{GaN}) [3]:

$$k_{\text{GaN}} = 2,53 \cdot 10^4 \cdot T^{-1,23} = 2,53 \cdot 10^5 \cdot (-40 + 273)^{-1,23} = 309,9 \text{ Вт/(м}\cdot\text{К)}.$$

Формула для расчёта теплопроводности (k_{SiC}):

$$k_{SiC} = 4 \cdot 10^5 \cdot T^{-1.23} = 4 \cdot 10^5 \cdot (-40 + 273)^{-1.23} = 490 \text{ Вт/(м·К)}.$$

Суммарная мощность источника на один палец затвора

$$P = \frac{U \cdot I}{NOF} = \frac{25 \cdot 220 \cdot 10^{-3}}{4} = 1,38 \text{ Вт}.$$

Формула для общего теплового сопротивления [4]

$$\theta_{total} = \theta_1 + \theta_2 + \theta_3 = 11,1 + 19,1 + 26,1 = 56,3 \text{ К/Вт}.$$

Т а б л и ц а 1

Основные параметры подложки и каскадов усилителя

Параметр	Значение	
	TR1	TR2
Толщина подложки, мкм	100	
Толщина слоя нитрида галлия, мкм	1	
Длина затвора (L_g), мкм	0,25	
Расстояние между двумя соседними затворами (s), мкм	30	
Ширина транзистора (UGW), мкм	150	150
Количество пальцев затвора (NOF)	2	4
Напряжение питания (U_d), В	25	
Ток стока в рабочем режиме (I_d), мА	97	222

Тепловое сопротивление в первой области находится по следующей формуле:

$$\theta_1 = \frac{1}{\pi W_g k_{GaN}} \ln \left(\frac{4t_{GaN}}{\pi L_g} \right) = 11,1 \text{ К/Вт}.$$

Тепловое сопротивление второй области

$$\theta_2 = \frac{1}{\pi W_g k_{SiC}} \ln \left(\frac{f \left(g \left(r_{1A}^{II}, W_g / 2 \right) \right)}{f \left(g \left(\sqrt{2}s, \sqrt{W_g^2 - \left[r_{1A}^{II} \right]^2 + 2s^2} \right) \right)} \right) = 19,1 \text{ К/Вт}.$$

Тепловое сопротивление в третьей области

$$\theta_3 = \frac{1}{\pi s k_{SiC}} \ln \left(\frac{h \left(\left(W_g / \pi t_{SiC} \right)^2 - 4 \left(r_{1A}^{II} / \pi t_{SiC} \right)^2 \right)}{h \left(\left(W_g / \sqrt{2}s \right)^2 - 4 \left(r_{1A}^{II} / \sqrt{2}s \right)^2 \right)} \right) = 26,1 \text{ К/Вт}.$$

Формула для расчёта температуры канала

$$T_k = (T^{-0,23} - 0,23[\theta_{total} \cdot P]T^{-1,23})^{(-1/0,23)} = 329 \text{ К}.$$

Полученные данные приведены в табл. 2.

Таблица 2

Полученные расчетные данные

<i>TR</i>	<i>T</i> , °С	<i>k_{GaN}</i> , Вт/(м·К)	<i>k_{SiC}</i> , Вт/(м·К)	θ_{total} , К/Вт	<i>T_к</i> , °С
4×150	–40	309,9	390	56,3	56
	25	228	362	76,2	157
	80	182,7	289	95,5	252
2×150	–40	309,9	390	56,3	40
	25	228	362	76,2	135
	80	182,7	289	95,5	224

Из данных табл. 2 можно судить о том, что при использовании транзистора в условиях, отличных от нормальных (при повышенной температуре – 80 °С), температура канала транзистора будет составлять 252 °С для транзистора 4×150 и 224 °С для транзистора 2×150. Если обратиться к аппроксимации параметра МТТФ используемой модели транзистора, то можно сказать, что при данной температуре среднее время наработки до отказа будет составлять 10⁵ часов для транзистора 2×150 и 5 · 10⁴ часов для транзистора 4×150.

ЛИТЕРАТУРА

1. Modeling and Characterization of RF and Microwave power FETs / P. Aaen, J. Pla, J. Wood. – Cambridg: Cambridge University Press, 2007. – 362 p.
2. Hiroyuki Shibata, Yoshio Waseda. High Thermal Conductivity of Gallium Nitride (GaN) Crystals Grown by HVPE Process // Materials Transactions. – 2007. – Vol. 48, No. 10. – P. 2782–2786.
3. Darwish A.M. (2005). Accurate Determination of Thermal Resistance of FETs // IEEE MTT-S Int. Microwave Sym. Dig., Phoenix. – Vol. 53. – P. 306–313.
4. Thermal Resistance Calculation of AlGaIn–GaIn Devices / Ali Mohamed Darwish, Andrew J. Bayba, and H. Alfred Hung // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – November 2004. – Vol. 52, No. 11.

ПОДСЕКЦИЯ 1.3

РАДИОТЕХНИКА

*Председатель – Семенов Э.В., проф. каф. РЗИ, д.т.н., доцент;
зам. председателя – Артищев С.А., доцент каф. КУДР, к.т.н.*

УДК 621.396.67

МИКРОПОЛОСКОВАЯ АНТЕННАЯ РЕШЁТКА С-ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

В.Г. Баканова, магистрант каф. СВЧиКР

*Научный руководитель А.А. Трубачев, доцент каф. СВЧиКР
г. Томск, ТУСУР, 280111 varya.bakanova@mail.ru*

Приведены результаты моделирования микрополосковой антенной решетки С-диапазона длин волн в среде AWR DE.

Ключевые слова: микрополосковая антенна, антенная решетка, С-диапазон длин волн, делитель мощности.

Микрополосковая (МП) антенная решётка формируется путем расположения или группировки нескольких одноэлементных микрополосковых антенн. Антенная решётка имеет более высокий уровень усиления и узкую ширину луча за счет большей площади апертуры [1].

В рамках исследовательской работы было проведено моделирование МП антенной решётки в AWR DE и исследование влияния количества элементов решётки на характеристики антенны.

В качестве единичного излучателя выступает спроектированная микрополосковая антенна со следующими характеристиками: резонансная частота 5,85 ГГц; коэффициент усиления (КУ) 6,72 дБи; коэффициент отражения от входа минус 31,64 дБ.

Техническими требованиями к антенной решётке являются: резонансная частота 5,85 ГГц; коэффициент усиления не менее 12 дБи; коэффициент отражения от входа не более минус 10 дБ.

Питание МП антенной решётки реализуется по схеме параллельного питания, которая позволяет контролировать подачу энергии на каждый элемент по отдельности [2]. Для разработки данного типа питания требуются делители мощности (ДМ), в качестве которых выступают Т-образные делители (тройники) [3].

При построении антенной решётки с двумя излучателями КУ равен 9,83 дБи в направлении максимума излучения, что недостаточно

для удовлетворения технических характеристик. Ширина диаграммы направленности по уровню половинной мощности главного лепестка $\theta_{0,5} = 43,71$ град. Коэффициент отражения от входа антенной решетки по $-20,71$ дБ.

На рис. 1 приведена МП антенная решётка с четырьмя излучателями. На рис. 2 представлена диаграмма направленности антенной решётки.

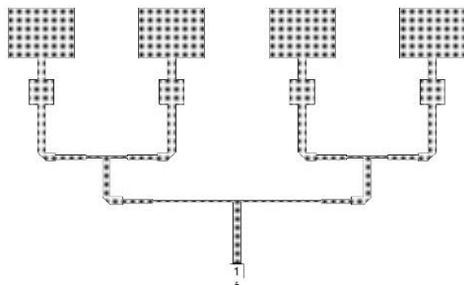


Рис. 1. Модель микрополосковой антенной решётки с четырьмя излучателями

Диаграммы направленности *E*- и *H*-плоскостей, дБ

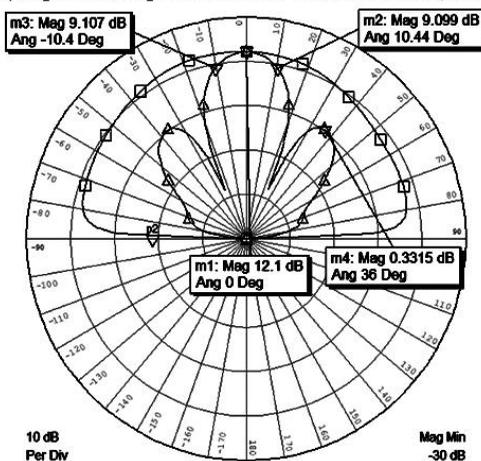


Рис. 2. Диаграммы направленности в *E*-плоскости и *H*-плоскости

Данная антенная решётка имеет КУ, равный 12,1 дБи в направлении максимума излучения, что уже удовлетворяет техническим требованиям, но появился достаточно высокий уровень боковых лепестков (УБЛ), равный 0,33 дБи. Ширина диаграммы направленности по уровню половинной мощности главного лепестка $\theta_{0,5} = 20,84$ град. Коэффициент отражения от входа антенной решетки по $-17,39$ дБ.

Для уменьшения УБЛ были применены ДМ с неравным делением мощностей. Деление мощности происходит таким образом, чтобы к центральным излучателям подводилось плечо ДМ с меньшим сопротивлением и на них поступала мощность больше, чем на крайние излучатели.

Смоделированная МП антенная решётка имеет коэффициент деления, равный 2. КУ равен 11,84 дБи, УБЛ снизился до $-4,472$ дБи.

Вследствие того, что при неравном делении мощностей между излучателями получены значения КУ меньше заданного техническими требованиями, дополнительно спроектирована антенная решётка с восьмью излучающими элементами с коэффициентом деления 1,5.

На рис. 3 представлена диаграмма направленности антенной решётки.

Диаграммы направленности *E*- и *H*-плоскостей, дБ

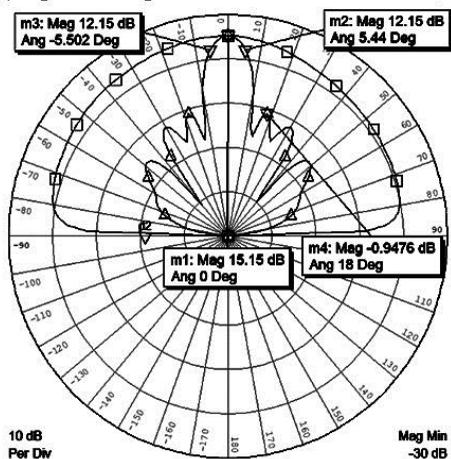


Рис. 3. Диаграммы направленности в *E*-плоскости и *H*-плоскости

Данная антенная решётка имеет КУ, равный 15,15 дБи в направлении максимума излучения, что удовлетворяет техническим требованиям, УБЛ равен $-0,95$ дБи. Ширина диаграммы направленности по уровню половинной мощности главного лепестка $\theta_{0,5} = 10,946$ град. Коэффициент отражения от входа антенной решётки по $-14,89$ дБ.

Закключение. В ходе исследования были построены различные варианты МП антенных решёток. При увеличении числа излучателей в антенной решётке возрастает КУ, уменьшается ширина диаграммы направленности, что приводит к более направленному излучению энергии. Также при увеличении числа излучателей появляются боко-

вые лепестки диаграммы направленности, снизить которые возможно с помощью деления мощности между излучателями в неравном соотношении.

Для выполнения технических требований достаточно МП антенной решётки с четырьмя излучателями с равным делением мощности между элементами (см. рис. 1).

ЛИТЕРАТУРА

1. Кочержевский Г.Н. Антенно-фидерные устройства: учеб. для вузов / Г.Н. Кочержевский, Г.А. Ерохин, Н.Д. Козырев. – М.: Радио и связь, 1989. – 352 с.

2. Balanis C.A. Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd Ed. – John Wiley and Sons, Hoboken, NJ, 2005. – 1136 p.

3. Проектирование полосковых устройств СВЧ: учеб. пособие [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://venec.ulstu.ru/lib/2002/1/SVCH.pdf> (дата обращения: 16.06.2020).

УДК 621.396.43

ОПТИМАЛЬНОЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ РЕСУРСОВ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ ДАННЫХ

Е. Кудабай, А. Кривицун, В.А. Мосейчук,

А. Салих, студенты каф. ТОР

*Научный руководитель Д.С. Брагин, ст. преп. каф. ТОР
г. Томск, ТУСУР, kudabay050@gmail.com, sasha.krivitsun@mail.ru,
aiatulla_97@mail.ru, moseychukvitalya96@gmail.com*

Выполнено проектирование средств передачи данных для организации радиообмена между двумя комплектами оборудования. Целью данного комплекса была передача как можно большего объёма информации в условиях радиоэлектронного противодействия противника, а также при использовании наиболее меньших затрат вычислительной мощности. Передача выполнялась пакетами по 1024 байта с использованием GFSK-модуляции. Одним из условий при проектировании комплекса было то, что необходимо было обеспечить безошибочную передачу всего пакета. В результате создания приемника и передатчика удалось достигнуть скорости передачи в 0,5 Мбит/с.

Ключевые слова: Soft defined radio, GNURadio, WAKE, GFSK.

На данный момент существуют протоколы и системы передачи данных с малым потреблением энергии и большой дальностью. В то время как нет систем, целью которых являются малое потребление вычислительных ресурсов. В результате проектирования необходимо

было достичь скорости более 0,1 Мбит/с. Для реализации данного комплекса было задействовано следующее оборудование: два комплекта оборудования, состоящие из двух вертикальных вибраторных антенн, программно-определяемого радио ADALM-PLUTO, одноплатного микрокомпьютера Raspberry PI 4 с ОЗУ 4 Гб. В данном комплексе первый комплект работает на передачу сигнала, в то время как второй комплект – на прием. Программное обеспечение микрокомпьютера было представлено ОС Raspbian, GNU Radio, GQRX и плагином для GNU Radio, LimeSuit.

Комплекс, реализуемый в рамках данной статьи, как было сказано выше, состоит из двух комплектов: передатчика и приемника. Передатчик состоит из источника данных (IN), блока, который реализует протокол транспортного уровня (WAKE2), кодера пакетов (PE), модулятора GFSK с индексом модуляции 2, программно-определяемого радио (SDR) и антенны. Рассмотрим каждый блок отдельно:

1. Источник информации (IN). В данном случае он берет данные из заранее записанного файла, длина которого составляет 25000 символов.

2. Кодер канального уровня (WAKE2). Блок добавляет каждому пакету длиной 1024 байта преамбулу, информацию о длине пакета и контрольную сумму.

3. Кодер пакетов (PE). Блок кодера работает на физическом уровне, добавляет преамбулу для синхронизации, т.е. маркеры начала пакета.

4. Модулятор GFSK. Для передачи данных использовалась частотная модуляция, сигнал которой проходят через фильтр Гаусса.

5. Модуль программно-определяемого радио (SDR). Данный модуль состоит из цифро-аналогового преобразователя, фильтра, усилителя частоты модуляции, усилителя мощности, смесителя и генератора.

Общие структуры схем передатчика и приемника представлены на рис. 1.

Приемник состоит из антенны, программно-определяемого радио (SDR), демодулятора GFSK с индексом модуляции 2, декодера пакетов (DPE), блока, который реализует протокол транспортного уровня (DWAKE2) и получатель информации (OUT). Рассмотрим каждый блок отдельно:

1. Получатель информации (OUT). Отправляет принятые данные в файл.

2. Декодер канального уровня (DWAKE2). Данный блок проверяет контрольную сумму. В случае если проверка была пройдена, то

данные поступают на выход, в обратном случае данные содержат ошибку и никуда не отправляются.

3. Декодер пакетов (DPE). Блок декодера работает на физическом уровне, убирает преамбулу и распределяет биты по байтам.

4. Демодулятор GFSK.

5. Модуль программно-определяемого радио (SDR). В обратном направлении используются малошумящий усилитель, смеситель, генератор, фильтр и усилитель частоты модуляции.

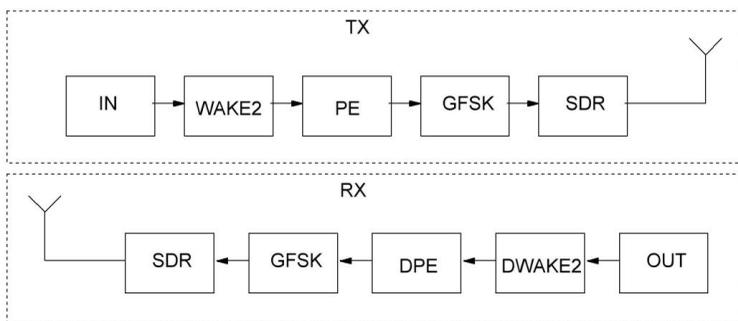


Рис. 1. Общие структуры схем передатчика и приемника

Эксперимент проводился с использованием SDR ADALM-PLUTO на расстоянии 10 м при мощности передатчика -10 дБм. В результате проектирования был получен комплекс, скорость передачи которого достигает 0,5 Мбит/с. В результате эксперимента было выявлено, что наибольшая скорость передачи достигается при полосе сигнала 1,6 МГц. При меньших полосах скорость передачи была меньше по объективным причинам. При большей же полосе Raspberry Pi не успевает обрабатывать всю информацию, вследствие чего скорость передачи снижается. Зависимость скорости передачи данных от полосы частот показана на рис. 2.

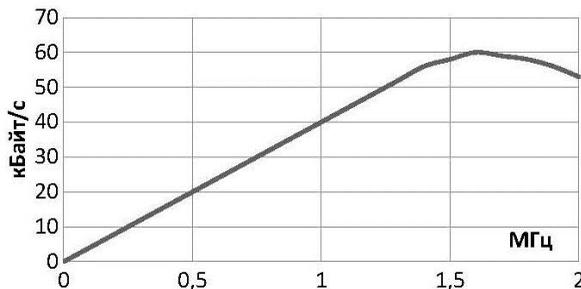


Рис. 2. Зависимость скорости передачи данных (кБит/с) от полосы (МГц)

В результате проведенной работы был реализован комплекс передачи данных, потребляющий наименьшие вычислительные ресурсы. Этого удалось добиться благодаря минимизации вычислительных затрат на синхронизацию, кодирование и модуляцию.

ЛИТЕРАТУРА

1. Tutorial [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://wiki.gnuradio.org> (дата обращения: 15.10.2020).
2. Tutorial [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.raspberrypi.org/> (дата обращения: 30.10.2020).
3. Tutorial [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://wiki.analog.com/university/tools/pluto> (дата обращения: 15.10.2020).
4. Радиосвязь/РЭБ [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://радиофест.рф/radiosvyaz> (дата обращения: 15.10.2020).

УДК 621.396.67

РАСЧЕТ ПОЛОЖЕНИЯ ТОЧКИ ПОДКЛЮЧЕНИЯ КОАКСИАЛЬНОГО ЗОНДА К ПРЯМОУГОЛЬНОЙ ПЕЧАТНОЙ АНТЕННЕ

И.Г. Нанеишвили, студент каф. 406

*Научный руководитель А.С. Милосердов, доцент каф. 408, 914, к.т.н.
г. Москва, МАИ, lal-13@yandex.ru*

Приведены результаты вычислений координаты подключения коаксиального зонда к печатной антенне прямоугольной формы методом конечных разностей во временной области, методом резонаторной модели и комбинированным методом резонаторной модели и конечных разностей во временной области. Производятся сравнение результатов расчетов.

Ключевые слова: численные методы, печатная антенна, методы расчета, входное сопротивление.

Возбуждение печатной антенны может осуществляться с помощью микрополосковой линии, коаксиальным зондом или неконтактным методом, например электромагнитной связью через отверстие в экранной плоскости [1].

Целью работы является сокращение требуемых вычислительных мощностей и соответственно уменьшение времени моделирования в процессе расчета положения точки подключения коаксиального зонда к прямоугольной печатной антенне для обеспечения минимального значения коэффициента стоячей волны (КСВ).

На примере различных геометрий прямоугольной печатной антенны в работе был произведен расчет положения точки подключения коаксиального зонда несколькими методами.

Во-первых, методом конечных разностей во временной области (FDTD). Этот метод применяется совместно с оптимизационными или итерационными алгоритмами [2, 3].

Оптимизационные алгоритмы осуществляют подбор значения изменяемого параметра при заданном критерии останова. Итерационные алгоритмы производят последовательный перебор варьируемых параметров, после чего на основании результатов расчета для каждого значения параметра его оптимальное значение выбирается вручную, исходя из выбранных критериев оптимальности. Каждая итерация этих алгоритмов представляет собой полное решение электродинамической задачи при каждом изменении параметра. В задаче согласования печатной антенны с коаксиальной линией этим параметром является координата точки подключения питания.

Во-вторых, методом резонаторной модели [1, 4, 5]. Суть метода заключается в том, что антенна рассматривается как полость, ограниченная четырьмя магнитными стенками по периметру пластины и двумя электрическими стенками со стороны слоя металлизации и экранной плоскости. В этой модели входное сопротивление антенны, при достаточном отдалении частот резонансов разных мод друг от друга, представляется в виде резонансного RLC-контура. Рассматриваемая модель может использоваться, если диэлектрическая проницаемость $\epsilon \leq 10$ и размеры сторон слоя металлизации сопоставимы с половиной длины волны $\lambda/2$.

Применение резонаторной модели позволяет значительно снизить требования к вычислительным мощностям, однако при этом снижается точность расчета, а зависимость КСВ от частоты в обоих случаях имеет одинаковую форму, но минимумы находятся на разных частотах.

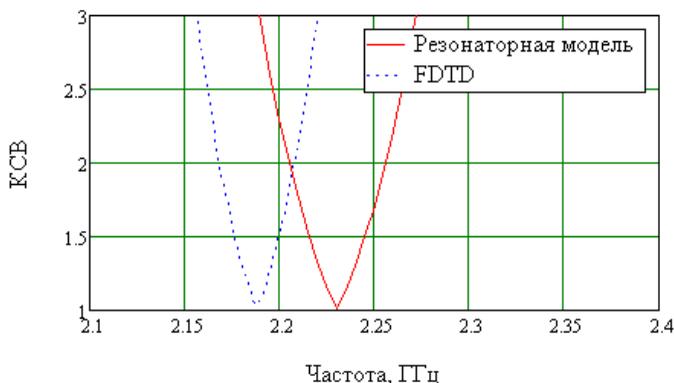


Рис. 1. Результаты расчета КСВ для двух методов

В-третьих, комбинированным методом FDTD и резонаторной модели. Суть этого подхода заключается в том, что методом резонаторной модели определяется приближенное значение координат точки подключения коаксиального зонда. Далее полученное приближенное значение используется как стартовая точка для метода FDTD.

Таким образом, удается сократить количество итераций при использовании метода FDTD и тем самым уменьшить время моделирования без потери точности расчета координат точки подключения коаксиального зонда.

Используя комбинированный метод FDTD и резонаторной модели, удалось, для геометрии антенны 1 (таблица), сократить число итераций с 11 до 6.

Дальнейшее уменьшение числа итераций возможно за счет уменьшения области нахождения координаты точки подключения зонда. Для этого необходимо собрать статистические данные о расхождении результатов расчета методом FDTD и резонаторной модели.

Расхождение результатов расчета для двух методов расчета

№	a , мм	b , мм	h , мм	ε	Δf , %	$\Delta K_{св}$, %	ΔX , %
1	68,58	41,4	1,524	2,5	1,9	1,5	1,5
2	110,49	69,09	1,524	2,5	1,5	0,2	5,2
3	50	50	2	2,5	2,5	6,2	3,5

В таблице приведены расхождения результатов расчета для трех геометрий, где b , a – размер слоя металлизации вдоль оси x и y соответственно, h – толщина диэлектрической подложки. Расхождение результатов в наихудшем случае составило:

- по определению резонансной частоты Δf не более 2,5%;
- по определению координаты подключения питания ΔX не более 5,2%;
- по определению глубины минимума КСВ $\Delta K_{св}$ не более 6,2%.

Однако для использования этих данных на практике необходимо построить большее число моделей для дальнейшей статистической оценки расхождения результатов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Лось В.Ф. Микрополосковые и диэлектрические резонаторные антенны, САПР модели: методы математического моделирования. – М.: Радиотехника, 2002.
2. Гринев А.Ю. Численные методы решения прикладных задач электродинамики: учеб. пособие. – М.: Радиотехника, 2012. – 336 с.
3. Гринев А.Ю., Гиголо А.И. Математические основы и методы решения задач в электродинамике: учеб. пособие. – М.: Радиотехника, 2015. – 216 с.

4. Thorude D., Himdi M., Daniel J.P. Cavity Model for Rectangular Patches // Electronics Letters. – 1990. – Vol. 26, No. 13. – P. 842–844.

5. Abboud F., Damiano J.P., Papiernik A. Simple Model for the Input Impedance of Coax-Fed Rectangular Microstrip patch antenna for CAD // IEE proc. – 1988. – Vol 135, Pt. H, No. 5. – P. 3–326.

УДК 621.317.7

О КОНФИГУРАЦИИ РАДИОМЕТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ НА БАЗЕ ПЛАТФОРМЫ SOFTWARE DEFINED RADIO ОТ ANALOG DEVICES

А.В. Щегляков, магистрант каф. РСС

Научный руководитель А.В. Убайчин, доцент каф. РСС

г. Томск, ТУСУР, artiom_9709@mail.ru

Описан способ конфигурации Software-defined radio платформы для ее использования в радиометрической системе. Проиллюстрированы результаты эксперимента с перестраиваемым генератором шума.

Ключевые слова: SDR, микроволновый радиометр, Matlab, Zedboard.

Большому количеству малопосвящённых исследователей в областях инфокоммуникаций, радиотехники и других, работающих с обработкой информативных сигналов, хотелось бы иметь готовое решение для быстрого проведения различных экспериментов и исследований. Для решения таких задач используется программно определяемая радиосистема (англ. Software-defined radio, SDR).

SDR выполняет значительную часть цифровой обработки сигналов на персональном компьютере или на программируемой логической интегральной схеме (ПЛИС). Первый вариант находит широкое применение у радиолюбителей, второй предназначен для более сложных реконфигурируемых систем с цифровой обработкой в режиме реального времени.

В проведенной работе по макетированию радиометрической системы использована плата Zedboard и AD-FMCOMMS3-EBZ, внешний вид которой представлен на рис. 1.

Для проведения макетирования была выбрана схема компенсационного радиометра как наиболее простого варианта технической реализации радиометра. Реализованная схема компенсационного радиометра представлена на рис. 2 [1].

На рис. 2: А – антенна, МШУ – маломощный усилитель, ППФ – полосно-пропускающий фильтр.



Рис. 1. Внешний вид плат Zedboard и AD-FMCOMMS3-EBZ



Рис. 2. Схема компенсационного радиометра с использованием плат Zedboard и AD-FMCOMMS3-EBZ

Компания Analog devices предоставляет образ системы Линукс с предустановленными программами ПО Oscilloscope и GNU Radio. Данные программы не подходят для макетирования радиометрической системы, так как не обладают функционалом для необходимой математической обработки входных шумовых сигналов тепловой природы. Поэтому схему на рис. 2 необходимо преобразовать для взаимодействия с программой Matlab Simulink. Matlab Simulink в пошаговой инструкции позволяет настроить подключение к платам Zedboard и AD-FMCOMMS3-EBZ. Модернизированная схема показана на рис. 3.

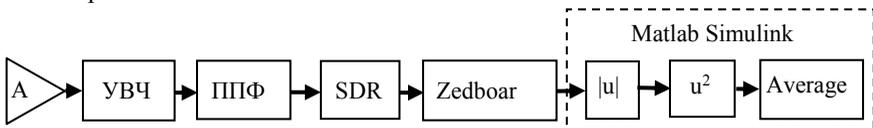


Рис. 3. Схема компенсационного радиометра с использованием плат Zedboard и AD-FMCOMMS3-EBZ

Для проверки работоспособности системы проведено исследование ее передаточной характеристики [2, 3]. Для этого на ее входе изменялся шумовой сигнал и регистрировались результаты измерений на выходе системы. Результаты измерений показаны на рис. 4.

Заключение. Разработанный макет системы обладает сравнительно линейной передаточной характеристикой. Отображение изме-

ренных данных в среде Matlab Simulink происходит в реальном времени при частоте дискретизации не более 1 МГц. В последующем планируется перенос части вычислений на ПЛИС SDR для использования полной рабочей частоты дискретизации АЦП до 56 МГц.

Работа выполнена в рамках проекта FEWM-2020-0041 Минобрнауки России.

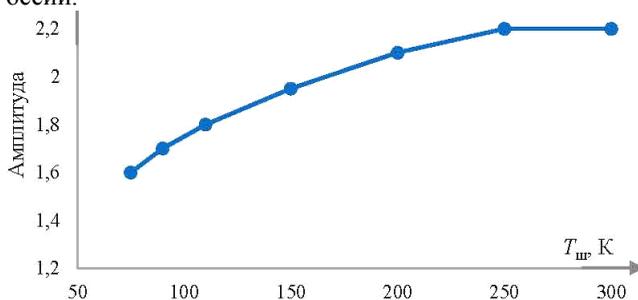


Рис. 4. График зависимости входной амплитуды от уровня шумов на входе системы

ЛИТЕРАТУРА

1. Убайчин А.В. Основы микроволновой радиометрии: учеб. пособие / А.В. Убайчин, А.В. Филатов, П.Е. Орлов. – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2014. – 85 с.
2. Убайчин А.В. Линейность передаточной характеристики нулевых радиометров с комбинированной импульсной модуляцией при высоком динамическом диапазоне измеряемых шумовых температур // Изв. вузов. Физика. – 2012. – Т. 55, № 9/3. – С. 130–134.
3. Camps A. Microwave Radiometer Resolution Optimization Using Variable Observation Times. Article in Remote Sensing. – July 2010. – P. 1826–1843.

УДК 621.3.089.5

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ИНТЕРФЕРЕНЦИИ СОБСТВЕННЫХ ШУМОВ ПРИЕМНИКА НА РЕЗУЛЬТАТЫ РАДИОМЕТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

Д.С. Кречетов, А.В. Щегляков, студенты;

Г.Г. Жук, Т. Абдирасул уулу, аспиранты

А.В. Убайчин, доцент каф. РСС, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, каф. РСС, den.krechetov@mail.ru

Представлены результаты экспериментальных исследований влияния интерференции собственных шумов приемника на результаты радиометрических измерений в ближней зоне антенны.

Ключевые слова: радиометрические измерения, модель ошибок, ошибки в радиоизмерениях.

На сегодняшний день актуальной задачей является исследование объектов, расположенных в ближней зоне антенны, с использованием ближнепольных микроволновых радиометров. К таковым относятся задачи неразрушающего контроля, оценки внутреннего состояния диэлектрических сред и материалов, ранней неинвазивной диагностики. Характерной особенностью проведения измерений такого рода является расположение объекта измерений в ближней зоне антенны, при этом сама антенна является излучателем шумов приемника, в связи с отсутствием полного согласования антенны с измеряемым объектом часть излучаемых антенной шумов поступает обратно на вход приемника, в результате этого происходит когерентное сложение собственных шумов, что приводит к ошибкам радиометрических измерений.

Целью работы является оценка влияния интерференции собственных шумов на результаты ближнепольных радиометрических измерений.

Для проведения исследования разработана экспериментальная установка, структурная схема которой показана на рис. 1.



Рис. 1. Структурная схема экспериментальной установки

Структурная схема эксперимента состоит из имитатора антенны и объекта ИА, управляемой линии задержки ЛЗ, радиометрического приемника П и индикатора И.

Собственные шумы приемника, сформированные шумовой волной с входа входного малошумящего усилителя, распространяются в направлении имитатора антенны и объекта. Часть шумового сигнала излучается антенной в объект, другая часть сигнала распространяется от антенны по направлению ко входу приемника и складываются с шумами распространяющиеся от входа приемника к его выходу. Затем величина сигнала ошибки отображается на индикаторе. Аналитически величина ошибки, характеризующаяся интерференционной составляющей, описывается выражением [14]

$$T = (T_{ш} + \cos(\Delta\phi)T_{ш}R)\beta.$$

Результирующий уровень шумовой температуры зависит от собственных шумов МШУ $T_{ш}$, коэффициента отражения R , от электрической длины линии задержки $\Delta\phi$ и коэффициента передачи β .

При исследовании влияния уровня собственных шумов были установлены следующие параметры приемника. Ширина полосы принимаемых частот составляет 90 МГц при центральной частоте 2,25 ГГц. Коэффициент усиления приемника 41,9 дБ. Шумовая темпе-

ратура согласованной нагрузки соответствует 300 К. Результаты исследования представлены на рис. 2.

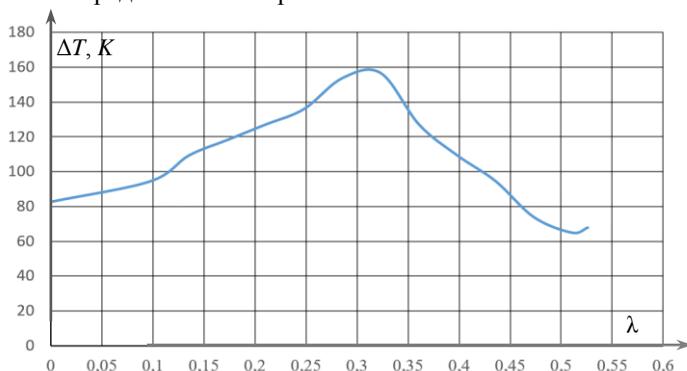


Рис. 2. Зависимость влияния интерференции от электрической длины линии задержки

Из полученных экспериментальных данных видно, что переотражение шумов МШУ от антенны значительно влияет на результаты измерений.

Заключение. Разработана экспериментальная установка для оценки влияния интерференции собственных шумов на результаты измерений. На основе экспериментальных данных можно сделать вывод о том, что интерференция собственных шумов МШУ, возникающая в результате переотражения от антенны, значительно влияет на результаты радиометрических измерений. Влияние интерференции не постоянно и зависит от электрической длины линии задержки.

Работа выполнена в рамках проекта FEWM-2020-0041 Минобрнауки России.

ЛИТЕРАТУРА

1. Конникова В.К., Лехт Е.Е., Силантьев Н.А. Практическая радиоастрономия: учеб. пособие. – М.: Изд-во Моск. ун-та, 2011. – 304 с.
2. Попов В.П. Основы теории цепей. – М.: Высшая школа, 1986.
3. Марков Ю.В. Проектирование устройств приема и обработки сигналов: учеб.-метод. пособие / Ю.В. Марков, А.С. Боков. – Екатеринбург: Изд-во Урал. ун-та, 2015. – 112 с.
4. Краус Дж.Д. Радиоастрономия / пер. с англ.; под ред. В.В. Железнякова. – М.: Сов радио, 1973. – 456 с.
5. Убайчин А.В. Перспективные микроволновые радиометрические системы на основе модифицированного метода нулевых измерений. – Томск: ТУСУР, 2017. – 155 с.
6. Тимановский А.Л., Пирогов Ю.А. Сверхразрешение в системах пассивного радиовидения. – М.: Радиотехника, 2017 с.

7. Цейтлин Н.М. Антенная техника и радиоастрономия. – М.: Сов. радио, 1976. – 352 с.
8. Бреховских Л.М. Волны в слоистых средах. – М.: Изд-во Академии наук СССР, 1957. – 503 с.
9. Боков Л.А., Замотринский В.А., Мандель А.Е. Электродинамика и распространение радиоволн: учеб. пособие – Томск: Том. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2013. – 410 с.
10. Есепкина Н.А., Корольков Д.В., Парийский Ю.Н. Радиотелескопы и радиометры. – Главная редакция физико-математической литературы изд-ва «Наука», 1973. – 416 с.
11. Стейн С., Джоис Дж. Принципы современной теории связи и их применение к передаче дискретных сообщений / пер. с англ.; под ред. Л.М. Финка. – М.: Связь, 1971.
12. Баскаков С.И. Лекции по теории цепей. – М.: МЭИ, 1991.
13. Применение микроволновых радиометров в составе системы связи на основе шумовых сигналов тепловой природы // Сб. избран. статей научной сессии ТУСУР–2018. – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники; В-Спектр, 2018. – С. 90–94.
14. Троицкий В.С. К теории контактного радиотермометра. – Препринт № 186. – Горький: НИРФИ, 1984.

ПОДСЕКЦИЯ 1.4

АУДИОВИЗУАЛЬНАЯ ТЕХНИКА, ЦИФРОВОЕ ТЕЛЕРАДИОВЕЩАНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЙ СЕРВИС

Председатель – Курячий М.И., доцент каф. ТУ, к.т.н.

УДК 004.932.2

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМА АДАПТИВНОЙ МЕДИАННОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ЦИФРОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ В ЗАВИСИМОСТИ ОТ ПЛОТНОСТИ ИМПУЛЬСНОГО ШУМА

Т.М. Акаева, магистрант каф. ТУ

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

Одним из самых распространенных способов удаления импульсных помех является медианная фильтрация. Ранее автором был предложен алгоритм медианной фильтрации с адаптацией к характеристикам изображения. В данной работе проведено исследование эффективности данного алгоритма в зависимости от плотности импульсного шума. Рассмотрены различные критерии оценки качества изображения и время выполнения алгоритма.

Ключевые слова: фильтрация, медиана, быстрая сортировка, медианная фильтрация, адаптация, адаптивная медианная фильтрация.

При получении или передаче цифровые изображения подвергаются воздействию шумов, что приводит к ухудшению визуального качества и потере информативных участков изображений. Необходимость исправления поврежденных пикселей перед основной обработкой является важной задачей цифровой обработки изображений [1].

В настоящее время существует множество способов ослабления уровня шума [2]. В данной работе рассматривается один из способов удаления импульсного шума «соль и перец».

При удалении аддитивных шумов происходит сильное размытие участков изображений, что приводит к потере деталей и контуров изображений [3]. В данной работе был предложен метод медианной фильтрации, который заменяет пиксели изображения на соответствующие значения медиан некоторой окрестности [4].

Ранее автором был предложен алгоритм адаптивной медианной фильтрации [5, 6], суть которого заключается в сравнении медианы апертуры со значениями пикселей черного и белого (255 – для белого, 0 – для черного). В случае когда медиана апертуры равна значению черного или белого пикселя, происходит увеличение размера апертуры для более качественной фильтрации данного изображения.

Цель работы – исследование эффективности обработки цифровых изображений, предложенного ранее алгоритма адаптивной медианной фильтрации.

Для моделирования было использовано изображение размером 320×240 пикселей, представленное на рис. 1. На рис. 2 представлены зашумленные изображения и результат их обработки.



Рис. 1. Исходное изображение

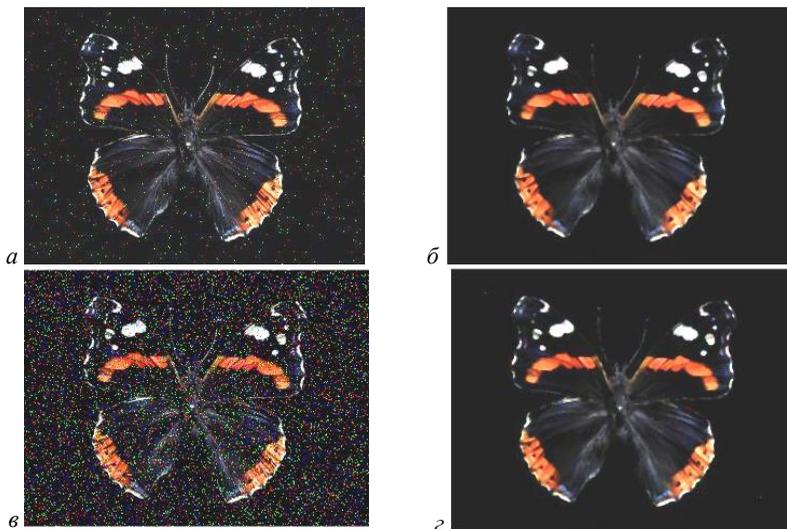


Рис. 2. Зашумленное изображение при плотности шума 0,01 (а), 0,1 (б) и результаты их обработки при плотности шума 0,01 (в), 0,1 (г)

Оценка эффективности удаления импульсного шума производилась по нескольким критериям оценки качества обработки изображения. Первый критерий – это среднеквадратичное отклонение (*MSE*), которое вычисляется по формуле

$$MSE = \sqrt{\frac{1}{N_1 N_2} \sum_{i=0}^{N_1-1} \sum_{j=0}^{N_2-1} |M_0(i, j) - M(i, j)|^2},$$

где N_1, N_2 – размер изображений в пикселях, M_0, M – матрицы яркостей исходного и искаженного изображений соответственно.

В качестве второго критерия использовалась характеристика *PSNR* (пиковое отношение сигнал/шум), определяемая по формуле

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

где *MSE* – среднеквадратичное отклонение.

Еще одним критерием оценки качества обработки является индекс структурного сходства между двумя изображениями (*SSIM*). Данная характеристика вычисляется по формуле

$$SSIM(y, s) = \frac{(2\mu_y \mu_s + c_1)(2\sigma_{ys} + c_2)}{(\mu_y^2 + \mu_s^2 + c_1)(\sigma_y^2 + \sigma_s^2 + c_2)},$$

где y, s – исходное и обработанное изображение; μ_y – среднее y ; μ_s – среднее s ; σ_y^2 – дисперсия y ; σ_s^2 – дисперсия s ; σ_{ys} – ковариация y и s ; c_1 – переменная, равная 6,5025; c_2 – переменная, равная 58,5225.

Вычисление времени работы фильтра производилось на ноутбуке Acer Es1-531, основные параметры: модель процессора – Pentium N3710; количество ядер процессора – 4, частота – 1600–2560 МГц, размер оперативной памяти 4 ГБ.

Результаты определения качества обработанного изображения, а также результаты определения зашумленного и обработанного встроенной функцией *metfilt2* в среде Matlab, представлены в таблице.

Исходя из полученных результатов, приведенных в таблице, можно сделать вывод, что предложенный алгоритм адаптивной медианной фильтрации хорошо справляется с импульсным шумом различной плотности, но теряет свою эффективность при высокой плотности шума. Визуально это отчетливо видно на рис. 2. Однако данный алгоритм не уступает встроенной функции по качеству обработки, хоть и имеет большие затраты по времени выполнения.

**Результаты вычисления критериев качества
обработки изображений при различной плотности шума**

Плотность шума	Вид изображения	<i>MSE</i>	<i>PSNR</i>	<i>SSIM</i>	Время,с
0,01	Зашумленное	17,49	23,27	0,62	–
	Обработанное встроенной функцией	9,82	28,28	0,93	0,26
	Обработанное разработанной функцией	8,81	31,20	0,95	21
0,025	Зашумленное	30,26	18,51	0,32	–
	Обработанное встроенной функцией	9,99	28,13	0,93	0,20
	Обработанное разработанной функцией	8,99	30,10	0,94	22
0,05	Зашумленное	39,03	16,30	0,21	–
	Обработанное встроенной функцией	10,22	27,93	0,92	0,31
	Обработанное разработанной функцией	10,17	27,98	0,93	21
0,1	Зашумленное	55,47	13,30	0,13	–
	Обработанное встроенной функцией	10,99	27,30	0,92	0,21
	Обработанное разработанной функцией	10,99	27,30	0,92	22

ЛИТЕРАТУРА

1. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.technosphaera.ru/files/book_pdf/0/book_311_455.pdf (дата обращения: 21.03.2020).
2. Гонсалес Р., Вудс Р., Эддинс С. Цифровая обработка изображений в среде MATLAB [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.technosphaera.ru/files/book_pdf/0/book_311_455.pdf (дата обращения: 13.04.2020).
3. Bovik A.C. Handbook of image and video processing. – Orlando, FL: Academic Press, 2010. – 1372 p.
4. Хуанг Т.С., Эклунд Дж.-О., Нуссбаумер Г.Дж. Быстрые алгоритмы в цифровой обработке изображений. – М.: Радио и связь, 1984. – С. 181–189.
5. Акаева Т.М. Адаптивная медианная фильтрация цифровых изображений // Научная сессия ТУСУР–2020: сб. избр. статей научной сессии ТУСУР по матер. междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. – Томск, 13–30 мая 2020 г. – Т. 1. – С. 38–41.
6. Акаева Т.М. Адаптивная медианная фильтрация цифровых изображений // XVI Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления» – Томск, 18–20 ноября 2020 г.

ПОДГОТОВКА НАБОРА ДАННЫХ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ КЛАССИФИКАЦИИ РЕНТГЕНОВСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Н.А. Бородина, магистрант каф. ТУ

*Научный руководитель М.И. Курячий, доцент каф. ТУ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, borodinana@icloud.com*

Произведен обзор работ, исследований и литературы в области предобработки изображений, формирования набора данных, нейронных сетей для распознавания изображений, а также в области рентгенографических изображений, скелетно-мышечных рентгенограмм рентгенологических исследований верхней конечности: палец, предплечье, и запястье. На основе полученных знаний произведены сбор и предобработка рентгеновских изображений, из которых был сформирован набор данных для решения задачи классификации рентгеновских снимков.

Ключевые слова: классификация, рентгеновские изображения, аугментация, нейронная сеть, набор данных.

Нейронные сети в сфере классификации изображений широко используются в разных областях, таких как: медицина, безопасность, видеонаблюдение и др. [1]. В последнее время использование искусственного интеллекта (ИИ) в сфере здравоохранения стремительно повышается. Одним из наиболее подходящих направлений медицины для применения ИИ является рентгенографическая диагностика [2].

История развития радиологических исследований с применением машинного обучения началась еще около 30 лет назад [3]. Особым успехом отличилась область искусственного интеллекта, отвечающая за распознавание изображений, реализованное при помощи сверточных нейронных сетей [4]. На некоторых тестах алгоритмы ИИ в распознавании изображений превзошли человека [5].

Рентгеноскопия применяется для диагностики широкого спектра заболеваний и повреждений: повреждения легких (пневмония, раковые заболевания), переломы и иные повреждения костей, часть диагностики работы системы пищеварения и т.д. Важно, что в диагностике некоторых вышеперечисленных заболеваний рентгеновский снимок и его интерпретация являются превалирующим инструментом в постановке диагноза. Интерпретация снимка, в свою очередь, делается врачом-рентгенологом на основе визуального анализа изображений. Возникает вопрос: применим ли прогресс в анализе изображений с помощью ИИ к анализу и полезной обработке рентгеновских снимков?

Целью данной работы является создание и подготовка набора данных для последующего обучения модели для решения задачи классификации рентгеновских изображений.

Для того чтобы алгоритм различал объекты или был способен выявлять отклонения в процессе, его необходимо обучить на наборе данных, который соответствует общей картине анализируемых видеоматериалов. Подготовка обучающего набора является очень трудоемким процессом, от которого зависит как скорость обучения, так и качество работы алгоритма. Первый этап подготовки заключается в составлении первоначального набора данных. Как правило, чем больше объем данных и выше разнообразие анализируемого объекта, тем выше качество алгоритма. Чтобы в разы увеличить объем набора данных, применяют различные методы аугментации.

Под аугментацией данных понимается увеличение выборки данных для обучения через модификацию существующих данных [6]. Использование методов аугментации данных показало себя хорошо на задаче классификации изображений [7].

Практическая работа заключалась в создании набора данных рентгенологических изображений для последующего создания классифицирующей нейронной сети. Для его создания были использованы изображения рентгенологических снимков, предоставленные MOJE KERAMIK [8].

Кадры были сделаны с помощью рентгеновского аппарата в клинике. Разрешение кадров различное: от 850×700 до 1000×1000 элементов. Примеры кадров представлены на рис. 1.

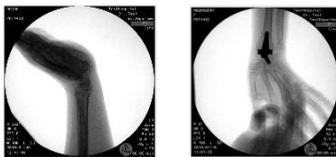


Рис. 1. Рентгеновские снимки

Для последующего обучения модели снимки необходимо привести к единому размеру и формату, размер выбран 100×100 элементов. Это необходимо для того, чтобы ускорить работу модели. Также изображения должны быть упорядочены, для этого их нужно переименовать порядковыми номерами. Такое наименование позволит создать датасет с метками классов. Аугментация для набора данных с рентгенографическими изображениями включает в себя такие преобразования, как

– поворот;

- смещение по ширине – изображение смещается по направлению оси X ;
- смещение по высоте – изображение смещается по направлению оси Y ;
- изменение яркости и канала изображения;
- сдвиг изображений – растягивание изображений;
- масштабирование изображений.

Задачу аугментации можно решить, как с помощью редактирования каждого изображения вручную, в специализированных программах для обработки изображений, так и с помощью встроенной функции ImageDataGenerator в библиотеке Keras. Производится аугментация каждого изображения из набора данных, получившиеся изображения представлены на рис. 2.

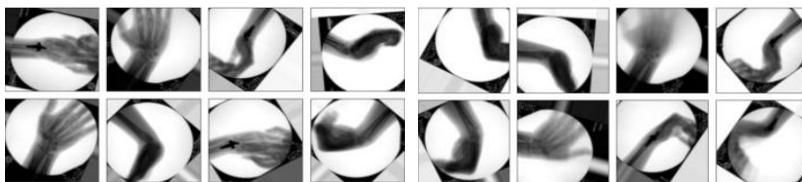


Рис. 2. Примеры аугментаций

Таким образом, датасет был создан и рассортирован, его возможно применить в обучении и тестировании модели нейронной сети.

Для достижения поставленной цели были решены три задачи. Первая задача заключалась в изучении работ и исследований в области предобработки изображений, формирования набора данных, нейронных сетей для распознавания изображений, а также в области рентгенографических изображений, скелетно-мышечных рентгенограмм рентгенологических исследований верхней конечности: палец, предплечье, и запястье. Решением второй задачи являлся сбор рентгеновских изображений. Решение третьей задачи подразумевало создание набора данных для решения задачи классификации рентгеновских снимков.

ЛИТЕРАТУРА

1. Фаустова К.И. Нейронные сети: применение сегодня и перспективы развития // Территория науки. – 2017. – № 4. – С. 83–86.
2. Поряева Е.П. Искусственный интеллект в медицине / Е.П. Поряева, В.А. Евстафьева // Вестник науки и образования. – 2019. – № 6-2 (60). – С. 43–45.
3. Романов Д.О. Применимость нейронных сетей в радиологических исследованиях // Конференция MedSoft–2019 [Электронный ресурс]. – URL:

<https://ict.moscow/presentation/primenimost-neironnykh-setei-v-radiologicheskikh-issledovaniyakh/> (дата обращения: 12.10.2020).

4. Свёрточная нейронная сеть [Электронный ресурс]. – URL: https://ru.wikipedia.org/wiki/Свёрточная_нейронная_сеть (дата обращения: 02.10.2020).

5. Нейронные сети: распознавание образов и изображений с помощью ИИ [Электронный ресурс]. – URL: <https://center2m.ru/ai-recognition> (дата обращения: 12.10.2020).

6. Fawzi A. Adaptive data augmentation for image classification. Image Processing (ICIP) / A. Fawzi, H. Samulowitz, D. Turaga, P. Frossard // 2016 IEEE International Conference on. – 2016. – P. 3688–3692.

7. Нейронные сети: распознавание образов и изображений с помощью ИИ [Электронный ресурс]. – URL: <https://center2m.ru/ai-recognition> (дата обращения: 29.11.2020).

8. МОЖЕ КЕРАМИК [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://moje-keramik.ru> (дата обращения: 15.12.2020).

УДК 004.31

АЛГОРИТМ РАСПОЗНАВАНИЯ ДОРОЖНЫХ ЗНАКОВ

Я.К. Карпова, Г.Е. Эдель, студенты

*Научный руководитель В.В. Капустин, доцент каф. ТУ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, german.edel99@gmail.com*

Рассмотрены алгоритм обнаружения и распознавания дорожных знаков, основные задачи распознавания, локализация объектов, а также основные методы, с помощью которых возможно распознать и локализовать знак с дальнейшей его идентификацией.

Ключевые слова: распознавание, локализация, идентификация, методы, цветовое пространство, обработка изображений.

Дорожные знаки предоставляют значимую информацию, которая может помочь безопасно управлять автомобилем, что благоприятно как для водителя, так и других участников дорожного движения. Информация, предоставляемая дорожными знаками, классифицируется по цветам и формам для легкой идентификации. Согласно статистике дорожно-транспортных происшествий (ДТП), опубликованной научным центром безопасности дорожного движения, зафиксировано 61 140 (–13,9%) дорожно-транспортных происшествий, где погибших 6 494 (–5,7%) и с травмами 77 892 (–14,7%) [1–3]. Большинство аварий связаны либо с низким вниманием водителей на дороге, либо просто с тем, что они предпочитают игнорировать дорожные знаки. Погодные условия, такие как дождь, пурга и сильный туман или смог, также способствуют аварийным ситуациям, особенно рано утром и ночью.

Поэтому идентификация знаков дорожного движения станет поводом для сокращения ДТП. Разработка средств обнаружения дорожных знаков с применением технологии обработки кадров нацелена на помощь водителю в том числе для повышения его уровня внимания во время движения и тем самым для уменьшения количества несчастных случаев. Одна из основных задач разработки: сегментация дорожных знаков с использованием информации о цвете из реальных изображений с использованием метода порога цвета. Как правило, конструкция алгоритма обнаружения и распознавания дорожных знаков состоит из двух этапов: обнаружения и распознавания. Цветовая сегментация является наиболее распространенным методом, используемым для первоначального обнаружения дорожных знаков. В статье рассмотрена трехфазная процедура, состоящая из сегментации цвета, обнаружения формы и классификации знаков с использованием метода сравнения с эталоном.

Дорожные знаки в России имеют определенную и довольно четкую геометрическую форму и окрашены в яркие, насыщенные цвета, что, по сути, упрощает процедуру классификации. Но в реальной жизни мы видим дорожные знаки с разных ракурсов и с разным освещением, соответственно и делаем такие же снимки, а это значительно усложняет процессы распознавания. Значит, что классификация дорожных знаков, хотя и может рассматриваться как задача распознавания изображений, но для достижения наилучшего результата требует совершенно иного подхода [2–5].

Большая часть дорожных знаков владеет парой общих признаков – круглая либо квадратная форма и синий или красный (контур) основной цвет знака. Вследствие этого исходной стадией обработки кадров видеосигнала является выделение областей синего и красного цвета.

При реализации алгоритма обнаружения распознавания дорожных знаков, была использована библиотека OpenCV для языка Python.

Видеосигнал на входе – это последовательность изображений, представленных в цветовом RGB пространстве. По сути, представляет собой матрицу размерностью $M \times N \times 3$ и состоит из целых чисел в диапазоне $[0, 255]$. Цвет каждого пикселя изображения зависит от этих чисел. В цветовом пространстве данного типа поиск областей, например красного цвета, означает анализ всех трех составляющих, при этом изменение составляющей R будет влиять на допустимые значения составляющих G и B. Поэтому лучшим считается применение HSV, результативность выделения синего и красного цветов в нем больше, чем в RGB.

HSV – цветовая модель, где Hue – цветовой оттенок. Каждое значение соответствует одному цвету: 0 – у красного, 120 – у зеленого и 240 градусов – у синего цвета.

Saturation – насыщенность. Показывается расстоянием от оси. Чем менее насыщен цвет, тем более тусклое или даже бесцветное изображение.

Value (интенсивность цвета). Возрастает от нуля до единицы.

Цветовая модель HSV по сути есть наилучшая модель для нахождения и выявления красного и синего цвета, так как граничные значения координат цвета постоянны при меняющихся условиях и отличаются только в темное время суток параметром Hue.

Преобразуя цветовое пространство RGB в HSV с помощью конкретных формул, получаем, что координаты цвета существуют в данных диапазонах:

$$0 \leq V \leq 1, 0 \leq S \leq 1, 0 \leq H \leq 360.$$

Далее выделяем объекты красного или синего цветов на изображениях видеоряда, для этого суммарная матрица кадра размером $M \times N \times 3$ разделяется на три матрицы размером $M \times N$, которые сопоставляются трем компонентам цвета H , S и V [3–7].

Преобразовываем все три матрицы так, что если элемент матрицы попадает в промежуток между граничными значениями, то яркость этого пикселя равна единице, в противном случае – нулю. Матрицы, которые получились и состоят из нуля и единицы, объединяем и получаем бинарное изображение, в котором черные зоны совпадают с объектами синего или красного цветов, а все остальное соответствует белому цвету (рис. 1).



Рис. 1. Бинарное изображение

Далее выполняется устранение шумов, это помогает более точно определять правильную верификацию искомых дорожных знаков. После чего осуществляется поиск контуров обнаруженных объектов.

В реализуемый алгоритм для тестирования его работы был занесен только один эталонный знак – знак пешеходного перехода, которому было дано имя «pedstrain». Для распознавания обнаруженных знаков его бинарное изображение попиксельно сравнивалось с эталоном. Решение о принадлежности обнаруженного объекта определенному знаку принимается по пороговому значению. По данному алгоритму были получены хорошие результаты.

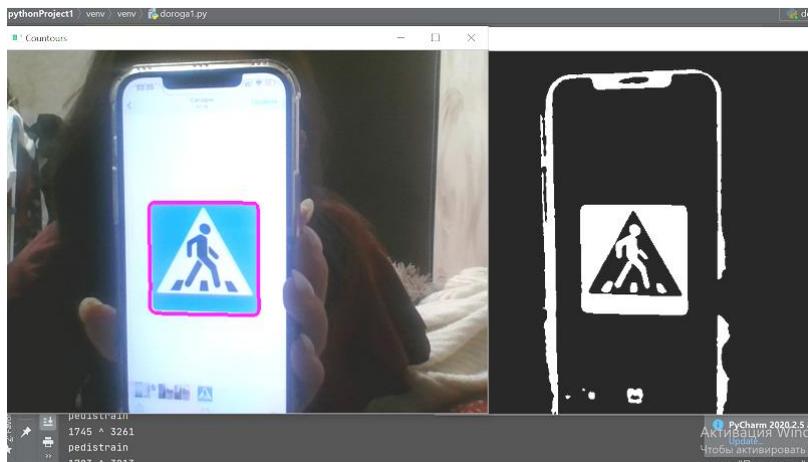


Рис. 2. Пример правильной работы алгоритма

В нижней части рис. 2 можно увидеть, что алгоритм работает верно, так как в строке выводится название знака, изображение которого поступает через камеру, встроенную в ноутбук.

Выявлено, что наиболее часто возникали проблемы с идентификацией символов при плохой освещенности или без четких контуров.

ЛИТЕРАТУРА

1. Научный центр безопасности дорожного движения [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://нцбдд.мвд.рф/news/item/20749021/> (дата обращения: 17.02.2021).
2. LeCun Y., Bengio Y. Convolutional networks for images, speech, and time series //The handbook of brain theory and neural networks. – 1995. – Vol. 3361. – 310 с. (дата обращения: 06.02.2021).
3. Журавель И.М. Краткий курс теории обработки изображений. – М., 1999.
4. Singh P. Learn TensorFlow 2.0: Implement Machine Learning and Deep Learning Models with Python / P. Singh, A. Manure. – CA.: Apress Media, 2020. – 164 p.

5. Ballard W. Hands-On Deep Learning for Images with TensorFlow: Build intelligent computer vision applications using TensorFlow and Keras. – CA.: Packt Publishing, 2018. – 96 p.

6. Попов Е.Ю., Крыжановский Д.И. Алгоритм распознавания дорожных знаков ограничения скорости // Современные научные исследования и инновации. – 2012. – № 6 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://web.snauka.ru/issues/2012/06/14717> (дата обращения: 02.03.2021).

7. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. – М.: Техносфера, 2005. – 1072 с.

УДК 004.932.2

ПРЕДОБРАБОТКА МЕДИЦИНСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

И.А. Ходкевич, С.Е. Бояркин, студенты каф. ТУ

Научный руководитель А.В. Каменский, ст. преп. каф. ТУ, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, apolon2305@gmail.com

В рамках ГПО ТУ-2002 на данном этапе была рассмотрена обработка медицинских изображений путём двумерной свёртки, непосредственно перед их анализом. Также был проведён эксперимент по обработке изображений различными фильтрами и дальнейший их анализ. Это требуется для улучшения качества изображения, что, в свою очередь, существенно облегчит их анализ, так как объекты интереса исследователя на медицинских изображениях, используемых в ранней диагностике, обычно бывают небольшими и малоконтрастными по сравнению с окружающим фоном.

Ключевые слова: двумерная свёртка, обработка изображений, матрица свёртки, двумерный фильтр.

При цифровой обработке сигналов часто применяются две схожие операции: (линейная) свертка (convolution) и корреляция (correlation) [1]. Линейная двумерная дискретная свертка определяется следующей формулой:

$$CON_{j_1, j_2} = \sum_{i_1=0}^{n_1-1} \sum_{i_2=0}^{n_2-1} x_{i_1, i_2} \times y_{i_1-j_1, i_2-j_2}, \quad (1)$$

где n_1 и n_2 – это длина ядра цифрового фильтра по первой и второй размерности соответственно; x – ядро или импульсная характеристика цифрового фильтра; y – отчеты входной последовательности (обрабатываемое изображение); CON_{j_1, j_2} – выходная последовательность фильтра (свертка входной последовательности с ядром фильтра).

В процессе выполнения работы был разработан алгоритм, описывающий работу двумерной свёртки. Также был написан код, основан-

ный на алгоритме вычисления двумерной свёртки, и реализован в специализированном программном обеспечении.

Полученные матрицы идентичны таким же матрицам, полученным путём использования базовой функции conv2, что говорит о работоспособности написанного кода. Код представлен на рис. 1.

```

z = [числа первой матрицы];
x = [числа второй матрицы];
[k,l] = size(z);
[k1,l1] = size(x);
k1 = [m,n]+2*[k1,l1]-1;
z0 = zeros(k1);
z0(k1:(end-k1+1),l1:(end-n1+1)) = z;
x1 = rot90(x,2);
x2 = x1(:);
out = zeros(k1+k-1,l+l1-1);
for ii = 1:k1(1)-k1+1;
    for jj = 1:k1(2)-l1+1;
        v = z0(ii:ii+k1-1, jj:jj+l1-1);
        out(ii,jj) = v(:)'*x2;
    end
end
end

```

Рис. 1. Листинг кода

Суть обработки сводится к улучшению исходных изображений, чтобы добиться их улучшенного аналога (повышение контрастности, устранение размытия границ, улучшенная видимость костей конечностей и др.). Изображения были обработаны различными двумерными фильтрами, а также был реализован алгоритм двумерной свёртки. На рис. 2 приведены исходное изображение для обработки и результат обработки.

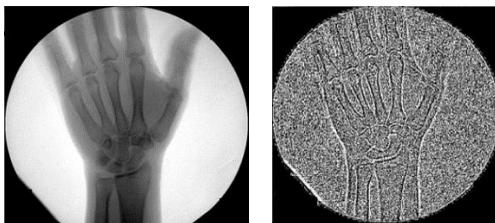


Рис. 2. Исходное изображение для обработки (а) и изображение, прошедшее алгоритм двумерной свёртки (б)

Для обработки изображений из архива также были применены матрицы свёртки [2, 3], приведённые в таблице.

На рис. 3 и 4 представлены исходные изображения и изображения, прошедшие фильтрацию.

Матрицы свёртки

Название фильтра	Матрица свёртки
Лапласиан	$\begin{matrix} -1 & -1 & -1 \\ -1 & 8,037 & -1 \\ -1 & -1 & -1 \end{matrix}$
Двойное дифференцирование	$\begin{matrix} 1 & -2 & 1 \\ -2 & 4,018 & -2 \\ 1 & -2 & 1 \end{matrix}$
Оператор выделения вертикальных линий	$\begin{matrix} -1 & 2 & -1 \\ -1 & 2,02 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \end{matrix}$
Градиентный оператор выделения перепада	$\begin{matrix} 1 & 1,041 & -1 \\ 1 & -2,02 & -1 \\ 1 & 1,041 & -1 \end{matrix}$
Превитт	$\begin{matrix} -0,988 & 0 & 1 \\ -0,988 & 0 & 1 \\ -0,988 & 0 & 1 \end{matrix}$
Собель	$\begin{matrix} -0,98 & 0 & 1 \\ -2,001 & 0 & 2 \\ -0,98 & 0 & 1 \end{matrix}$

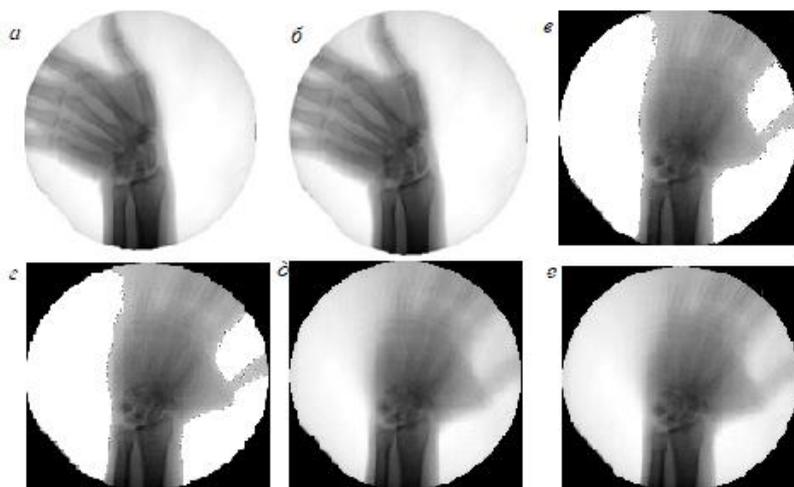


Рис. 3. Исходные изображения для обработки

Проведя анализ полученных изображений, можно сделать вывод о том, что ввиду большого количества шумов на исходном изображе-

нии, требуется предварительное их удаление с последующей обработкой фильтрами для выделения границ областей интереса.

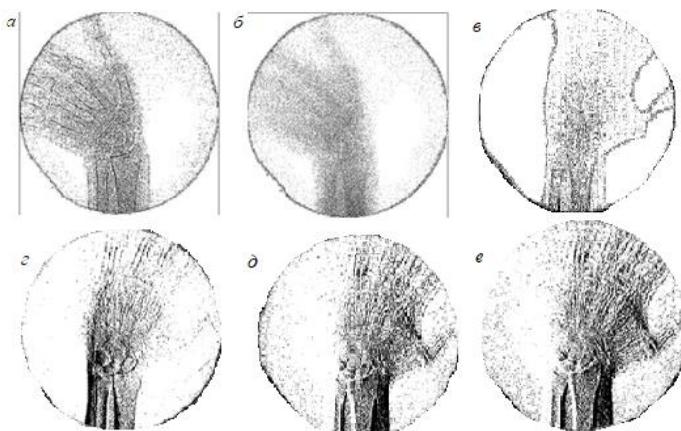


Рис. 4. Изображения, прошедшие фильтрацию: *а* – лапласиан; *б* – двойное дифференцирование; *в* – оператор выделения вертикальных линий; *г* – градиентный оператор выделения перепада; *д* – Превитт; *е* – Собель

Выводы. Для исследования был разработан и реализован алгоритм двумерной свёртки изображения. Этот алгоритм в дальнейшем может стать одним из основных звеньев в процессе обработки изображений в программной среде, так как в результате роста современного уровня вычислительной техники и программного обеспечения, создание систем обработки и анализа изображений является перспективным и активно развивается. Также был проведён эксперимент по обработке изображений с использованием различных фильтров, в том числе с использованием реализованного алгоритма двумерной свёртки. В результате анализа полученных изображений был сделан вывод о необходимости предварительного удаления шумов с последующей обработкой для выделения границ областей интереса.

ЛИТЕРАТУРА

1. Альтман Е.А. Применение метода разложения двумерной свёртки при реализации цифровых фильтров // Научный вестник Новосиб. гос. техн. ун-та. – 2017. – № 4 (69). – С. 95–104.
2. Курячий М.И. Цифровая обработка сигналов. – Томск: ТУСУР, 2009. – 190 с.
3. Optimization of parameters of two-dimensional filters of increase of clearness of television images on contrastly to frequency characteristics / M.Yu. Malanin, A.V. Kamenski, M.I. Kuryachiy // Control and Communications (SIBCON), IEEE 2015 International Siberian Conference on. – 2015. – P. 1–4.

ИССЛЕДОВАНИЕ НАДЕЖНОСТИ АЛГОРИТМА ОБНАРУЖЕНИЯ ПЕШЕХОДОВ ПО ВИДЕОДАНЫМ

Г.Е. Эдель, Д.А. Лазарева, М.Е. Сукоптова, студенты каф. ТУ

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

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

Обнаружение пешеходов – одна из ключевых проблем компьютерного зрения. Представлено исследование надежности работы алгоритма на базе нейронной сети для автоматического обнаружения пешеходов по видеоданным.

Ключевые слова: обнаружение пешеходов, глубокое обучение, компьютерное зрение, TensorFlow.

Обнаружение объектов является фундаментальной проблемой компьютерного зрения и имеет широкое применение в области видеонаблюдения, робототехники и автоматизации транспорта. В частности, обнаружение пешеходов представляет большой интерес как для научных исследований, так и для промышленности благодаря своему практическому применению в системах помощи водителю и интеллектуальном видеонаблюдении. Для видеонаблюдения обнаружение пешеходов помогает обеспечить фундаментальную информацию для подсчета людей, распознавания событий и мониторинга толпы, а для интеллектуального транспорта обнаружение пешеходов является важной частью понимания окружающей среды. Обнаружение пешеходов осложняется значительной внутриклассовой изменчивостью, поскольку люди, как правило, имеют значительные различия в позе и внешнем виде [1–5].

Цель исследования состоит в том, чтобы определить, насколько надежен данный алгоритм при различных условиях и можно ли его применить для фундаментальных проблем компьютерного зрения.

Реализация алгоритма выполнялась на языке программирования Python с использованием библиотек: OpenCV, TensorFlow, Keras, ImageAI, Protobuf, Tensorboard.

Для обучения использовалась модель, обученная на наборе данных СОСО. Этот набор данных содержит около 330 тысяч изображений. Чем больше набор данных, тем точнее алгоритм [4–7].

Для проверки алгоритма был снят ряд видеороликов. Видеосъемка проходила в дневное время суток на стадионе «Политехник» во избежание большого количества людей, а также чтобы запечатлеть работу программы при обнаружении объектов на большой дистанции. Видеосъемка производилась на телефон Xiaomi Redmi Note 8 Pro с разрешением 1080-кадровой частотой 60 FPS.

Как можно заметить по рис. 1, алгоритм успешно справляется с обнаружением пешеходов при их различном положении.

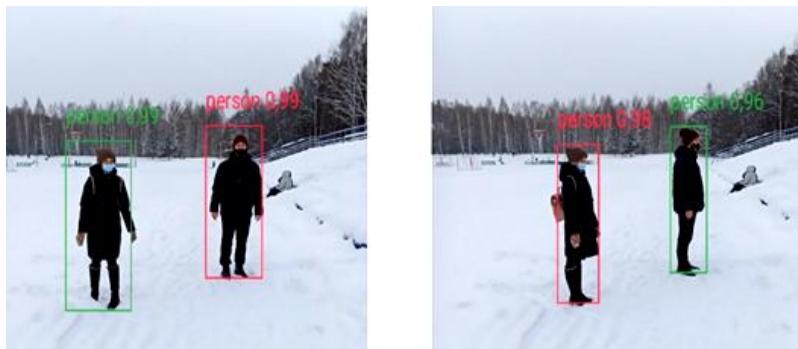


Рис. 1. Обнаружение пешеходов в различном положении

Исходя из рис. 2, даже при пересечении объектов их обнаружение продолжается, однако вероятность падает. При этом незначительная разница в расстоянии мало влияет на точность распознавания, разница в процентах остается незначительной, однако при более значительном увеличении дистанции процент будет снижаться, а на расстоянии более 60 м пешеходы становятся трудно обнаруживаемыми.

Алгоритм также исследовался на свою работоспособность через запотевшее стекло и при идущем снеге. При запотевании стекла возникают серьезные проблемы с обнаружением пешеходов – даже на небольшом расстоянии один из пешеходов остался не обнаруженным, а другой обнаружился, но с гораздо меньшим процентом, как видно на рис. 3. В случае с идущим снегом алгоритм все также исправно обнаруживал пешехода.

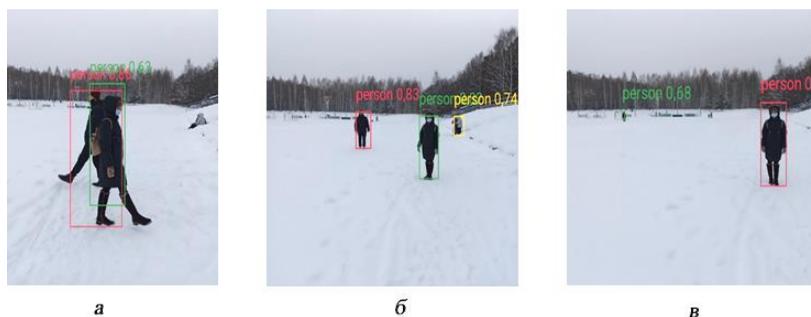


Рис. 2. Обнаружение пешеходов: *а* – при пересечении пешеходов; *б* – при незначительной разнице в дистанции; *в* – большие расстояния

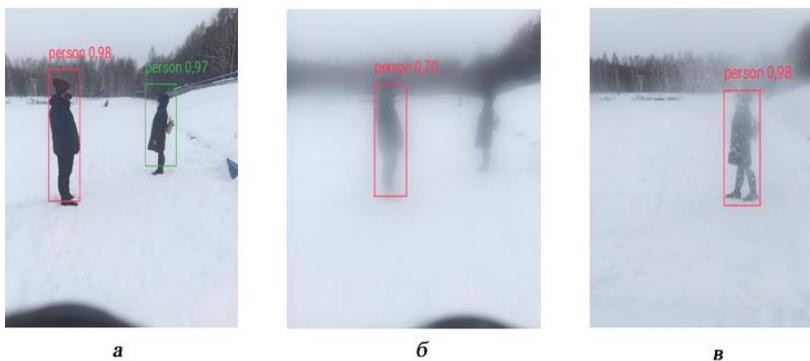


Рис. 3. Обнаружение пешеходов: *а* – сквозь чистое стекло; *б* – сквозь запотевшее стекло; *в* – при идущем снеге

Также была проверена работоспособность алгоритма при ситуации, когда пешеход решил перебежать дорогу, поскольку такие случаи далеко не редкость на дорогах. На рис. 4 видно, что положение пешехода при беге не составляет трудности алгоритму распознать человека.

Последним испытанием для алгоритма стала проверка при идущем снеге и заснеженном стекле. Как видно на рис. 5, снег практически никак не мешает алгоритму обнаруживать пешехода.

Заключительным этапом анализа проделанной работы являлось составление таблицы, отражающей процентную надежность алгоритма при том или ином варианте обнаружения. Результаты представлены в таблице.

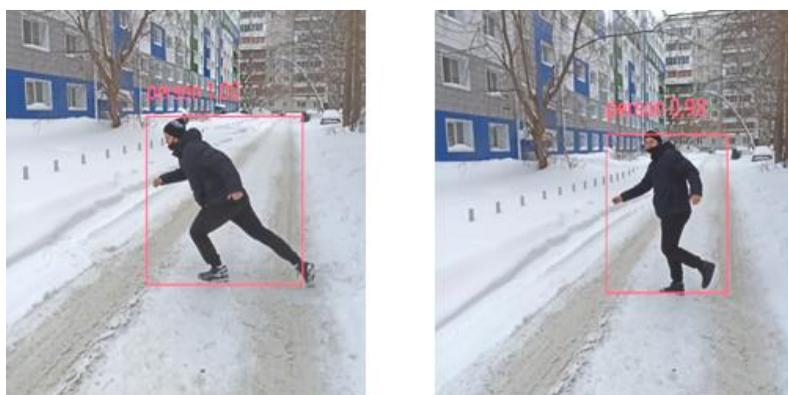


Рис. 4. Обнаружение пешеходов, перебегающих дорогу

Результаты исследования надежности алгоритма

Обнаружение пешеходов при	Процент надежности
различном положении	96–99
пересечении	63–86
незначительной разнице в дистанции	74–83
большой разнице в дистанции	68–70
запотевшем стекле	70 – не обнаружен
перебегании дороги	98–100
идушем снеге	98

Анализируя полученные данные, можно сделать вывод, что алгоритм вполне работоспособен – он отлично распознает пешеходов, находящихся в любом положении. Дистанция не критично влияет на полученный процент надежности. Главной проблемой является запотевание стекла, так как при этом один из пешеходов остался не обнаруженным, что делает алгоритм более предпочтительным для использования в помещениях. Исходя из изложенного, можно сказать, что данный алгоритм следует использовать для решения более конкретных задач: подсчет людей, распознавание событий или мониторинг толпы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шахла Н. Машинное обучение и TensorFlow. – СПб.: Питер, 2019. – 336 с.
2. Орельен Ж. Прикладное машинное обучение с помощью Scikit-Learn и TensorFlow. – СПб.: Альфа-книга, 2018. – 688 с.
3. Singh P. Learn TensorFlow 2.0: Implement Machine Learning and Deep Learning Models with Python / P. Singh, A. Manure. – CA.: Apress Media, 2020. – 164 с.
4. Ballard W. Hands-On Deep Learning for Images with TensorFlow: Build intelligent computer vision applications using TensorFlow and Keras. – CA.: Packt Publishing, 2018. – 96 с.
5. TensorFlow на AWS – Глубокое машинное обучение [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://aws.amazon.com/ru/tensorflow/>, свободный (дата обращения: 29.02.2021).
6. 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).
7. Потапов А. С. Распознавание образов и машинное восприятие: Общий подход на основе принципа минимальной длины описания. – СПб.: Политехника, 2007. – 548 с.

**ПОВЫШЕНИЕ КАЧЕСТВА ИЗОБРАЖЕНИЙ
АКТИВНО-ИМПУЛЬСНЫХ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ
ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ**

М. Назарбек, магистрант каф. ТУ

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

Представлены результаты исследования методов повышения резкости изображений активно-импульсной телевизионной измерительной системы с использованием нерезкого маскирования и оператора Лапласа.

Ключевые слова: нерезкое маскирование, оператор Лапласа, фильтрация, цифровая обработка изображений, контрастно-частотная характеристика, активно-импульсная телевизионная измерительная система.

Зрительное восприятие информации обладает колоссальным значением для человечества. Одним из базовых вопросов нашего времени является визуальное восприятие изображения. Эффект размытия считается одной из наиболее важных проблем в цифровых изображениях, в которых сильно понижается визуальное качество изображения, делая сложным восприятие его деталей [1].

В этой работе представлены методы повышения резкости, следовательно, улучшения качества изображения.

Тестовое изображение было получено с использованием активно-импульсной телевизионной измерительной системы (АИ ТИС). АИ ТИС применяются для нахождения объектов при плохой освещенности и сложных метеоусловиях. Система состоит из входного объектива, электронно-оптического преобразователя изображения, согласующего объектива, ТВ-сенсора (монохромный КМОП-сенсор 800 ТВЛ) с повышенной чувствительностью, устройства подсветки, блока питания, блоков управления и компьютера со специализированным программным обеспечением [2].

Постановка задачи. Цель исследования – оценить эффективность алгоритмов обработки изображений. Для улучшения качества изображений АИТИС требуется обработка с помощью алгоритмов нерезкого маскирования «Unsharp Mask» и оператора Лапласа. Также следует исследовать контрастно-частотные характеристики (КЧХ) и сравнить полученные результаты.

Оператор «Unsharp Mask» (нерезкое маскирование). Фильтр нерезкого маскирования повышает резкость деталей на изображении. Суть фильтрации заключается в вычитании из исходного изображения

его сглаженной копии, что дает возможность достигнуть визуального увеличения резкости [3].

Оператор Лапласа. Фильтр Лапласа является второй пространственной производной, который определяет границы объектов на изображении. На рис. 1 представлена маска фильтра.

0	1	0	1	1	1
1	-4	1	1	-8	1
0	1	0	1	1	1

Рис. 1. Маска Лапласа

При использовании маски Лапласа фон на изображении становится «серым». Он позволяет вычислить Лапласиан изображения, т.е. суммирование двух производных, а вторые производные помогают обнаруживать края на изображении (ребра объектов). Вычитание делает результирующее изображение более резким [4].

За основу было взято тестовое изображение с разрешением 1280×720 элементов. Изображение содержит канал с глубиной дискретизации 8 бит и представлено на рис. 2.



Рис. 2. Исходное тестовое изображение

Для определения разрешающей способности изображений необходимо измерить функцию взаимосвязи контраста среди черных и белых линий с количеством телевизионных линий в кадре, т.е. контрастно-частотную характеристику (КЧХ) изображения. Измерение КЧХ выполнялось с использованием свободно распространяемого алгоритма `sformat3` [5].

Практические результаты. В процессе получения практических результатов тестовое изображение подвергалось обработке фильтром «нерезкого маскирования» и фильтром Лапласиана (рис. 3), также расчеты были сделаны по алгоритму sfrmat3 [5].

На рис. 4 представлен график КЧХ исходного изображения. На рис. 5 представлены данные КЧХ обработанного тестового изображения с фильтрами «Unsharp Mask» и «Лапласиан».

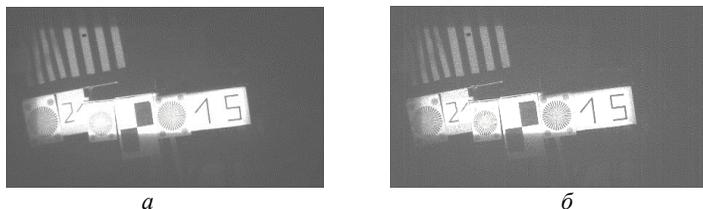


Рис. 3. Улучшенное изображение фильтрами «Unsharp Mask» (а) и «Лапласиан» (б)

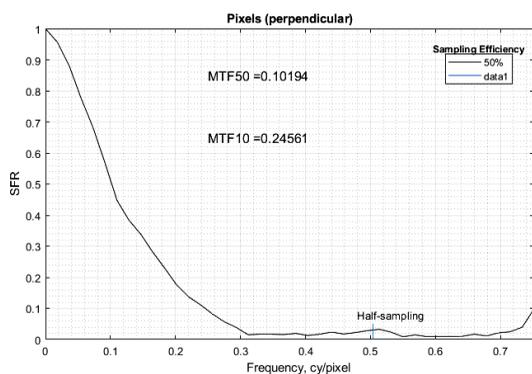


Рис. 4. График исходного изображения КЧХ

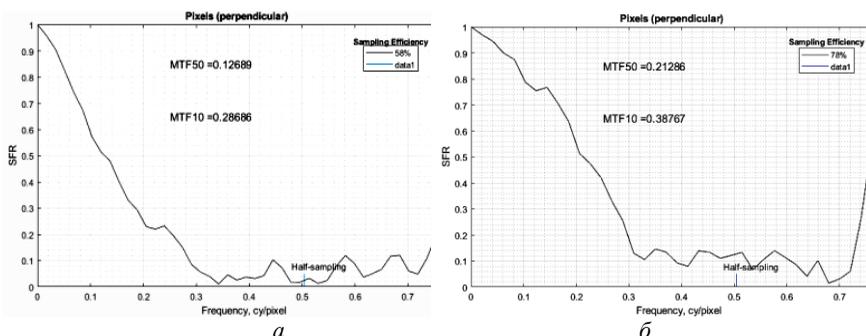


Рис. 5. Графики КЧХ фильтров «Unsharp Mask» (а) и «Лапласиан» (б)

Для более подробного анализа все полученные результаты приведены в табл. 1–3.

Таблица 1

Результаты исходного тестового изображения

КЧХ	MFT50	ТВЛ
50	0,10194	146,79
10	0,24561	353,67

Таблица 2

**Результаты при обработке тестового изображения
фильтром «Unsharp Mask»**

КЧХ	MFT50	ТВЛ
50	0,12689	182,72
10	0,28686	413,1

Таблица 3

**Результаты при обработке тестового изображения
фильтром «Лапласиан»**

КЧХ	MFT50	ТВЛ
50	0,21286	306,52
10	0,38767	558,24

Заключение. В результате выполненных исследований можно сделать вывод о том, что при фильтрации с помощью «Лапласиан» резкость обработанного изображения составила 558 ТВЛ, что выше, чем у фильтра нерезкого маскирования «Unsharp Mask». Из этого следует, что данный фильтр показал в 1,5 раза меньшую эффективность по результатам проведенного эксперимента.

В дальнейшем можно сделать более углубленный анализ других методов нерезкого маскирования, а также сделать оптимизацию кода в Python.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гонсалес Р. Цифровая обработка изображений / Р. Гонсалес, Р. Вудс. – М.: Техносфера, 2006. – 1027 с.
2. Салыкова Д.А. Повышение качества изображений активно-импульсных телевизионно-вычислительных систем с использованием алгоритмов инверсной фильтрации / Д.А. Салыкова, А.Н. Утемисов, В.В. Капустин // Доклады ТУСУР. – 2017. – Т. 20, № 4. – С. 39–42.
3. Sharpening: unsharp mask [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.cambridgeincolour.com/tutorials/unsharp-mask.htm> (дата обращения: 7.03.2021).

4. Преобразование Лапласа [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://altamisoft.ru/products/altami_studio/user_manual_AS_3_1_0/filters/gray_transformations/laplace/ (дата обращения: 8.03.2021).

5. Sfrmat3. Analysis for digital camera and scanner [Электронный ресурс]. – URL: http://losburns.com/imaging/software/SFRedge/sfrmat3_post/doc/sfrmat3.html (дата обращения: 9.03.2021).

УДК 621.397

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ФИЛЬТРАЦИИ НА ОСНОВЕ КРАТНОМАСШТАБНОГО ВЕЙВЛЕТ-РАЗЛОЖЕНИЯ В ЗАДАЧАХ ШУМОПОДАВЛЕНИЯ

А.А. Новгородов, студент каф. ТУ

*Научный руководитель А.С. Рудникович, аспирант каф. ТУ
г. Томск, ТУСУР, novgorodov.a.119-m3@e.tusur.ru*

Реализован фильтр шумоподавления на основе кратномасштабного вейвлет разложения и произведен эксперимент для выявления эффективности. Получены зависимости PSNR и SSIM от параметров шума.

Ключевые слова: вейвлет, шумоподавление, кратномасштабный анализ, фильтрация, усредняющий фильтр, PSNR, SSIM.

Задача восстановления и шумоподавления является одной из важнейших в обработке изображений. Кратномасштабный анализ имеет дело с представлением и анализом сигналов в различных масштабах. Преимуществом такого подхода является детали, которые могут оставаться незамеченными при одном масштабе, но могут проявиться при другом [1]. Кратномасштабный анализ получил широкое применение не только в сжатии изображений [2], но и в задачах шумоподавления [3]. В данной работе рассматривается эффективность фильтрации на основе кратномасштабного вейвлет-разложения в задачах шумоподавления.

Вейвлет преобразование является одним из трансформационных методов обработки изображений. В отличие от преобразования Фурье с базисными гармоническими функциями, в вейвлет-преобразовании базисными являются функции, которые ограничены как в пространственной, так и в частотной областях. В рамках данной работы был реализован алгоритм шумоподавления, в основе которого использовано разложение изображения на поддиапазоны при помощи различных вейвлет-функций.

Для шумоподавления необходимо получить дискретное вейвлет-преобразование зашумленного изображения и затем применить адап-

тивный фильтр Винера к вертикальному, горизонтальному, диагональному поддиапазонам на каждом уровне разложения. После фильтрации поддиапазонов проводится обратное дискретное вейвлет-преобразование для получения восстановленного изображения. Блок-схема алгоритма представлена на рис. 1.

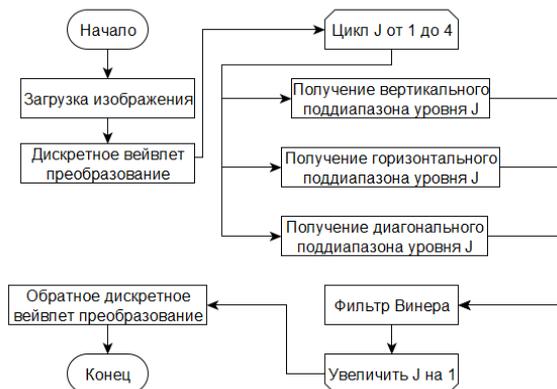


Рис. 1. Блок-схема алгоритма шумоподавления

Пример удаления шума Гаусса со среднеквадратичным отклонением 15 представлен на рис. 2. Для дискретного вейвлет-разложения базисной функцией выбран вейвлет Добеши четвертого порядка, 4 уровня разложения [4].



Рис. 2. Чистое (а), зашумленное (б), очищенное усредняющим (в) и очищенное реализованным (г) изображения

На рис. 3 представлен график пикового отношения сигнала к шуму для зашумленного изображения, очищенного фильтром на основе кратномасштабного вейвлет-разложения и фильтра скользящее среднее. На графике видно, что эффективность исследуемого алгоритма выше, чем у усредняющего фильтра, особенно до уровня шума со среднеквадратичным отклонением, равным шести.

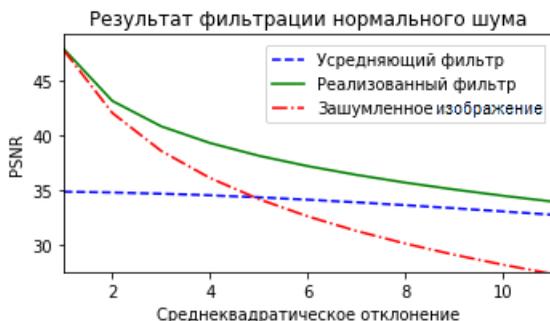


Рис. 3. График зависимости PSNR от среднеквадратического отклонения шума

На рис. 4 представлен график структурного сходства [5] зашумленного изображения, очищенного фильтром на основе кратномасштабного вейвлет-разложения и усредняющего фильтра. Из графика видно, что эффективность реализованного фильтра выше и при малых шумах, а усредняющий фильтр вместе с шумом устраняет высокочастотные детали на изображении.

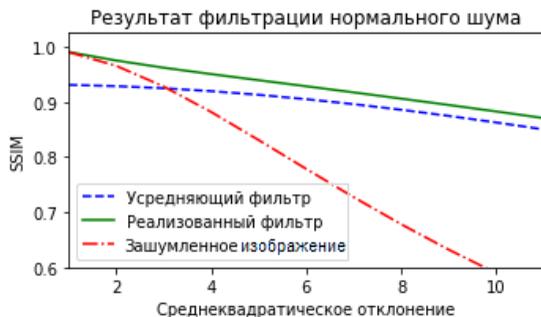


Рис. 4. График зависимости SSIM от среднеквадратического отклонения шума

Вейвлет-преобразование является перспективным направлением для исследований, так как оно менее изучено, чем преобразование Фурье, и позволяет выбрать базисную функцию из множества существующих или предложить свою. Реализация данного алгоритма показывает эффективность данного подхода. В будущих работах будут рассмотрены влияния на эффективность шумоподавления глубины разложения и порядок вейвлет-функции, также будет улучшен алгоритм фильтрации поддиапазонов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. – 3-е изд. – М.: Техносфера, 2012. – 1105 с.

2. Taubman D.S., Marcellin M.W. JPEG2000: image compression fundamentals, standards, and practice. – Boston: Kluwer Academic Publishers, 2002. – 773 p.

3. KivancMihcak M., Kozintsev I., Ramchandran K. Spatially adaptive statistical modeling of wavelet image coefficients and its application to denoising // 1999 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Proceedings. ICASSP99 (Cat. No. 99CH36258). – Phoenix, AZ, USA: IEEE, 1999. – Vol. 6. – P. 3253–3256.

4. Daubechies I. Ten lectures on wavelets. Philadelphia, Pa: Society for Industrial and Applied Mathematics, 1992. – 357 p.

5. Wang Z. et al. Image Quality Assessment: From Error Visibility to Structural Similarity // IEEE Trans. on Image Process. – 2004. – Vol. 13, № 4. – P. 600–612.

УДК 004.032.26

МОДЕЛИРОВАНИЕ СТРУКТУРЫ НЕЙРОННОЙ СЕТИ ДЛЯ АВТОМАТИЗАЦИИ АНАЛИЗА ЭЛЕКТРОКАРДИОГРАММ ПРИ ДИАГНОСТИКЕ ГИПЕРТРОФИИ МИОКАРДА

М.А. Першин, Г.А. Хайрушева, студенты каф. ТУ

*Научный руководитель М.И. Курячий, доцент каф. ТУ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, max.97-97@mail.ru*

Рассматриваются основные признаки для диагностики гипертрофии миокарда по электрокардиограмме (ЭКГ). Проводится моделирование структуры нейронной сети по признакам диагностики гипертрофии миокарда.

Ключевые слова: нейронные сети, гипертрофия, электрокардиограмма, автоматизация, структура.

Гипертрофия камер сердца является диагностическим критерием, благодаря которому становится возможным своевременное оказание медицинской помощи больному. Установление гипертрофии на ЭКГ – рутинный метод диагностики, он предполагает охват большого количества пациентов. Этиологическим фактором гипертрофии является усиление гемодинамической нагрузки за счет увеличения объема крови или же давления в камерах сердца, возможен сочетанный вариант. Данная патология имеет место как при физиологических процессах (физическая активность), так и при патологии. Наибольшее значение имеет гипертрофия желудочков, она характеризуется более яркой клинической картиной, а при прогрессировании патологического процесса возможен переход из стадии компенсации в декомпенсацию [1].

Искусственные нейронные сети (ИНС) – это средство для обработки информации, имеет отличительную способность от других

средств, а именно параллельную передачу информации и наличие процесса саморегуляции. Эти свойства помогают применять ИНС в медицинских целях для содействия врачам в диагностике относительно различных патологий [2].

Чаще всего используется сетевой класс прямого распространения или, как их еще называют, многослойный перцептрон. Данная сетевая архитектура была опубликована в работах Rumelhart, McClelland (1986) и применяется повсеместно до сих пор. Многослойный перцептрон является простейшим видом для проектирования сетей, данная модель исключает из себя циклы, что упрощает разработку нейронной сети.

Наше сердце состоит из четырех отделов: правое предсердие (ПП), левое предсердие (ЛП), правый желудочек (ПЖ), левый желудочек [3]. Следовательно, гипертрофия миокарда может быть как в одном из отделов сердца, так и во всех сразу.

Гипертрофия отделов сердца – от греческого слова, означающего усиленный рост, относится к увеличению размеров и объема ткани или органа за счет увеличения размера клеток. Одним из способов диагностики гипертрофии является ЭКГ, т.е. запись электрической активности, возникающей во время и после активации различных отделов сердца через отведения, закрепленные к телу пациента. При регистрации сигналов ЭКГ используют три стандартных отведения (I, II, III), шесть грудных отведений (V1-V6), а также три усиленных отведения (aVL, aVF, aVR). В таблице показаны признаки гипертрофии предсердий и желудочков на ЭКГ [4].

Признаки гипертрофии на ЭКГ

Вид	ЛП	ПП	ЛЖ	ПЖ
ЭКГ-признаки	Зубец Р в I и II раздвоен и уширен (> 0,11 с). Зубец Р в V1 отрицательный, уширен и глубокий	Зубец Р в II и III положительный и остроконечный (> 0,2 мВ). Зубец Р в V1, V2 высокий	Высокий зубец R в V5/V6 (> 2,6 мВ) глубокий S в V1 (> 2,4 мВ)	Высокий зубец R в V1 (> 0,7 мВ) высокий R в aVR (> 0,5 мВ) глубокий S V5 и V6 > 0,7 мВ

Для моделирования структуры нейронной сети нужно определить три слоя: входные данные, скрытый слой и выходные данные. Входными данными будут являться признаки гипертрофии на ЭКГ. Выходные нейроны – это всевозможные комбинации гипертрофии отделов сердца и сердце в нормальном состоянии. Для скрытого слоя популярно следующее правило: количество скрытых нейронов = (коли-

чество входов + количество выходов) / 2 [5], в данном случае выхо-
дит, что скрытых нейронов будет $25 \leq 9 + 16$. По данным слоям была
построена структура нейронной сети (рис. 1).

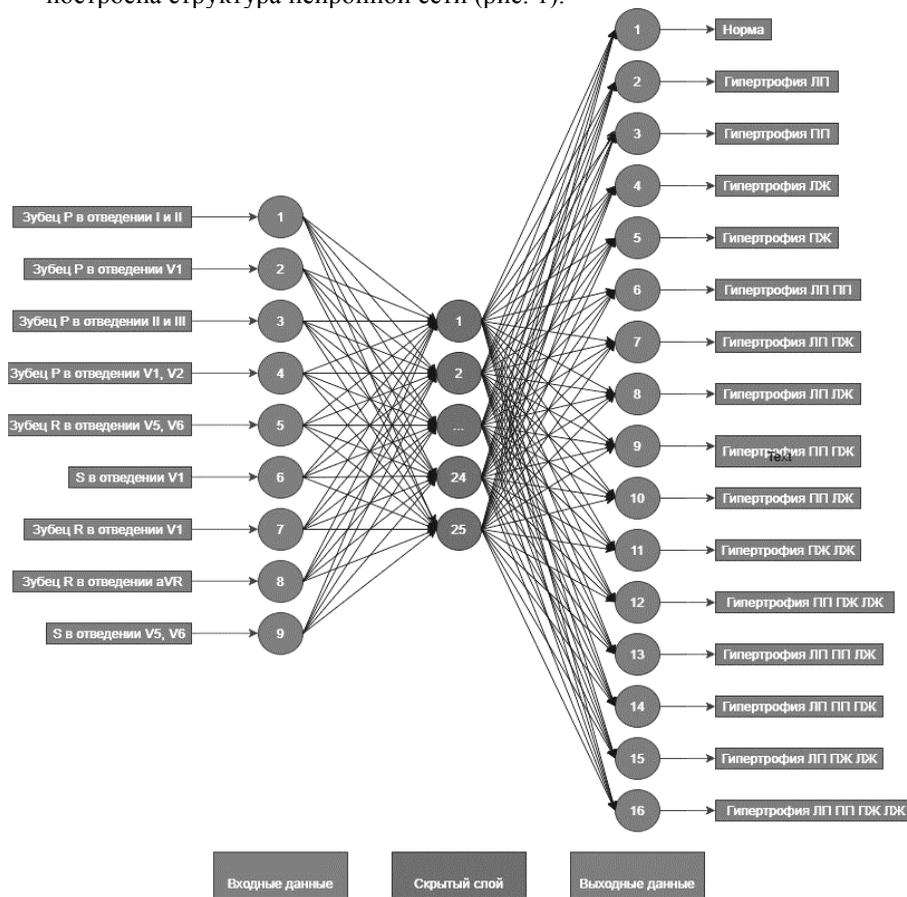


Рис. 1. Структура нейронной сети

В дальнейших исследованиях планируется использовать наряду с информацией ЭКГ изображения миокарда по результатам эхокардиографии.

ЛИТЕРАТУРА

1. Focus on the Myocardial Hypertrophy from the Perspective of Transcriptomics and Metabolomics [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://lib.ossn.ru/jour/article/view/1063/672>, свободный (дата обращения: 20.02.2021).

2. Аль-Хулейди Н.А. Исследование методов кодирования выходов искусственных нейронных сетей при классификации variability сердечного ритма / Н.А. Аль-Хулейди, Р.В. Исаков, Л.Т. Сушкова // Нейрокомпьютеры: разработка, применение. – 2013. – № 6. – С. 48–54.

3. Андерсон Р.Г., Спайсер Д.Е., Хлавачек Э.М., Кук Э.К., Бейкер К.Л. Хирургическая анатомия сердца по Уилкоксу. – 4-е изд. – М.: Логосфера, 2015. – 456 с.

4. Shenasa M., Josephson M.E., Mark Estes III N.A., Amsterdam E.A., Scheinman M. ECG Masters' Collection Favorite ECGs from Master Teachers Around the World. – Minneapolis: Cardiotext Publishing. – Vol. 2, 2018. – 218 p.

5. Borgelt Ch. Artificial Neural Networks and Deep Learning. – Konstanz: University of Konstanz, 2017. – 429 p.

ПОДСЕКЦИЯ 1.5

ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И СИСТЕМЫ ШИРОКОПОЛОСНОГО БЕСПРОВОДНОГО ДОСТУПА

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

УДК 654.164

ПРОГРАММА ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ МНОГОЛУЧЕВОГО КАНАЛА 5G В NS-3

А.Б. Гомбоин, студент каф. АСУ

Научный руководитель Е.В. Рогожников, доцент каф. ТОР, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, a.gomboin@mail.ru

Представлена разработка программы для формирования многолучевого канала в 5G. Приводятся описание формул и алгоритм, согласно которому была написана программа, встроенная в симулятор NS-3.

Ключевые слова: NS-3, многолучевое распространение, многолучевой канал, FFTW.

NS-3 – это сетевой симулятор дискретных событий для интернет-систем. Он позволяет провести исследование, которое трудно или невозможно выполнять на реальной системе, дает возможность изучать поведение системы в строго контролируемой среде, воспроизводимой среде, а также узнать о том, как работают сети [1].

В NS-3 в случае, использования не антенной решетки, а широконаправленной антенны вычислительные затраты на расчет канала можно существенно снизить, используя импульсную характеристику.

Для систем связи, использующих УВЧ- и СВЧ-диапазоны частот и работающих в условиях городской среды, одним из факторов искажения сигнала передатчика на приемной стороне является его многолучевое распространение.

Многолучевое распространение приводит к интерференции множества радиосигналов, прошедших различный путь от передатчика к приемнику.

Различные пути прохождения сигнала от передатчика к приемнику можно рассматривать как отдельные и независимые каналы приема. На рис. 1 представлена схема многолучевого распространения сигнала.

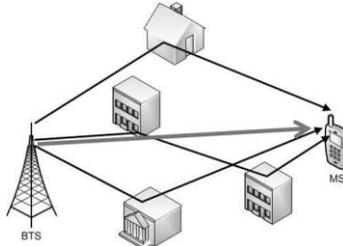


Рис. 1. Многолучевое распространение сигнала

Из отдельных каналов приема можно выделить прямой канал, в котором сигнал передатчика достигает приемника по наиболее короткому пути и, следовательно, имеет наименьшую задержку и наибольший уровень мощности по отношению ко всем остальным каналам приема. В общем случае сигнал на приёмной стороне можно записать согласно формулам (1), (2):

$$S_{\text{пр}}(t) = A_1 \cdot S_{\text{прям}}(t) \cdot e^{j\varphi_1(t)} + A_2 \cdot S_{\text{отр}_1}(t) \cdot e^{j\varphi_2(t)} + \dots + A_n \cdot S_{\text{отр}_{n-1}}(t) \cdot e^{j\varphi_n(t)} \quad (1)$$

или

$$S_{\text{пр}}(t) = \sum_{i=1}^n A_i \cdot s(t + \tau_i), \quad (2)$$

где $S_{\text{пр}}(t)$ – сигнал на приёмной стороне; $S_{\text{прям}}(t)$ – сигнал прямого канала; $S_{\text{отр}_i}(t)$ – i -й сигнал, принятый в результате переотражения; $\varphi_i(t)$ – изменение фазы i -го сигнала; $s(t)$ – сигнал передатчика; A_i – коэффициент, учитывающий изменение амплитуды i -го сигнала; τ_i – время распространения i -го сигнала.

Уровень мощности сигнала и его задержка в каждом из каналов приема относительно прямого канала определяют импульсную характеристику всего канала связи.

Принимаемый сигнал рассчитывается как свертка переданного сигнала с импульсной характеристикой канала передачи [2].

В свою очередь, импульсная характеристика канала связи определяет его передаточную функцию как результат прямого преобразования Фурье от импульсной характеристики [3].

Таким образом, для имитации работы системы связи в многолучевом канале необходимо определить его частотную характеристику, которую можно получить, задавшись уровнем мощности и задержкой для каждого из лучей в многолучевом канале.

Для того, чтобы сделать быстрое преобразование Фурье, в программе была использована библиотека FFTW. Данная библиотека –

подпрограмма С для вычисления дискретного преобразования Фурье (ДПФ) в одном или нескольких измерениях произвольного размера ввода, а также реальных и комплексных данных, четных и нечетных данных, т.е. дискретных косинус-синусоидальных преобразований [4].

Параметры импульсной характеристики и диапазон возможных значений представлены в таблице.

Параметры ИХ и диапазон возможных значений

Параметр	Диапазон значений
Мощность луча относительно прямого луча, дБ	От 0 до -100
Задержка луча, отсчетов	От 1 до NFFT
Количество лучей	От 1 до 100

В разработанной модели можно задавать следующие параметры сигнала: количество отсчетов преобразования Фурье (NFFT), количество ресурсных блоков.

Алгоритм разработанной программы для формирования частотной характеристики многолучевого канала включает следующие этапы:

- Перевод мощности лучей из дБ в Вт.
- Формирование импульсной характеристики.
- ДБПФ.
- Разбиение спектра на ресурсные блоки и усреднение значений в каждом блоке.
- Нормировка значений спектра.
- Перевод значений спектра в дБ.

Вывод. В результате проведенной работы была реализована программа на языке программирования С++, используя описанный выше алгоритм. Данный код был встроен в NS-3. После тестирования данного кода было выявлено, что вычислительные затраты снижены на 11%, что существенно ускоряет работу всей симуляции в NS-3.

ЛИТЕРАТУРА

1. Учебник по симулятору сети NS-3 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://habr.com/ru/post/497318/>, свободный (дата обращения: 01.02.2021).
2. Гавриленко В.Г., Яшнов В.А. Распространение радиоволн в современных системах мобильной связи. – Нижний Новгород, 2003. – Т. 148.
3. Помехоустойчивость выделения максимумов корреляционной функции широкополосного шумового сигнала [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.akzh.ru/pdf/2001_6_823-829.pdf, свободный (дата обращения: 01.03.2021).
4. Библиотека fftw3 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.fftw.org/>, свободный (дата обращения: 11.02.2021).

ПОДКЛЮЧЕНИЕ ВНЕШНЕГО АЦП К МК С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ DMA

*Е. Кудабай, А. Кривцун, В.А. Мосейчук,
А. Салих, студенты каф. ТОР*

*Научный руководитель Д.С. Брагин, ст. преп. каф. ТОР
г. Томск, ТУСУР, kudabay050@gmail.com, sasha.krivtsun@mail.ru,
aiatulla_97@mail.ru, moseychukvitalya96@gmail.com*

Продемонстрирован метод подключения микроконтроллера к аналого-цифровому преобразователю с параллельным интерфейсом. Данный метод был разработан для использования в работе навигационного оборудования. Такой тип подключения увеличивает разрядность, скорость дискретизации и улучшает соотношение сигнал/шум аналого-цифрового преобразователя, если сравнивать его со встроенными в микроконтроллеры аналого-цифровыми преобразователями. Если рассматривать преимущества данного метода перед преобразователями, которые подключаются к микроконтроллеру по другим методам, то в таком случае метод, описанный в данной статье, позволяет увеличить скорость дискретизации. В результате использования метода повышается качество принимаемого сигнала в навигационном оборудовании, что, в свою очередь, может повысить дальность его действия. В текущей разработке для отладки работы использовались микроконтроллер фирмы ST microcontrollers линейки STM32F7 и аналого-цифровой преобразователь фирмы Analog Devices, а именно AD9246. Считывание данных с аналого-цифрового преобразователя было реализовано с помощью аппаратных средств ввода-вывода и прямого доступа к памяти микроконтроллера.

Ключевые слова: STM32, Direct Memory Access(DMA), таймер, Аналого-цифровой преобразователь (АЦП).

DMA (Digital memory access) прямой доступ к памяти – это аппаратный блок, который копирует данные из одного адреса периферии/памяти в другой адрес периферии/памяти без участия процессора, благодаря чему ресурсы контроллера не будут расходоваться на перемещение данных. Копирование данных происходит по событию в местах, где происходит генерирование события прерывания, там же могут происходить события DMA.

Рассмотрим DMA подробнее на примере микроконтроллера STM32F7. В данном микроконтроллере есть 2 блока DMA, каждый имеет 8 потоков (Stream) и 8 каналов (Channel).

Stream – это блок, который перемещает данные, а каналы – это события, по которым нужно перемещать эти данные. Например, что-

бы в конце передачи данных UART 4 отправлять новые данные из памяти, потребуется настроить stream 3 на канал 8. В нашем случае требуется считывать данные с порта ввода-вывода по первому таймеру, первому каналу этого таймера (IM1_CH1), настроить stream 1 второго блока DMA (DMA 2) на канал 6 и указать в данном stream'е адрес периферии GPIO и адрес буфера, в который записать данные (табл. 1, 2).

Таблица 1

Карта событий первого DMA

Peripheral requests	Stream 0	Stream 1	Stream 2	Stream 3	Stream 4	Stream 5	Stream 6	Stream 7
Channel 0	SPI3_RX	SPDIFRX_DT	SPI3_RX	SPI2_RX	SPI2_TX	SPI3_TX	SPDIFRX_CS	SPI3_TX
Channel 1	I2C1_RX	I2C3_RX	TIM7_UP	-	TIM7_UP	I2C1_RX	I2C1_TX	I2C1_TX
Channel 2	TIM4_CH1	-	I2C4_RX	TIM4_CH2	-	I2C4_RX	TIM4_UP	TIM4_CH3
Channel 3	-	TIM2_UP TIM2_CH3	I2C3_RX	-	I2C3_TX	TIM2_CH1	TIM2_CH2 TIM2_CH4	TIM2_UP TIM2_CH4
Channel 4	UART5_RX	USART3_RX	UART4_RX	USART3_TX	UART4_TX	USART2_RX	USART2_TX	UART5_TX
Channel 5	UART8_TX	UART7_TX	TIM3_CH4 TIM3_UP	UART7_RX	TIM3_CH1 TIM3_TRIG	TIM3_CH2	UART8_RX	TIM3_CH3
Channel 6	TIM5_CH3 TIM5_UP	TIM5_CH4 TIM5_TRIG	TIM5_CH1	TIM5_CH4 TIM5_TRIG	TIM5_CH2	-	TIM5_UP	-
Channel 7		TIM6_UP	I2C2_RX	I2C2_RX	USART3_TX	DAC1	DAC2	I2C2_TX

Таблица 2

Карта событий второго DMA

Peripheral requests	Stream 0	Stream 1	Stream 2	Stream 3	Stream 4	Stream 5	Stream 6	Stream 7
Channel 0	ADC1	SAI1_A	TIM8_CH1 TIM8_CH2 TIM8_CH3	SAI1_A	ADC1	SAI1_B	TIM1_CH1 TIM1_CH2 TIM1_CH3	SAI2_B
Channel 1	-	DCMI	ADC2	ADC2	SAI1_B	SPI6_TX	SPI6_RX	DCMI
Channel 2	ADC3	ADC3	-	SPI5_RX	SPI5_TX	CRYPT_OUT	CRYPT_IN	HASH_IN
Channel 3	SPI1_RX	-	SPI1_RX	SPI1_TX	SAI2_A	SPI1_TX	SAI2_B	QUADSPI
Channel 4	SPI4_RX	SPI4_TX	USART1_RX	SDMMC1	-	USART1_RX	SDMMC1	USART1_TX
Channel 5	-	USART6_RX	USART6_RX	SPI4_RX	SPI4_TX	-	USART6_TX	USART6_TX
Channel 6	TIM1_TRIG	TIM1_CH1	TIM1_CH2	TIM1_CH1	TIM1_CH4 TIM1_TRIG TIM1_COM	TIM1_UP	TIM1_CH3	-
Channel 7	-	TIM8_UP	TIM8_CH1	TIM8_CH2	TIM8_CH3	SPI5_RX	SPI5_TX	TIM8_CH4 TIM8_TRIG TIM8_COM

Есть три возможных варианта использования АЦП с микроконтроллером: использовать встроенные АЦП микроконтроллера, использовать внешний АЦП с шиной, которая последовательно передает данные с АЦП к микроконтроллеру, и использовать внешний АЦП с параллельной передачей данных. На рис. 1, 2 представлены варианты использования микроконтроллера с АЦП. Структурная схема конфигурации контроллера показана на рис 3.

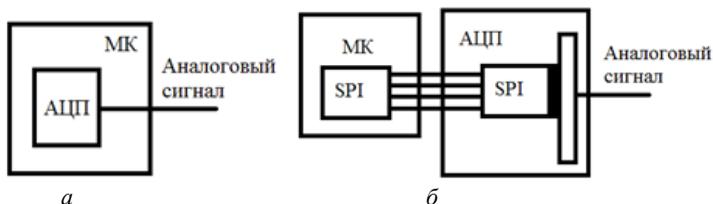


Рис. 1. Структурная схема микроконтроллера: с внутренним АЦП (а); с внешним АЦП и использованием последовательного интерфейса передачи данных SPI (б)

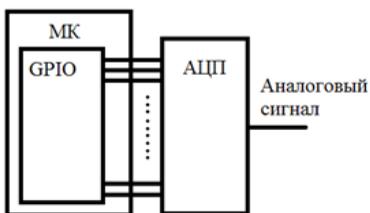


Рис. 2. Структурная схема микроконтроллера с внешним АЦП и использованием параллельного интерфейса передачи данных

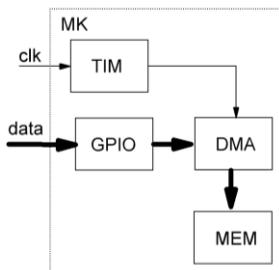


Рис. 3. Структурная схема конфигурации контроллера

Реализация. Для начала требуется подключить все выходы АЦП к одному порту. Первый вариант – это считывание данных с АЦП: настроить ножку на прерывание по фронту и по моменту прерывания считывать данные с выводов. В данном варианте считывание будет происходить программным методом. Однако возможно «дребезжание» по считыванию и вызывание другого прерывания по приоритету, перекрывающее наше.

Второй вариант – это настройка DMA, которое будет считывать значение этих выводов из буфера циклически. В данном случае считывание происходит аппаратно, т.е. без потерь вычислительных ресурсов на обработку входных данных. Вычислительные ресурсы на

запись данных в буфер не требуются. Во время считывания данных все ресурсы расходуются на обработку ранее пришедших данных. В таком варианте использования общее количество обрабатываемых данных больше.

Настройка DMA была выполнена следующим образом.

В качестве входного аргумента используется адрес порта АЦП, а также адрес буфера, в который будут записываться данные. Данные с этого порта будут записываться в буфер по внешнему событию. Процесс записывания данных будет происходить в кольцевом режиме, это говорит о том, что данные будут записываться на позиции первых ячеек по окончании места в буфере. В момент времени половинного и полного заполнения буфера вызывается сигнал прерывания. В качестве внешнего события используется таймер, настроенный на вход, без каких-либо предделителей. Если необходимо понизить частоту считывания, т.е. производить считывания по каждому 2, 3, 4... фронту, то можно использовать предделитель, настраивая фронт срабатывания исходя из АЦП и по фронту вызывая событие DMA.

Заключение. В данной статье был представлен способ подключения внешнего АЦП к микроконтроллеру, который позволяет увеличить разрядность АЦП и повысить скорость дискретизации. Также данный способ позволяет улучшить соотношение сигнал/шум аналого-цифрового преобразователя по сравнению со встроенными в микроконтроллеры аналого-цифровыми преобразователями. В результате использования метода повышается качество принимаемого сигнала в навигационном оборудовании, что, в свою очередь, может повысить дальность его действия.

ЛИТЕРАТУРА

1. Noviello C. Mastering STM32. «Leanpub», 2016. – 852 с.
2. Brown G. Discovering the STM32 Microcontroller [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://legacy.cs.indiana.edu/~geobrown/book.pdf> (дата обращения: 15.01.2021).
3. DMA для новичков, или То, что вам нужно знать [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://habr.com/ru/post/37455/> (дата обращения: 25.01.2021).
4. Introduction to direct memory access [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.embedded.com/introduction-to-direct-memory-access/> (дата обращения: 7.02.2021).
5. Direct Memory Access (DMA) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.embedded.com/introduction-to-direct-memory-access/> (дата обращения: 10.02.2021).
6. Карпов В.Е., Коньков К.А. Основы операционных систем. Курс лекций: учеб. пособие. – ИНТУИТ.РУ, 2005. – 178 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМ СКРЫТОЙ ПЕРЕДАЧИ**Т.В. Васильева, студентка каф. РТС***Научный руководитель В.А. Кологривов, доцент каф. РТС
г. Томск, ТУСУР, tulpan1997@outlook.com*

Рассмотрены 3 метода передачи, позволяющие обеспечить скрытую передачу информации. Построены модели модемов в среде Simulink. Проведен их сравнительный анализ на помехоустойчивость.

Ключевые слова: скрытность, широкополосный сигнал, псевдослучайная последовательность (ПСП), ортогонализация, интерференция, SNR.

Обеспечение скрытности сигнала является одной из задач при проектировании современной системы связи. На данный момент представлено множество методов повышения скрытности.

В данной работе рассматриваются 3 различные методики передачи данных, которые позволяют решить данный вопрос. Исследуемые методы основаны на применении технологии расширения спектра, что позволяет достичь энергетической скрытности сигнала. Первый способ заключается в использовании ПСП сигналов [1], второй основан на операции ортогонализации фрагментов шумовой последовательности [2–4], третий реализован с помощью интерференции задержанных информационных символов [5]. Подробнее опишем работу каждого способа передачи.

Система связи на основе ПСП. Для передачи информации используется ПСП, реализованная с помощью регистров сдвига с обратными связями (м-последовательность). На рис. 1 представлен генератор ПСП на основе примитивного полинома $1 + x^4 + x^7$.

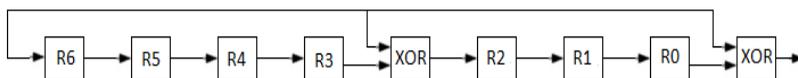


Рис. 1. Генератор ПСП

Далее последовательность инвертируется, если на вход приходит информационный нулевой бит.

На приемной стороне производится сравнение полученной последовательности с опорной ПСП, иными словами, происходит корреляционная обработка. Если коэффициент взаимной корреляции больше 0, принимается решение о приеме «1», иначе – о приеме «0». Модель данной системы представлена на рис. 2.

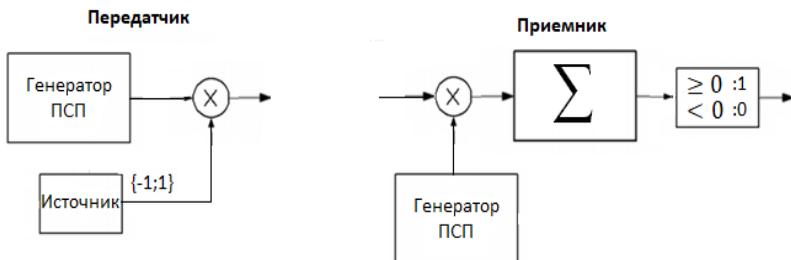


Рис. 2. Модель модема на основе ПСП

Система связи на основе ортогонализации. В передатчике формируется фрагмент шумовой последовательности за время передачи одного информационного бита. Затем выполняется следующее: если информационный бит равен «1», то шумовой фрагмент без изменений поступает в канал связи, если же бит равен «0», то фрагмент подвергается операции ортогонализации по методу Грама–Шмидта.

В приемнике вычисляется взаимная энергия текущей и предыдущей последовательности. При условии идеальной передачи (т.е. при отсутствии шумов в канале) при приеме «0» будет наблюдаться нулевое значение взаимной энергии. При реальных условиях выставляется порог (в нашем случае он равен 0,5): если полученное значение будет ниже порога, то делается вывод о передаче «0», иначе – о передаче «1». Ниже представлена полученная модель модема (рис. 3).

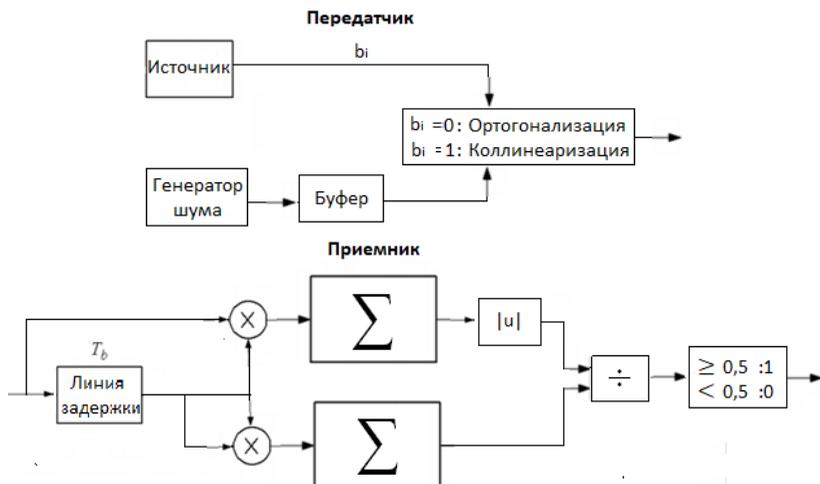


Рис. 3. Структурная модель модема с использованием ортогонализации случайных процессов

Система связи на основе интерференции. На передающей стороне от генератора шума поступают 2 идентичных сигнала (x_1 и x_2). Один остается без изменений (x_2), а другой (x_1) подвергается задержке на время, превышающее время когерентности (например, на время длительности одного информационного бита). Далее исходная и задержанная шумовая последовательности в зависимости от бита складываются или вычитаются: при «1» происходит сложение, при «0» – вычитание. Таким образом, передача осуществляется путем некогерентной интерференции [6]. Алгоритм передачи представлен на рис. 4.

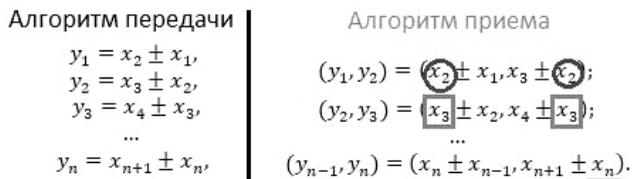


Рис. 4. Алгоритм передачи и приема

Прием данных осуществляется путем взаимной корреляции соседних интервалов интерферированной псевдослучайной последовательности. По приведенному алгоритму (см. рис. 4) видно, что при обработке последовательностей y_1 и y_2 будут коррелировать составляющие x_2 , при обработке y_2 и y_3 – x_3 , и т.д. Поэтому при приеме «1» будет наблюдаться положительный пик, а при приеме «0» – отрицательный.

На рис. 5 приведена схема модема на основе интерференции задержанных информационных символов.

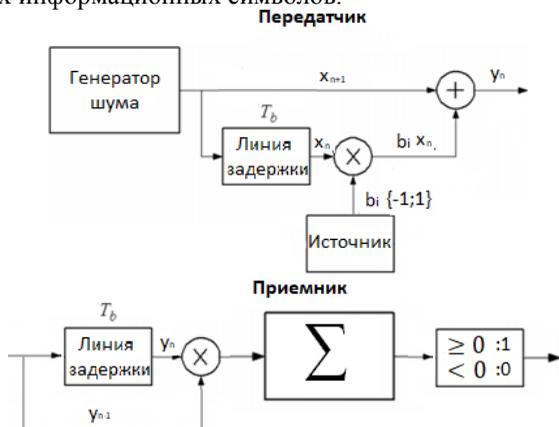


Рис. 5. Структурная схема модема на основе интерференции задержанных информационных символов

Для всех рассмотренных систем было проведено исследование на помехоустойчивость при вероятности появления ошибки 0,001. Результаты получены при количестве случайных отсчетов за время передачи одного информационного бита $n_1 = 32$ и $n_2 = 64$. Значения, которые были получены в ходе исследования, приведены в таблице.

Полученные результаты

Система связи на основе	Количество шумовых отсчетов за время передачи одного информационного бита	
	32	64
ПСП	-4,6982 дБ	-7,7379 дБ
Ортогонализации	5,1485 дБ	3,2723 дБ
Интерференции	17,0544 дБ	4,6121 дБ

Выводы. Как видно из таблицы, лучшей помехоустойчивостью обладает система связи на основе ПСП. Но стоит отметить, что данный метод практически не обладает структурной скрытностью, так как формирование таких сигналов широко известно. Что касается оставшихся методов, для раскрытия структуры их сигналов потребуется больше времени.

ЛИТЕРАТУРА

1. Старостенко В.И. Сравнительный анализ псевдослучайных последовательностей, применяемых для повышения надежности передачи информации // Исследования и разработки в области машиностроения, энергетики и управления: матер. X Междунар. межвуз. науч.-техн. конф. студентов, магистрантов и аспирантов. – Гомель, 2010. – С. 202–205.
2. Выхованец В.С., Лю Вэнькуй. Некогерентная передача данных с помощью ортогональных шумовых сигналов // Доклады 16-й Междунар. конф. «Цифровая обработка сигналов и ее применение». – М., 2014. – С. 71–75.
3. Выхованец В.С., Лю Вэнькуй Ортохаотическая передача данных // Труды XII Всерос. совещания по проблемам управления ВСПУ–2014. – Москва, 16–19 июня 2014. – С. 7393–7404.
4. Выхованец В.С. Ортохаотическая передача данных // Радиоэлектроника. – 2017. – № 12. – С. 1–15.
5. Калинин В.И. Шумовая система радиосвязи на основе интерференции задержанных информационных сигналов // Радиоэлектроника. – 2017. – № 4 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/apr17/1/text.pdf> (дата обращения: 18.02.2021).
6. Кликушин Ю.Н., Кошеков К.Т., Горшенков А.А. Явление некогерентной интерференции сигналов // Омский научный вестник. – 2010. – № 2 (90). – С. 163–168.

ПОДСЕКЦИЯ 1.6

РОБОТОТЕХНИКА

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

УДК 339.138

ИССЛЕДОВАНИЯ МИРОВОГО РЫНКА РОБОТОТЕХНИКИ

Е.А. Архипова, магистрант каф. УИ

Научный руководитель А.И. Попков, директор компании

ООО «Попков Роботикс», к.ф.-м.н.

г. Томск, ТУСУР, katy-1997@list.ru

Дан обзор видов и подвидов робототехники, факторов их распространения, уровня их роста и показателей на мировом рынке.

Ключевые слова: сервисные роботы, промышленные роботы, плотность роботизации, внедрение, факторы, продажи, динамика.

Маркетинговые исследования – поиск, сбор и анализ информации, необходимой для получения точных данных о состоянии и тенденциях изменения рынков, сегментов и отдельных их участников, а также для принятия эффективных управленческих решений.

Рынок робототехники является широчайшей экономической системой, ежегодно распространяющейся во многих сферах жизни и имеющей свои направления развития. Его обычно делят на промышленные и сервисные рынки роботов. Первый предназначен в основном для решения задач по автоматизации, второй – для обслуживания как людей, так и оборудования.

По причине того, что на сегодняшний день доля услуг сервисных роботов превышает долю промышленных (63% – у сервисных, 30% – у промышленных), то ожидается, что рост робототехники в будущем будет происходить именно благодаря сервисным роботам [1].

Промышленная робототехника. Согласно прогнозам Всемирного экономического форума, рынок промышленной робототехники будет расти до конца 2021 г. Основополагающими причинами роста по сей день были и остаются большие вклады в данную отрасль, падение цен и увеличение интереса жителей к автоматизации систем. Промышленная робототехника развивается благодаря простому изготовлению роботов, сравнительно легкой адаптации к окружающей обстановке и удобству его использования. Самыми крупными сфера-

ми индустрии являются автомобильная, электронная и металлообрабатывающая.

Азия занимает первое место по скорости развития робототехники в мире. Далее следует европейский рынок, а после него – американский. Больше половины мировых продаж приходится на следующие страны: Китай, Японию, Республику Корея, США и Германию (рис. 1).

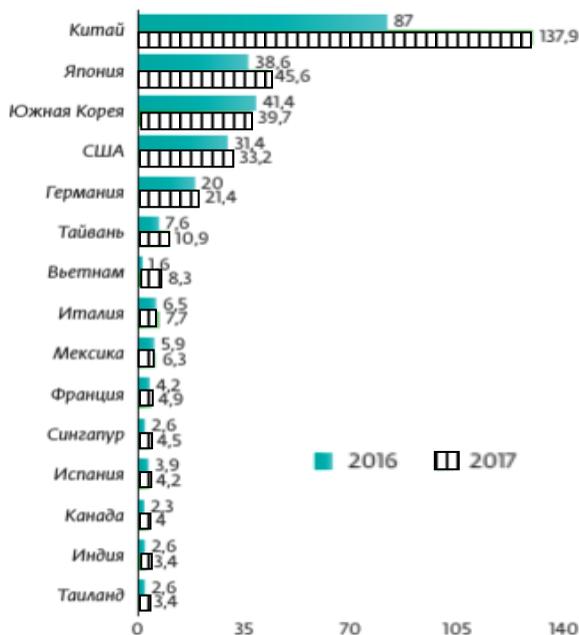


Рис. 1. Топ-15 стран мира по продажам промышленных роботов в 2017 г., тыс. ед.

Плотность роботизации распределилась по регионам следующим образом: Европа (106 роботов на 10 000 занятых в промышленности), США (91 робот на 10 000 занятых в промышленности), Азия (75 роботов на 10 000 занятых в промышленности). Если же рассматривать страны, то мировыми лидерами выступают Южная Корея, Сингапур, Германия и Япония (рис. 2).

При рассмотрении ежегодных темпов роста плотности роботизации с 2012 по 2017 г. картина будет следующая: Азия (12%), Америка (9%), Европа (5%). Можно обратить внимание, что у стран Юго-Восточной Азии самые высокие показатели по росту внедрения промышленных роботов (рис. 3).

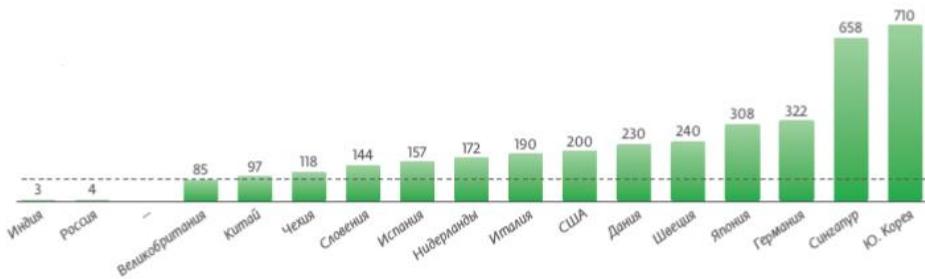


Рис. 2. Плотность роботизации по странам на конец 2017 г., количество роботов на 10 000 занятых в промышленности

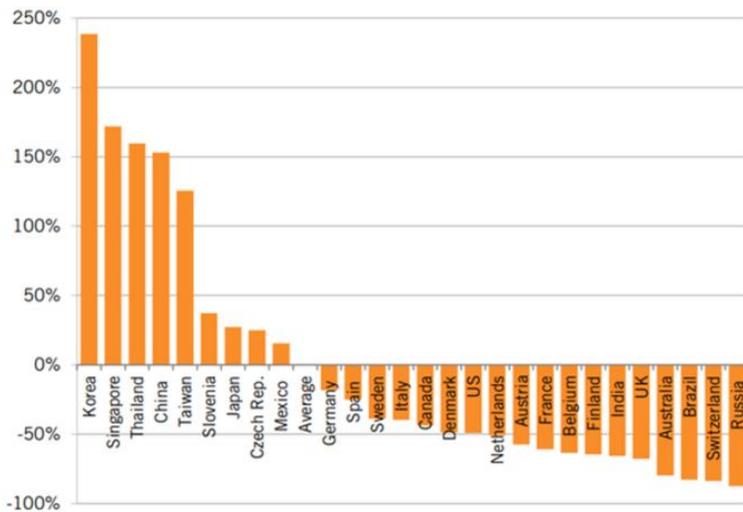


Рис. 3. Темпы внедрения промышленной робототехники

Северо-Западная Европа, США, Юго-Восточная Азия являются лидерами по производству промышленной робототехники.

Сервисная робототехника. Данный вид робототехники развивается благодаря все большей его популяризации и невысокой себестоимости продукции.

Профессиональная робототехника предназначена для извлечения выгоды при оказании услуг. В данном подвиде робототехники большой популярностью пользуются логистические роботы.

На рис. 4 представлен мировой рост данного сегмента.

Рынок персональных сервисных роботов представляет собой все виды роботов, предназначенных для использования в повседневной жизни. На рис. 5 представлен мировой рост данного сегмента.

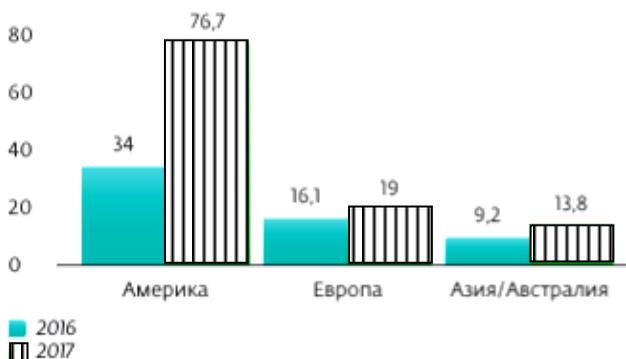


Рис. 4. Динамика продаж профессиональной сервисной робототехники по регионам, тыс. шт.

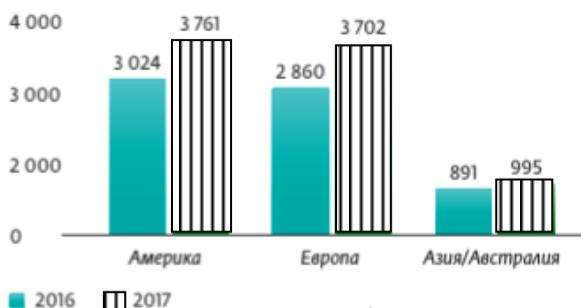


Рис. 5. Динамика продаж персональной сервисной робототехники по регионам, тыс. ед. [2]

Самыми востребованными видами сервисной робототехники являются бытовая, образовательная и развлекательная. По распространенности данного подвида регионы расположились следующим образом: Северная Америка – лидер, затем Европа, после – Азия [3].

Выводы

1. Наблюдается стабильный рост рынков промышленной и сервисной робототехники, причем второй превалирует над первым.

2. В производстве промышленной робототехники стоит выделить Азию, а именно Юго-Восточную Азию как самый быстрорастущий и многообещающий сегмент. Рынок еще не достиг своего насыщения и имеет низкие показатели внедрения роботов, но темпы роста плотности роботизации по сей день являются самыми высокими в мире.

3. Что касается сервисной робототехники, то здесь бесспорным лидером по производству и темпам роста является Америка. Европа и Азия занимают второе и третье место соответственно. Но по количеству компаний-производителей превосходит Европа. Можно сказать, что в Азии сервисная робототехника развивается не с такой скоростью, как промышленная.

4. Исходя из вышеприведенной статистики, можно отметить, что среди стран-лидеров по производству робототехники можно выделить Китай, Японию, Корею, Сингапур, Тайвань (Азия), США, Мексику, Канаду (Америка), Германию, Италию, Испанию (Европа). Как можно заметить, большинство стран находятся в Азии, поэтому интерес вызывает именно азиатский рынок робототехники.

ЛИТЕРАТУРА

1. Аналитический обзор мирового рынка робототехники 2019 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://studfile.net/preview/9192230/> (дата обращения: 25.02.2021).

2. IFR World robotics 2018 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://ifr.org/> (дата обращения: 25.02.2021).

3. Состояние робототехники в мире [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://news.myseldon.com/ru/news/index/213864595> (дата обращения: 25.02.2021).

УДК 681.571

РОБОТ-МАНИПУЛЯТОР С ТЕХНОЛОГИЕЙ «МАШИННОГО» ЗРЕНИЯ

***В.А. Горячев, А.В. Одинцев, В.Ю. Незнамов, студенты каф. КСУП**
Научный руководитель В.П. Коцубинский, доцент каф. КСУП, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, kvr@kcup.tusur.ru*

Проект ГПО КСУП-1801 «Экстремальная робототехника»

Описываются процесс исследования системы машинного зрения в робототехнике, реализация аппаратного комплекса, включающего в себя манипулятор, цифровую камеру и микроконтроллер.

Ключевые слова: робот-манипулятор, система управления, машинное зрение, Arduino, робототехника.

Машинное зрение, в отличие от компьютерного, фокусирует область исследования на применении компьютерного зрения для промышленности, производства и робототехники [1]. В то время как компьютерное зрение – это общий набор методов, позволяющих компьютерам видеть, т.е. воспринимать только форму объекта и дальность до него, в некоторых случаях определять цвет объекта.

Оказывается, что в этом случае нам достаточно вычислительных возможностей Arduino Mega 2560. Данный микропроцессорный комплект управляет не только механической рукой манипулятор, который имеет 6 степеней свободы, но и движением самой платформы, конечно, с учетом дополнительных устройств, так называемых «шилдов», которые выполняют роль электрических приводов. В большинстве случаев микроконтроллер справляется с вычислением координат с одновременным пересчетом их в перемещение руки манипулятора.

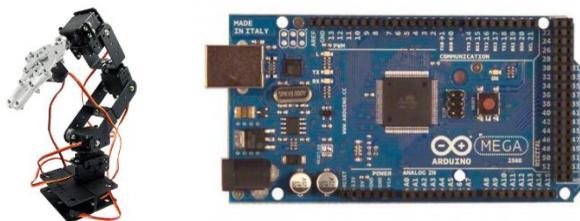


Рис. 1. Изображение руки манипулятора и платы Arduino Mega 2560

Для сохранения автономности установки и для того, чтобы избежать избытка аппаратных комплексов, наиболее целесообразно реализовать систему машинного зрения для данной установки, используя уже установленную плату Arduino. На сегодняшний день существует малое количество успешных проектов, реализующих системы машинного зрения на базе данного микроконтроллера. Одним из самых современных методов реализации машинного зрения является плата Pixy CMUcam5. Данная плата состоит из цифровой камеры и собственного процессора, отвечающего за обработку и анализ видеозображения.

Встроенное ПО платы имеет открытый исходный код. Используемые алгоритмы обработки изображения позволяют отслеживать до 108 объектов одновременно. Камера различает объекты по цветовым маркерам и форме объекта. Максимальная дальность расположения распознаваемого объекта достигает 3 м.



Рис. 2. Плата Pixy CMUcam5

Метод реализации машинного зрения с использованием платы Pixy CMUcam5 обладает следующими преимуществами: это стоимость аппаратной базы и простота его внедрения. Для работы с Arduino Mega 2560 необходимо подключить камеру, используя SPI.

SPI (англ. Serial Peripheral Interface, SPI bus – последовательный периферийный интерфейс, шина SPI) – последовательный синхронный стандарт передачи данных в режиме полного дуплекса, предназначенный для обеспечения простого и недорогого высокоскоростного сопряжения микроконтроллеров и периферии. Данный интерфейс позволит обеспечить обмен данными между платами Arduino и Pixy [2].

Для отслеживания объектов камерой Pixy CMUcam5 необходимо установить признаки объекта заранее с помощью утилиты Pixymon. Pixymon – проприетарная утилита, основной функцией которой является задание характеристик и имен отслеживаемых объектов, также данная утилита позволяет вносить изменения в прошивку платы Pixy CMUcam5. Утилита находится в свободном доступе для систем с Windows, MacOS и Linux. Для использования утилиты необходимо подключить плату Pixy напрямую к ПК посредством интерфейса USB. После подключения и установки необходимых драйверов утилита выведет изображение без задержки с камеры на ПК.

Для задания параметров отслеживаемых объектов в данной утилите необходимо внести отслеживаемый объект в поле зрения камеры, после нажать кнопку «Set signature 1» на вкладке «Action» и вручную мышью выделить необходимый объект на фиксированном изображении. После выполнения указанных действий сигнатура объекта будет сохранена в памяти платы Pixy, номер сигнатуры в дальнейшем будет использован для обращения в коде для микроконтроллера Arduino.

Для подключения и работы с камерой с использованием интерфейса SPI необходимо подключение к программе стандартной библиотеки <SPI.h>. Для получения данных обработанного видео, типы, положения и количества объектов используется библиотека алгоритмов работы с камерой Pixy – <Pixy.h>. Для получения информации о свойствах зафиксированных объектов следует обращаться к массиву `pixy.blocks[]`. Для выполнения поставленных задач потребуются только методы, позволяющие получить информацию о положении объектов, а именно основное взаимодействие будет производиться с массивом `pixy.blocks[]`. Так как камера оснащена только двумя разъемами для сервоприводов, что недостаточно для контроля всех узлов руки манипулятора, сервоприводы будут управляться путем подключения их непосредственно к плате Arduino Mega 2560. Для управления сер-

воприводами с помощью Arduino существует бесплатная библиотека <servo.h>. Для взаимодействия с сервоприводами в данной библиотеке предусмотрены следующие функции: attach(), write(), read().

Данный метод обработки изображений и видеосигналов позволяет в достаточной мере получить информацию о таких свойствах объектов, как форма, цвет, положение в пространстве относительно других объектов. Полученные данные уже можно будет использовать в разработке автоматической системы управления роботом манипулятором.

Предложенный метод также решает одну из основных проблем стоящих перед разработчиками автономных роботов, – проблему энергоэффективности, ведь для реализации систем машинного зрения требуется минимальный набор датчиков. Использование в качестве датчика одной лишь цифровой или аналоговой камеры позволяет существенно сэкономить энергозатраты, а также полезное пространство робота. Обратной стороной данного метода является повышенная нагрузка на вычислительные мощности. Сегодня наиболее сложной задачей в разработке систем машинного зрения для робототехники является совмещение компактности аппаратной базы с высоким функционалом программного обеспечения и энергоэффективности всей установки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шапиро Л., Стокман Дж. Компьютерное зрение = Computer Vision. – М.: Бином. Лаборатория знаний, 2006. – 752 с.
2. Болл Стюарт Р. Аналоговые интерфейсы микроконтроллеров. – М.: Додэка-XXI, 2007. – 360 с.
3. Васецкий В.В. Платформа для робота-манипулятора // Матер. междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2017», Томск, 10–12 мая 2017 г.: в 8 ч. – Томск: В-Спектр, 2017. – Ч. 1. – С. 271–274.

ПОДСЕКЦИЯ 1.7

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

*Председатель – Шурыгин Ю.А., директор департамента
управления и стратегического развития ТУСУРа,
зав. каф. КСУП, д.т.н., проф.;*
*зам. председателя – Черкашин М.В., декан ФВС,
доцент каф. КСУП, к.т.н.*

УДК 621.3.011.73, 004.896

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА И ПРОГРАММЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО СИНТЕЗА СВЧ-УСИЛИТЕЛЕЙ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМ УСИЛЕНИЕМ

*Т.Н. Файль, Ю.А. Новичкова, студенты каф. КСУП;
А.Е. Горяинов, доцент каф. КСУП, к.т.н.;*
А.А. Калентьев, доцент каф. КСУП, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, timafayl@gmail.com

Описана методика структурно-параметрического синтеза СВЧ-усилителей с распределенным усилением с использованием генетического алгоритма.

Ключевые слова: СВЧ-усилитель с распределенным усилением, структурно-параметрический синтез, генетический алгоритм, схемное решение.

СВЧ-усилитель с распределённым усилением (УРУ) относится к классу широкополосных усилителей и представляет собой сложное многосекционное устройство [1], проектирование которого в САПР без средств автоматизации является трудоёмким и времязатратным процессом. Задача автоматизации процесса проектирования СВЧ УРУ может быть решена средствами программных алгоритмов, например эволюционных [2].

В данной работе описана программная реализация модуля структурно-параметрического синтеза (далее – модуль) СВЧ УРУ на основе генетического алгоритма (ГА) [3].

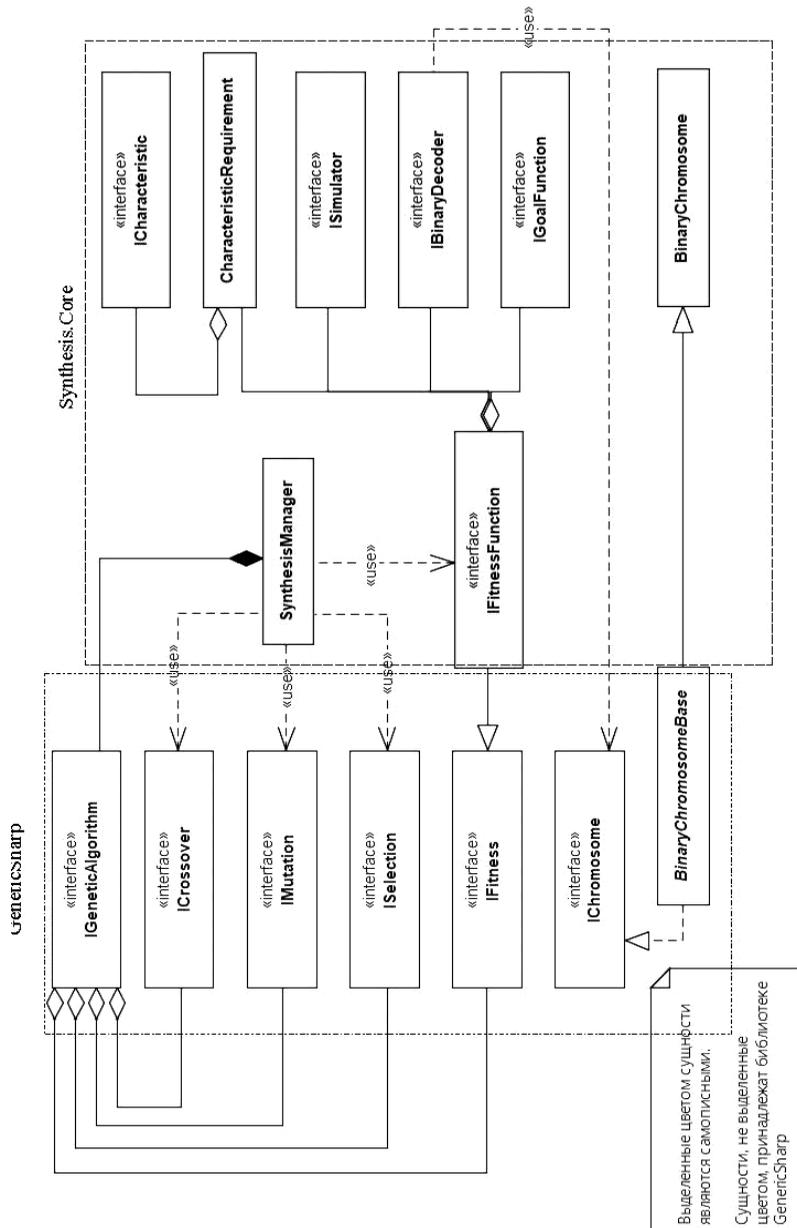


Рис. 1. UML-диаграмма классов модуля структурно-параметрического синтеза СВЧ-усилителей с распределенным усилением

Для реализации модуля были поставлены следующие задачи:

- выбор реализации ГА,
- выбор типа хромосомы,
- реализация вычисления целевой функции (ЦФ),
- реализация представления характеристик УРУ,
- реализация алгоритма построения цепи УРУ.

При реализации модуля использована сторонняя программная библиотека с реализацией ГА – GeneticSharp.

В качестве хромосомы, описывающей модель УРУ, была выбрана бинарная хромосома. Хромосома в текущей реализации модуля может описать схемное решение УРУ с любым количеством секций, количество секций и закодированных элементов влияет на длину хромосомы (количество бит). О том, какую структуру имеет хромосома в реализации модуля, а также о ходе её декодирования описано в [4].

На рис. 1 представлена UML-диаграмма классов, представляющая обобщенный вид программной реализации модуля. Как можно заметить, большая часть сущностей ядра модуля используется интерфейсом IFitnessFunction, представляющим ЦФ, который, в свою очередь реализует, предоставляемый библиотекой GeneticSharp интерфейс IFitness.

Это такие сущности, как:

- IBinaryDecoder – интерфейс для декодирования бинарной хромосомы;
- ISimulator – интерфейс для моделирования цепи УРУ;
- CharacteristicRequirement – класс, предоставляющий работу с целевыми характеристиками, реализации которых представлены интерфейсом ICharacteristic и заданными для них требованиями;
- IGoalFunction – интерфейс для функции свёртки.

Классом, отвечающим за процесс синтеза, является SynthesisManager, в котором происходит задание параметров генетического алгоритма и запуск синтеза, а также управление его процессом после запуска.

В качестве входных данных для синтеза выступают параметры рассеяния пассивных и активных элементов, из которых будет строиться УРУ.

Перед запуском синтеза задаются необходимые параметры ГА [5]. О ходе выполнения синтеза СВЧ УРУ и результатах верификации работы модуля подробно описано в [4].

ЛИТЕРАТУРА

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

2. De Jong, Kenneth & Fogel, David & Schwefel, Hans-Paul A history of evolutionary computation // Handbook of Evolutionary Computation, IOP Publishing Ltd. – 1997. – P. A2.3:1-12.

3. Vose M.D. The simple genetic algorithm: foundations and theory. – Massachusetts, USA: MIT press, 1999.

4. Горяинов А.Е., Файль Т.Н., Новичкова Ю.А., Калентьев А.А., Сальников А.С. Применение генетического алгоритма в задаче синтеза линейных интегральных СВЧ-усилителей с распределенным усилением // Электронные средства и системы управления: матер. докл. XVI Междунар. науч.-практ. конф., 18–20 ноября 2020 г. – Томск: В-Спектр, 2020. – Ч. 1. – С. 64–67.

5. A New Genetic-Algorithm-Based Technique for Low Noise Amplifier Synthesis / L.I Babak, A.A. Kokolov, A.A. Kalentyev, D.V. Garays // The European Microwave Integrated Circuits Conference 2012 (Amsterdam, 29th – 30th October 2012). – P. 381–384.

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., доцент;
зам. председателя – Романовский М.Н.,
доцент каф. КУДР, к.т.н.*

УДК 53.097

МЕТОД ДИАГНОСТИКИ СТЕПЕНИ ДЕГРАДАЦИИ СВЕТОДИОДНЫХ ГЕТЕРОСТРУКТУР

*А.С. Степанова, А.В. Кинах, А.А. Абакишин, студенты каф. КУДР
Научный руководитель С.Г. Еханин, проф. каф. КУДР, д.ф.-м.н.
г. Томск, ТУСУР, getta@main.tusur.ru*

*Проект КУДР-2002 «Изучение деградации светодиодных гетеро-
структур методом измерения ВАХ и свечения в области микротоков»*

Разработана методика диагностики гетероструктуры светодиодов, основанная на совместном применении структурно-чувствительных методов электролюминесценции при малых токах и фотолуминесценции, показана ее перспективность.

Ключевые слова: светодиодные гетероструктуры, диагностика.

Деградационные процессы связаны с протеканием тока большой плотности и возникновением новых точечных дефектов в гетероструктуре. Так как гетероструктура имеет квантовые ямы, то электроны, попадая туда, получают дополнительную кинетическую энергию и взаимодействуют с кристаллической решеткой. В итоге образуются вакансии, в основном вакансии азота [1]. При этом в запрещенных зонах гетероструктуры образуются уровни, по которым электроны могут туннелировать, совершая скачки. Возникает так называемая

прыжковая электропроводность [2]. Прыжковая электропроводность увеличивает проницаемость барьера, разделяющего p-контакт и квантовую яму. Вследствие этого наблюдается туннельный процесс, который усиливается при увеличении концентрации точечных дефектов в гетероструктуре, поэтому свечение, возникающее при малых токах, отражает изменения в структуре от времени испытаний. Чтобы узнать, сколько дефектов образовалось, нужно их декорировать (выявить).

Существует два метода диагностики: первый – электролюминесценция при малых токах и второй – фотолюминесценция. В нашей статье объединены эти два метода для получения более точного результата.

Экспериментальная часть. Рассмотрим структурную схему установки, изображенную на рис. 1.

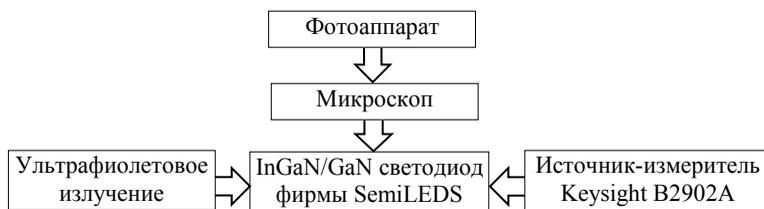


Рис. 1. Структурная схема экспериментальной установки

Перед началом эксперимента подготавливаем фотоаппарат к фотографированию: устанавливаем на штатив, задаем максимальную чувствительность (ISO) 1200 и время выдержки 30 с, открываем диафрагму (f). Далее устанавливаем образец на столик микроскопа. Подаем напряжение на светодиод от источника-измерителя Keysight B2902A, равное 2 В, перед фотографированием затемняем помещение. Открываем затвор фотоаппарата в промежутке от начала и до конца фотоэкспозиции воздействуем импульсом фотовспышки с ртутной лампой.

Известно, что ртутная лампа содержит ультрафиолетовую компоненту в виде полосы в 365 нм и сплошной спектр ультрафиолетового излучения. Чтобы выделить ультрафиолетовую полосу излучения фотовспышки и отсечь отраженный от поверхности образца свет видимого диапазона, необходимо на фотовспышку установить светофильтр УФС-8.

На рис. 2 изображена спектральная характеристика ультрафиолетового оптического стекла УФС-8. В результате свет от фотовспышки, проходя через это стекло, будет содержать ультрафиолетовую часть и часть, находящуюся в красном и инфракрасном диапазоне спектра.

Так как стекло не пропускает ультрафиолетовое излучение, то в объектив фотоаппарата от фотовспышки попадет только красное излучение. Для того чтобы от него избавиться, устанавливаем перед объективом микроскопа желто-зеленый светофильтр ЗС-11 с полосой пропускания 480 до 570 нм с максимумом 525 нм. Кроме того, через этот светофильтр свободно будет проходить фотоотклик поверхности светодиода на воздействие фотовспышки (фотолюминесценция), так как она находится в диапазоне пропускания этого светофильтра [1].

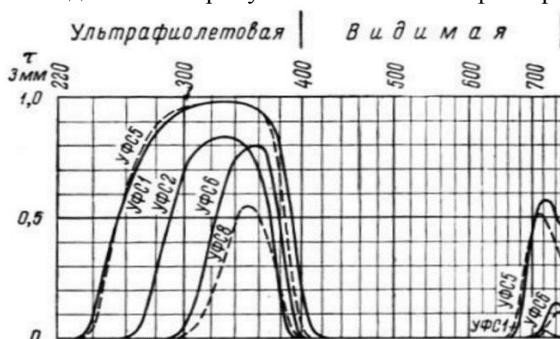


Рис. 2. Спектральная характеристика ультрафиолетового оптического стекла УФС-8

Результаты и обсуждения. Таким образом, по истечении установленной фотозащиты на ПЗС-матрице фотоаппарата сформируется фотография свечения поверхности светодиода, вызванного электрическим и фотовозбуждением.

Для приведения фотографий к оптимальному виду, согласно технологии, изложенной в статье [3], полученные изображения обрабатываем в графическом редакторе для последующей их диагностики в среде Mathcad.

Результат предварительной обработки фотографий перед анализом изображен на рис. 3, а, б.

Как видно из рис. 3, после испытаний на фотографии (см. рис. 3, б) произошли существенные изменения, такие как:

- 1) появление темных пятен: верхний левый угол, правая сторона верхнего электрода;
- 2) подгоревший верхний электрод (левая сторона);
- 3) расширение области цветных пятен;
- 4) увеличение площади зеленого оттенка.

По-видимому, темные пятна, на поверхности светодиода и подгоревший электрод обусловлены нарушениями гетероструктуры вследствие теплового пробоя.

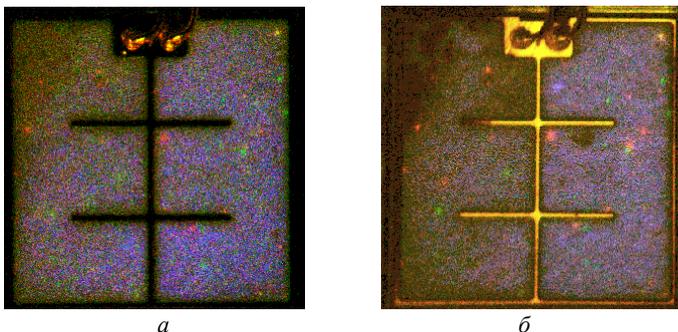


Рис. 3. Изображение поверхности гетероструктуры кристалла светоизлучающего диода до (а) и после (б) испытания

Увеличение площади зеленого цвета свидетельствует о том, что в процессе испытаний увеличилось количество точечных дефектов, связанных с вакансиями азота. Вакансии образуются не по всей поверхности равномерно, поскольку идет локальное протекание тока. Локальное протекание тока проходит по местам предпочтительного зарядопереноса. Эти места представляют собой пучки дислокации с более рыхлой структурой. Поэтому в такую структуру могут заходить ионы примесей и образовывать токопроводящие шнуры. При протекании тока в таких областях образуются вакансии (азот испаряется). А вакансии создают электронные уровни, светящиеся в желто-зеленом диапазоне. Появление зелени показывает увеличение концентрации вакансий в этих местах. Вакансии так же, как и примеси, концентрируются в атмосфере дислокаций.

Когда ток протекает через такие места, он обусловлен туннельными прыжками от дефекта к дефекту вдоль дислокационных линий. И когда ток превышает допустимое значение, там происходит разогрев и возникает потемнение. Обгорание электрода вызвано такими же процессами.

Заключение. Таким образом, совместное применение двух методов, чувствительных к изменениям структуры: метод анализа оптических характеристик туннельно-рекомбинационного свечения, возникающего при малых токах, и метод анализа характеристик фотолуминесценции поверхности светодиодов – дополняют друг друга и позволяют более точно диагностировать изменения в полупроводниковой гетероструктуре в процессе испытаний.

ЛИТЕРАТУРА

1. 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.

2. Бочкарева Н.И., Жирнов Е.А., Ефремов А.А., Ребане Ю.Т., Горбунов Ю.Г. Шретер Р.И. Туннельно-рекомбинационные токи и эффективность электролюминесценции InGaN/GaN светодиодов // ФТП. – 2005. – Т. 39, вып. 5.

3. Степанова А.С., Кинах А.В., Попов Д.Ю. Исследование картин свечения светодиодов при малых токах // Матер. IX рег. науч.-практ. конф. «Наука и практика: проектная деятельность – от идеи до внедрения». – Томск, 2020. – Т. 1. – С. 257–260.

УДК 53.097

ОБРАБОТКА ЦИФРОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ СВЕТЯЩЕЙСЯ ПОВЕРХНОСТИ СИД С ПОМОЩЬЮ MATHCAD

А.С. Степанова, А.В. Кинах, А.С. Карпова, студенты каф. КУДР

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

г. Томск, ТУСУР, getta@main.tusur.ru

Проект ГПО КУДР-2002 «Изучение деградации светодиодных гетероструктур методом измерения ВАХ и свечения в области микротоков»

Показана методика обработки изображений светящейся поверхности СИД для сравнения интенсивности свечения в желто-зеленой области спектра до и после испытаний в среде MathCad. Представлены результаты анализа полученных значений яркости пикселей матриц зеленого цвета.

Ключевые слова: светодиоды, картины свечения, цветовой анализ, MathCad.

Существуют разные методы диагностики деградационных явлений в гетероструктурах светоизлучающих диодов (СИД), в том числе оптические и электрические. Среди оптических методов наиболее структурно-чувствительным методом является анализ спектров туннельно-рекомбинационного свечения [1]. Это свечение наблюдается при малых токах, когда светодиод практически закрыт и всё напряжение приложено к активной области. В случае гетероструктур с одной квантовой ямой в активной области возникает сильное электрическое поле, достаточное для туннелирования носителей заряда из *n*-контакта в гетероструктуру с последующей излучательной рекомбинацией. При этом проницаемость барьера на границе активной зоны с *n*-контактом зависит от концентрации дефектов, возникающих в гетероструктуре светодиода при испытаниях [2], а цвет свечения – от энергетической структуры этих центров. Известно, что при испытаниях светодиодов при протекании тока большой плотности возникают вакансии азота и связанные с ними электронные состояния, имеющие излучение в желто-зеленой области спектра [1].

В светодиодах с множественными квантовыми ямами активная зона имеет существенно большую толщину, а значит, меньшую напряженность поля и более слабое свечение (визуально не наблюдаемое). И поэтому вместо аппаратного изучения спектра мы анализируем оттенки цифровых фотографий, получаемых при длительных фотоэкспозициях. Ранее мы использовали специально разработанную программу, которая считывала пиксели оттенков цветов изображений свечения поверхности СИД [3].

В данной работе для анализа цветовых оттенков фотографий используются графические возможности MathCad.

Методика предварительной обработки изображений. Чтобы реализовать в MathCad методику сравнения интенсивности свечения в желто-зеленой области спектра до и после испытаний, нужно получить вначале цифровые фотографии соответствующих изображений.

Далее необходимо произвести предварительную обработку фотографий, чтобы получить их достаточной яркости и контрастности для обработки в MathCad [3]. Цветовые оттенки при редактировании фотографий изменять не следует.

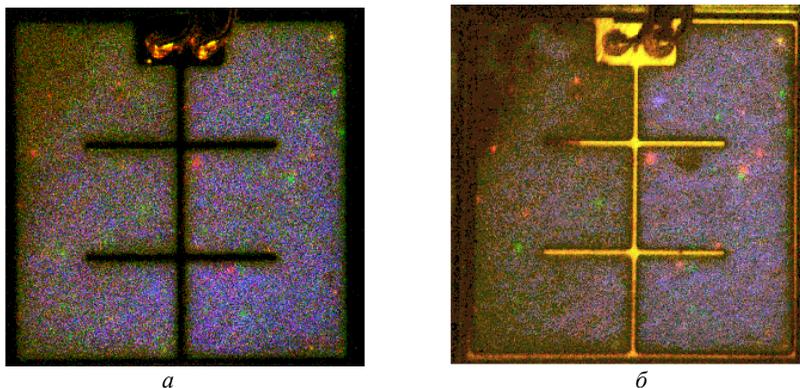


Рис. 1. Фотографии светящейся поверхности светодиода до (а) и после (б) испытаний

На фотографиях, приведенных на рис. 1, можно визуальнo наблюдать прирост площади областей зеленого цвета.

Как уже говорилось выше, желто-зеленое свечение связано с электронными состояниями вблизи вакансий азота. Накопление этих дефектов в процессе испытаний и приводит к увеличению площади зеленого цвета на фотографии (см. рис. 1, б).

После испытаний (см. рис. 1, б) можно наблюдать черную область в верхнем левом углу фотографии – светодиод пробился в про-

цессе испытаний. Как видно из рис. 1, *a* эта область на фотографии до испытаний была зеленой. Таким образом, пробой возник там, где была зеленая область. На основании этого мы можем подтвердить предположение о том, что там, где больше зеленого цвета, а значит, возникших точечных дефектов, будет развиваться интенсивная деградация в дальнейшем.

Описание средств MathCad. После того как была произведена предварительная обработка фотографий СИД в графическом редакторе, необходимо получить матрицы соответствующих изображений в MathCad. С помощью команды $f_0 = \text{READRGB}()$ можно считать изображение в RGB-матрицу. В цветном изображении яркость каждого компонента пикселя может изменяться в диапазоне от нуля до 255. Ноль – черный цвет, 255 – максимально насыщенный цвет (красный, зеленый, синий).

Результаты обработки. Изображения светодиодов, обработанные предварительно графическим редактором, уменьшаются до размера 300×300 точек (максимальное разрешение фотографии определяется мощностью компьютера).

Далее изображение считывается в матрицу и выводится в переменную f_0 . Полученная RGB-матрица 300×900 состоит из трех частей размером 300×300 точек красного, зеленого и синего цвета. На рис. 2, в качестве примера, показана проекция лоскутного 3D-изображения данной матрицы, полученного для образца светодиода после испытаний.

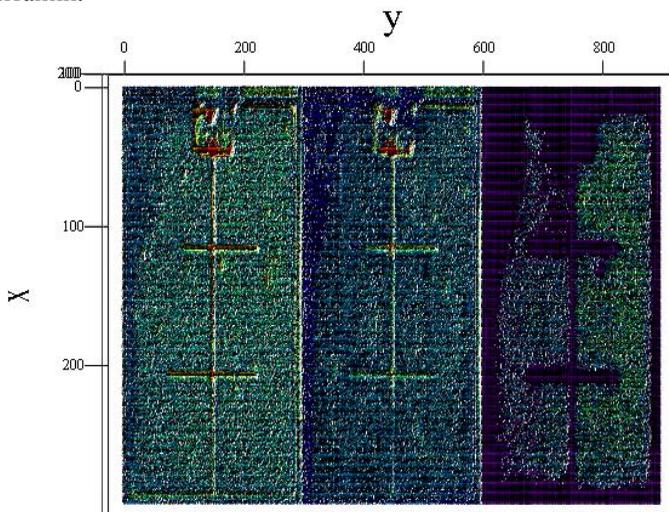


Рис. 2. RGB-график светящейся поверхности светодиода после испытаний

Анализ и обсуждение результатов. Поскольку желто-зеленый цвет связан с накоплением в процессе испытаний точечных дефектов, рассматриваем зеленый сектор в полученных матрицах до и после испытаний. Данные из ячеек матрицы зеленого цвета вставляем в Excel, складываем и получаем суммарное значение яркости пикселей в таблице.

Данные значений яркости пикселей матрицы зеленого цвета

Первая матрица (до испытаний)	Вторая матрица (после испытаний)
6289574	5934269

Если сравнивать изображения СИД (см. рис. 1) невооруженным глазом, то можно наблюдать на фотографии после испытаний увеличение яркости и площади зеленого цвета. Но полученные результаты в MathCad показывают, что эффективная яркость зеленой области несколько уменьшилась. Объяснить уменьшение зеленого цвета можно тем, что программа не выделяет темный участок в верхнем левом углу на фотографии после испытаний, который был зеленым до пробития СИД (см. рис. 1, а), хотя его необходимо учесть.

Заключение. Графические средства MathCad позволяют анализировать цветовые оттенки цифровых фотографий туннельно-рекомбинационного свечения и тем самым, в определенной степени, заменить спектральные измерения, которые невозможно провести традиционными аппаратными средствами. Предлагаемый метод может быть использован для контроля динамики накопления дефектов в СИД с множественными квантовыми ямами в зависимости от времени и режимов испытаний.

В дальнейшем нужно совершенствовать методику вычисления интегральной яркости светящейся поверхности в определенном спектральном диапазоне. Для этого потребуются изменения в настройках MathCad и в методике предварительной графической обработки изображений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ковалев А.Н., Манягин 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.
2. Бочкарева Н.И. Туннельная инжекция и энергетическая эффективность светодиодов на основе InGaIn/GaN / Н.И. Бочкарева, В.В. Вороненков, Р.И. Горбунов и др. // Физика и техника полупроводников. – 2013. – Т. 47, вып. 1. – С. 129–136.
3. Степанова А.С., Кинах А.В., Попов Д.Ю. Исследование картин свечения светодиодов при малых токах // Матер. IX рег. науч.-практ. конф. «Наука и практика: проектная деятельность – от идеи до внедрения». – Томск, 2020. – Т. 1. – С. 257–260.

ПРИМЕНЕНИЕ КОГЕРЕНТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ДЛЯ АНАЛИЗА АГРЕГАЦИОННОЙ АКТИВНОСТИ ТРОМБОЦИТОВ

*Ю.Д. Люшневская, аспирант; Ф.А. Губарев, доцент, к.ф.-м.н.
г. Томск, НИ ТПУ, ИШХБМТ, juliasytnik55@yandex.ru*

Представлены результаты анализа нативной крови с использованием разработанного прототипа прибора. Рассмотрены результаты экспериментов по определению оптимального расстояния от источника когерентного излучения до исследуемого микрообразца нативной крови. В ходе экспериментов было обнаружено, что с увеличением размера фибринового сгустка увеличиваются размер и яркость спеклов.

Ключевые слова: агрегационная активность тромбоцитов, нативная кровь, когерентное излучение, спекл.

Основным трендом медицины 21-го века является персонализированная медицина, направленная на создание методов и приборов, ориентированных на индивидуальные особенности организма.

Тромбогеморрагические осложнения сопровождают практически любое заболевание (инсульты, инфаркты, хирургические вмешательства, вирусные заболевания) и требуют противотромбической терапии, важнейшую роль в которой играют антиагреганты, доза и назначение которых зависят от индивидуальных особенностей организма. В связи с этим персонализация антиагрегантной терапии является трендом в современной медицине [1].

Разрабатываемый прибор позволяет осуществлять непрерывный мониторинг микропробы нативной крови не только для лабораторной диагностики состояния системы гемостаза, но и для контроля во время хирургических вмешательств в организм человека и послеоперационном периоде. Значительным преимуществом разработки является возможность осуществления персонального контроля у больных, осуществляемого за счет исследования микропробы [2]. Таким образом, становится возможным контроль и коррекция изменения состояния системы гемостаза при применении различных препаратов.

Для анализа агрегационной активности тромбоцитов использовался метод корреляции цифровых спекл-изображений, образованных рассеянным от форменных элементов крови когерентным излучением, лежащим в основе разработанного лабораторного образца прибора. Принцип используемого метода и схема прибора были подробно описаны нами в предыдущей серии работ [3, 4].

В настоящей работе рассмотрены результаты экспериментов, проведенных на разработанном лабораторном образце прибора для апробации. Для проведения исследования использовалась нативная кровь нескольких добровольцев. В ходе экспериментов было отмечено изменение размеров, интенсивности и яркости спекл-изображения, которые связаны с увеличением размеров фибриновой сети.

На рис. 1 представлен пример увеличения яркости спеклов в процессе образования фибриновой сети в образце нативной крови. В начале процесса агрегации нити фибрина малы, а форменные элементы не упорядочены и активно движутся. Однако когда нити фибрина сшиваются между собой и формируют тромб, движение форменных элементов замедляется. Спекл-картины становятся ярче и практически не изменяются. Таким образом, метод корреляции цифровых спекл-изображений позволяет анализировать не только скорость движения форменных элементов, но и визуально оценивать размер фибриновой сети без использования дополнительных методов, таких как микроскопия.

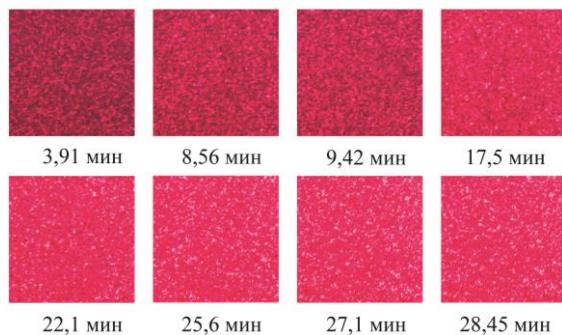


Рис. 1. Изменение яркости спеклов в процессе увеличения размера фибриновой сети

Для определения оптимального расстояния от источника когерентного излучения до кюветы с исследуемым образцом были проведены эксперименты по регистрации спекл-картин в сформированном сгустке нативной крови добровольца, находящемся в стадии лизиса. Кювета перемещалась по оптической оси на расстояние 4, 6, 8 и 10 см от He-Ne лазера и лазерного диода с длинами волн 632 и 635 нм соответственно. Спекл-картины регистрировались USB-камерой. Результаты эксперимента приведены на рис. 2. Чем меньше размер спеклов, тем выше вероятность ошибки вычисления и появления шумов. В связи с этим определение оптимального расстояния до исследуемого образца является крайне важным для улучшения разработанного лабора-

торного образца прибора. Таким образом, мы можем видеть, что при удалении кюветы на 10 см от He-Ne-лазера и от лазерного диода размеры спеклов увеличиваются и становятся оптимального размера для их сравнения посредством программного обеспечения. Размер спеклов, сформированных He-Ne-лазером, больше, чем тех, что сформированы полупроводниковым лазерным диодом.

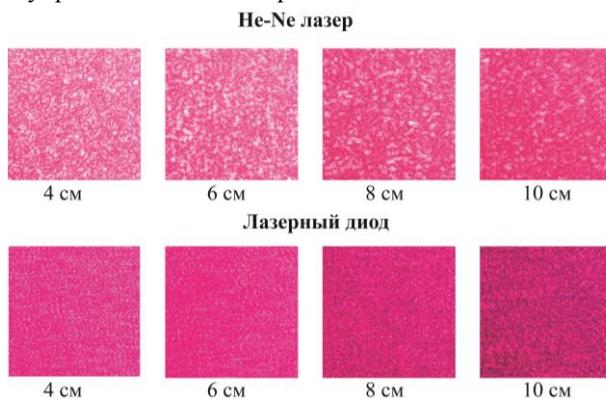


Рис. 2. Изменение размеров спеклов в зависимости от расстояния лазер – образец

Заключение. В работе показано, что метод корреляции цифровых спекл-изображений позволяет успешно анализировать не только свертываемость крови, но и размер фибринового сгустка. Чем больше фибриновая сеть, тем ярче и крупнее становятся спеклы. Определено оптимальное расстояние лазер – образец, которое составляет 10 см в случае использования He-Ne лазера и лазерного диода.

ЛИТЕРАТУРА

1. Udut V.V., Tyutrin I.I., Kotlovskaya L.Y., Solovov M.A., Zhukov E.L., Lastovetskiy A.G., Borodulina E.V., Kotlovsky M.Y. Technology low-frequency piezoelectric thromboelastography in evaluation of haemostatic potential // J. New Med. Technol. – 2016. – Vol. 10 (4). – P. 104–113.

2. Liushnevskaya I.D., Gubarev F.A., Li L., Nosarev A.V., Gusakova V.S. Estimation of whole blood coagulation time by the method of laser-speckle patterns correlation. – Biomed. Eng. 2020.

3. Sytnik I.D., Li L., Gubarev F.A. A Prototype of Optical Blood Coagulometer // 20th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, EDM 2019. – Proceedings, 2019. – P. 593–596.

4. Liushnevskaya I.D., Gubarev F.A. Two-frequency speckle analysis of plasma clotting time // 21st International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, EDM 2020.– Proceedings, 2020. – P. 423–426.

**ВЛИЯНИЕ ПРОЦЕССА ИЗМЕРЕНИЯ НА ВИД
ВОЛЬТ-АМПЕРНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК (ВАХ)
ГЕТЕРОСТРУКТУР СВЕТОИЗЛУЧАЮЩИХ ДИОДОВ (СИД)**

А.С. Степанова, А.В. Кинах, Д.Ю. Попов, студенты каф. КУДР

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

г. Томск, ТУСУР, getta@main.tusur.ru

Проект ГПО КУДР-2002 «Изучение деградации светодиодных гетероструктур методом измерения ВАХ и свечения в области микротоков»

Изучено влияние процесса измерения на вид ВАХ светодиодных гетероструктур с множественными квантовыми ямами. Показано, что при измерении ВАХ в области больших токов может происходить полноценное испытание, хотя и короткое время. Этого может быть вполне достаточно, чтобы получить отклонения в следующих ВАХ.

Ключевые слова: светодиодные гетероструктуры, вольт-амперные характеристики.

Существует такая точка зрения – чтобы говорить про любые изменения в каких-то измерениях, то вначале нужно набрать статистику результатов измерений и их проанализировать. При измерениях ВАХ мы также можем наблюдать отклонения, которые, возможно, возникают из-за ошибок в измерениях. Чтобы это проанализировать, нужно померить одну и ту же ВАХ несколько раз и посмотреть, как идет разброс. И потом, после испытаний, снова измерить ВАХ и сравнить, выходит ли она за пределы доверительного интервала, определенного по предыдущим измерениям.

Мы считаем, что возможны случаи, когда само измерение ВАХ гетероструктур светоизлучающих диодов с множественными квантовыми ямами (МКЯ) вносит изменение в структуру, а значит, и в их вольт-амперные характеристики. Измеряя ВАХ таких СИД в широком диапазоне напряжений и токов, можно повлиять на процессы, которые происходят внутри структуры, и на саму структуру СИД, потому что она, в буквальном смысле слова, тонкая и чувствительная. При этом результат таких измерений может быть обусловлен не ошибками измерения, а изменениями самой гетероструктуры СИД в процессе измерения. То есть в процессе измерения ВАХ происходят структурные изменения в СИД, которые приводят к изменению ВАХ при последующих замерах.

Проверке этого предположения и посвящены результаты данной работы.

Экспериментальная установка. Вольт-амперная характеристика СИД измерялась с помощью прецизионного измерителя фирмы «Keysight» модели B2902A в режиме «long», чтобы сгладить нестабильности в начальных участках. Количество точек измерения при каждом исследовании ВАХ составляло 3 000, время одного измерения равно 0,2 с. Диапазоны измерений составляли по напряжению от 0 до 3,0 В, по току – от 10^{-12} до 0,3 А.

При таком режиме на конечном участке ВАХ образец находится под нагрузкой довольно долго. Поэтому такое измерение может вносить деградацию в ВАХ.

Обсуждение результатов. На рис. 1 показаны результаты измерения прямой (*б*) и обратной (*а*) вольт-амперной характеристики. Вначале измерялась прямая ВАХ от нуля до 3 В. Следует отметить, что в конце измерения при протекании тока большой плотности на гетерограницах могут создаваться отрицательные заряды. Вследствие этого последующие исследования ВАХ будут проходить в их присутствии. Далее измерялась обратная ВАХ от 0 до –3 В. Потом производились измерения полной ВАХ от –3 до 3 В.

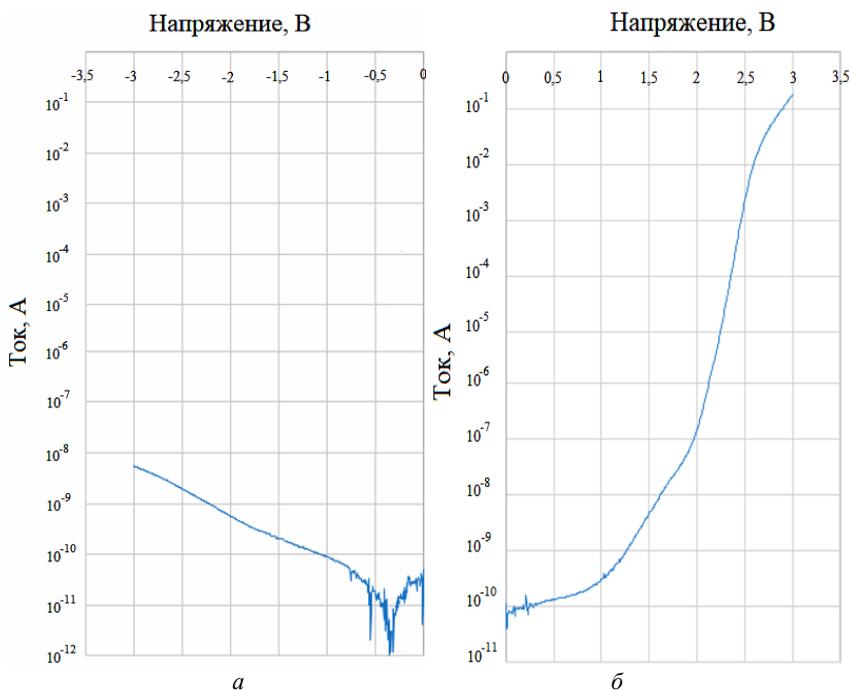


Рис. 1. Обратная (*а*) и прямая (*б*) вольт-амперные характеристики

Как видно из сравнения рис. 1 и 2, вид полной ВАХ (третье измерение, см. рис. 2) несколько изменился: сместился пик минимума и изменились величины тока при малых напряжениях (начальные участки).

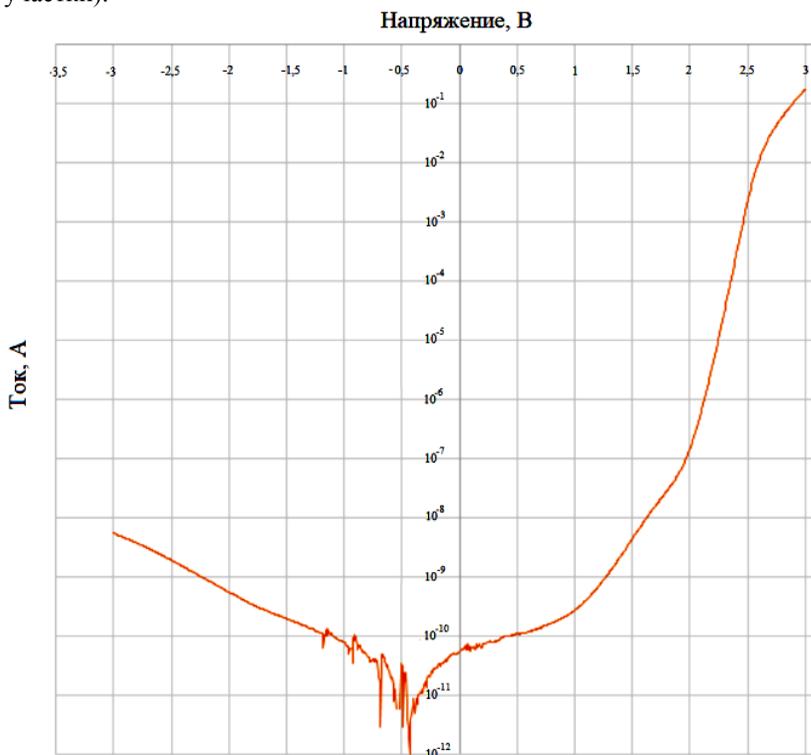


Рис. 2. Прямая вольт-амперная характеристика

Эти изменения можно объяснить следующим образом. При протекании тока через СИД во время первого измерения на гетерограницах за счет подпороговой генерации [1] дефектов образуются вакансии [2] – т.е. уровни в запрещенной зоне, на которые могут оседать электроны. При этом возникает отрицательный объемный заряд. Наличие объемного заряда препятствует дальнейшему протеканию электронов, что приводит к изменению в ВАХ.

А это означает, что после того как мы померили полную ВАХ (см. рис. 2), изменились объемные заряды на гетерогранице, которые в разной степени экранируют внутрикристаллические поля [3]. И это не просто случайные погрешности.

Для проверки предположения, изложенного выше, были проведены кратковременные испытания с целью создания объемного заряда на гетерогранице. Сравнение этих данных с первоначальными (см. рис. 2) представлены на рис. 3. Из сравнения графиков видно, что на ВАХ произошли такие же изменения, как и в первом случае.

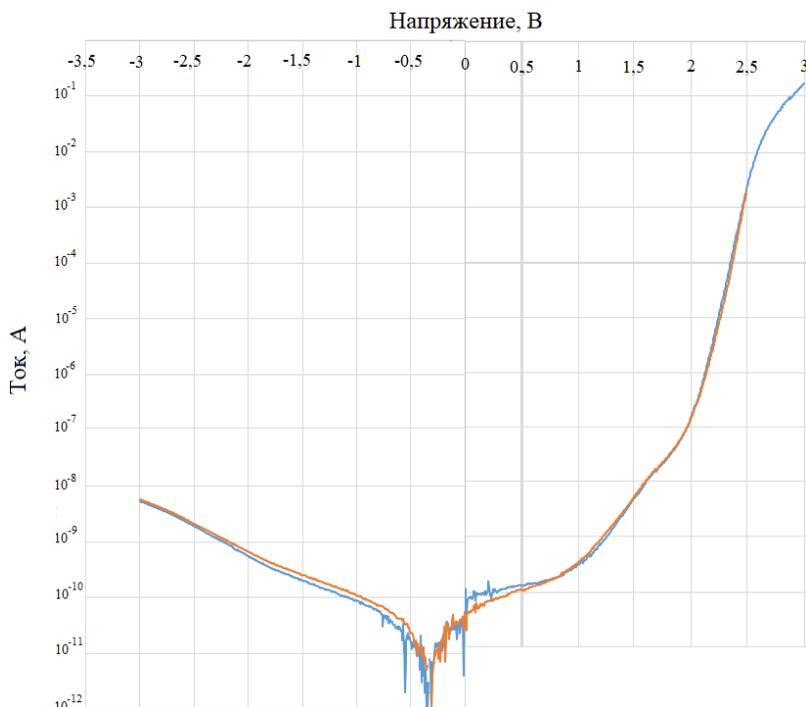


Рис. 3. Вольт-амперная характеристика после кратковременных испытаний (синяя ВАХ – до испытаний, оранжевая ВАХ – после испытаний)

Таким образом, подтверждается идея о том, что само измерение может влиять на ВАХ.

Закключение. Сравнение изменений ВАХ приводит к выводу, что они не связаны со случайными погрешностями. Поэтому в дальнейшем необходимо учитывать процессы и изменения в структуре, которые могут возникать при самом измерении и особенно при больших токах. При измерении ВАХ образца СИД при большом токе он проходит полноценное испытание, хотя и короткое время. Этого вполне может быть достаточно, чтобы получить отклонения в следующих ВАХ.

Для более точной диагностики состояния гетероструктуры СИД до испытаний нужно проводить измерение ВАХ не до больших токов (300 мА), а измерять эту характеристику до нескольких мА, чтобы не вносить дополнительные изменения в структуре.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ковалев А.Н. Изменения люминесцентных и электрических свойств светодиодов из InGaN/AlGaIn/GaN при длительной работе / А.Н. Ковалев, Ф.И. Маняхин, В.Е. Кудряшов, А.Н. Туркин, А.Э. Юнович // ФТП. – 1999. – Т. 33, вып. 2. – С. 224–232.
2. Юнович А.Э. Дивакансия азота – возможная причина желтой полосы в спектрах люминесценции нитрида галлия // ФТП. – 1998. – Т. 32, вып. 10. – С. 1181–1183.
3. Супрядкина И.А. Исследование поляризаций нитридных соединений (Al,Ga,AlGa)N и зарядовой плотности различных интерфейсов на их основе / И.А. Супрядкина, К.К. Абгарян, Д.И. Бажанов, И.В. Мутигуллин // ФТП. – 2013. – Т. 47, вып. 12. – С. 1647–1652.

УДК 615.831.6

К ВЛИЯНИЮ РИТМИЧЕСКОЙ ВИЗУАЛЬНОЙ СТИМУЛЯЦИИ НА ЭНЦЕФАЛОГРАММУ И ПРОПУСКНУЮ СПОСОБНОСТЬ ЧЕЛОВЕКА-ОПЕРАТОРА

Р.Р. Рожин, Н.В. Пасека, студенты

*Научный руководитель М.Н. Романовский, доцент каф. КУДР, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, rtm143@mail.ru*

Рассмотрены результаты экспериментального анализа влияния ритмической визуальной стимуляции с частотой 10 Гц на энцефалограмму и пропускную способность человека-оператора.

Ключевые слова: ритмическая визуальная стимуляция, энцефалограмма, пропускная способность человека-оператора.

Работоспособность человека зависит от его функционального состояния (ФС). Для контроля ФС используются методы объективного тестирования нервной системы. Коррекция ФС возможна за счет ритмической стимуляции ЦНС [1–3].

Цель настоящей работы – исследование влияния ритмической визуальной стимуляции (ВС) на энцефалограмму (ЭЭГ) и пропускную способность (ПС) человека-оператора.

Эксперименты проводили без пауз по схеме: 1) ЭЭГ под воздействием ВС – 60 с; 2) тест по определению ПС – от 31 до 33 с; 3) ЭЭГ без ВС – 60 с. ЭЭГ регистрировали по восьми монополярным каналам при открытых глазах с использованием системы NeoRecCap [4]. ПС

определяли с помощью компьютерной программы [5]. Для ВС использовали зеленые светодиоды с электропитанием от генератора прямоугольных импульсов Tektronix AFG3021. Частота импульсов света составляла 10 Гц, скважность соответствовала субъективному слиянию световых мельканий.

Под воздействием ВС спектральная мощность ЭЭГ в затылочно-теменных (P₀₃, P₀₄), теменных (P₃, P₄) и центральных (C₃, C₄) отведениях повышалась на 3–8 дБ при частоте ВС и на 0,5–4 дБ при кратной ей частоте 20 Гц. Изменения спектральной мощности в отведениях F₃ и F₄ были относительно невелики. В тета-диапазоне незначительные изменения происходили по всем восьми отведениям (рис. 1).

В двух первых функциональных пробах (ФП) спектральная мощность после определения ПС приближалась к соответствующим значениям перед началом эксперимента (рис. 2). ПС несколько уменьшалась по результатам первой и второй ФП, что может быть связано с эффектом привыкания. В третьей ФП в затылочно-теменных, теменных и центральных отведениях на 1–2 дБ понижалась и спектральная мощность ЭЭГ.

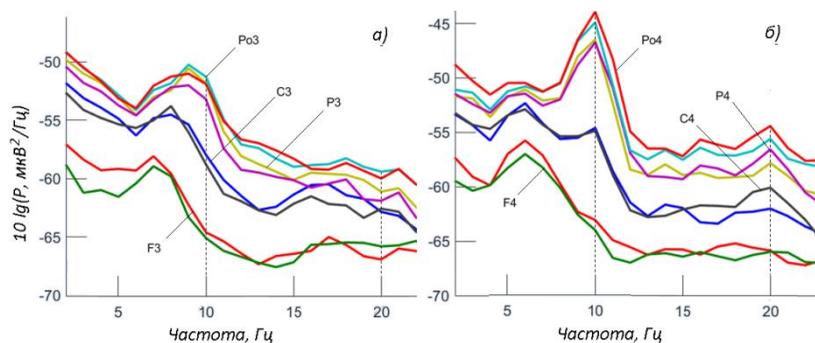


Рис. 1. Спектры мощности ЭЭГ испытуемого до (а) и под воздействием (б) ВС

В третьем эксперименте ЭЭГ под воздействием ВС регистрировали дважды: при скважности импульсов света близкой к слиянию, и при близкой к разделению световых мельканий. Такое изменение параметров ВС приводило к повышению ПС и спектральной мощности (рис. 2). В последующих экспериментах ЭЭГ под воздействием ВС регистрировали однократно: понижались и ПС, и спектральная мощность под воздействием ВС.

По результатам корреляционного анализа ПС весьма тесно связана со спектральной мощностью ЭЭГ на частоте 20 Гц в отведении С₄

под воздействием ВС. Теснота связи ПС со спектральной мощностью по другим отведениям существенно ниже (таблица).

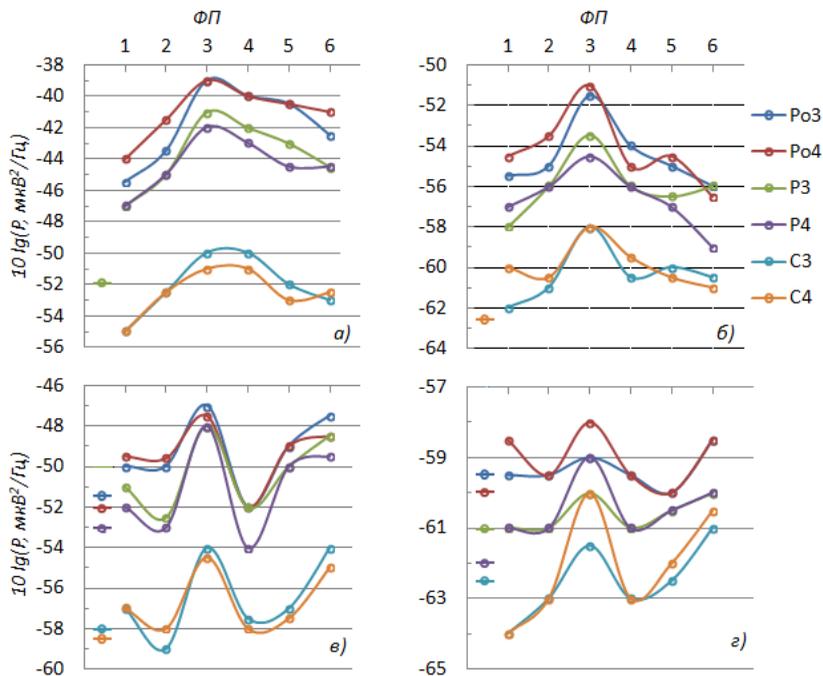


Рис. 2. Спектральная мощность ЭЭГ на частоте 10 (а, в) и 20 (б, г) Гц в шести отведениях под воздействием ВС (а, б) и после определения ПС (в, г) в последовательности ФП

Коэффициенты парной корреляции ПС и спектральной мощности ЭЭГ на частотах 10 (R_{10}) и 20 (R_{20}) Гц

Отведение	Po3	Po4	P3	P4	C3	C4
R_{10}	0,371	0,306	0,428	0,500	0,403	0,387
R_{20}	0,755	0,496	0,494	0,652	0,477	0,921

Можно заключить, что неосознаваемая ритмическая ВС с частотой 10 Гц приводит к повышению ПС человека-оператора.

В условиях эксперимента ПС весьма тесно связана ($R = 0,92$) со спектральной мощностью ЭЭГ под воздействием ВС на частоте синхронизации в бета-диапазоне.

Эффект привыкания оператора может быть существенно ослаблен за счет изменения скважности импульсов ВС в процессе стимуляции.

ЛИТЕРАТУРА

1. Joyce M., Siever D. Audio-visual entrainment program as a treatment for behavior disorders in a school setting // *Journal of Neurotherapy: Investigations in Neuromodulation, Neurofeedback and Applied Neuroscience*. – 2000. – № 4(2). – P. 9–15.
2. Голуб Я.В., Жиров В.М. Медико-психологические аспекты применения светозвуковой стимуляции и биологически обратной связи. – СПб.: КЭРИ, 2007. – 93 с.
3. Суханова К.С., Матросова П.С., Канина М.А., Романовский М.Н. Ритмическая визуальная стимуляция и функциональное состояние человека-оператора // *Электронные средства и системы управления: матер. докл. XIV Междунар. науч.-практ. конф. (28–30 ноября 2018 г.): в 2 ч. – Ч. 1.* – Томск: В-Спектр, 2018. – С. 114–117.
4. Мобильная система для регистрации ЭЭГ [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://mks.ru/product/neoгессар/> (дата обращения: 25.01.2021).
5. Канина М.А. Компьютерная программа для исследования ритмической визуальной стимуляции сенсомоторных реакций человека-оператора // *Научная сессия ТУСУР–2018: матер. междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 16–18 мая 2018 г.: в 5 ч. – Томск: В-Спектр, 2018. – Ч. 2. – С. 12–15.*

УДК 53.097

ВОЗДЕЙСТВИЕ ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА РАСПАД РАДИОАКТИВНОГО ИЗОТОПА КАЛИЯ

П.А. Надеев, студент каф. КУДР;

А.А. Швадленко, ученица МАОУ СОШ № 40

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

Проведены исследования влияния лазерного излучения на интенсивность распада радиоактивного изотопа калия-40 в кристалле хлорида калия. Показано, что лазерное облучение увеличивает скорость распада. После прекращения воздействия лазером наблюдается переходный процесс, сопровождающийся постепенным уменьшением скорости распада радиоактивного изотопа до начального состояния.

Ключевые слова: дезактивация радиоактивных отходов, влияние лазерного облучения на скорость радиоактивного распада.

С развитием атомной энергетики возрастает актуальность разработки новых методов дезактивации радиоактивных отходов.

Известны механические и физико-химические способы дезактивации твердых радиоактивных отходов (ТРО) [1].

Также существуют и другие методы дезактивации ТРО: электрохимическая дезактивация, лазерная очистка, ультразвуковая дезактивация и пр.

Однако до недавнего времени методов дезактивации радиоактивных веществ, основанных на непосредственном физическом воздействии на атомное ядро и период его полураспада, не было.

В настоящее время появился ряд работ, в которых сообщалось о наблюдении воздействий электромагнитных излучений относительно малых интенсивностей на скорость распада радиоактивных веществ [2–4].

В данной работе проводится исследование влияния излучения лазера красного цвета на скорость распада радиоактивных изотопов калия.

Методика измерений. В экспериментах используются искусственно выращенные кристаллы KCl. Кристаллы калия содержат примесь радиоактивного изотопа калия (калий-40) [5]. Количество примеси этого изотопа в кристалле составляет 0,0117%, а период полураспада составляет более одного миллиарда лет.

Экспериментальная установка включает в себя дозиметр радиоактивного излучения MyGeiger ver.3 PRO со счетчиком Гейгера–Мюллера, входящим в состав дозиметра. Высоковольтное питание датчика стабилизировано. Обновление информации в приборе происходит каждые 5 с. В дозиметре имеется слот для подключения карты памяти.

При экспериментах искусственно выращенный кристалл хлорида калия размерами 40×30×10 мм располагается на датчике сверху. Кристалл облучается лучом лазера красного цвета с длиной волны 550 нм. Питание лазерной указки осуществляется периодическими импульсами (меандр) от генератора прямоугольных импульсов с длительностью импульса 250 мс.

С карты памяти результаты эксперимента заносятся в текстовый файл ПК. Далее экспериментальные результаты обрабатываются в MS Excel: строятся гистограммы распределения и определяются другие статистические параметры.

Анализ и обсуждение результатов. Данные накапливались в течение 5 ч. Первые два часа измерялось фоновое излучение кристалла (без воздействия лазера); в начале третьего часа проводилось 30-минутное воздействие лазером с последующим последствием 30 мин. Последние два часа продолжалось измерение последствия (релаксация без воздействий лазером). Как уже говорилось выше, результаты измерений записывались на карту памяти и по окончании экспери-

мента заносились в ПК. После обработки результатов эксперимента в MS Excel были определены суммы радиоактивных частиц, зарегистрированных датчиком за каждый час.

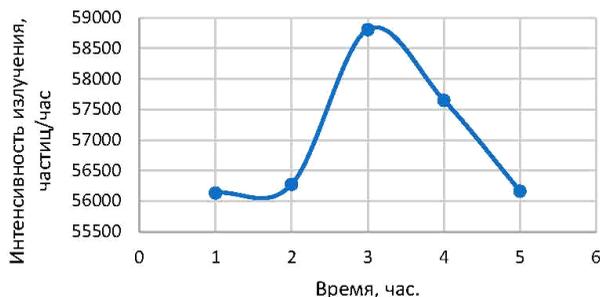


Рис. 1. Изменение интенсивности радиоактивного излучения кристалла хлорида калия в процессе эксперимента

На рис. 1 представлен график изменений интенсивности радиоактивного излучения от кристалла хлорида калия до, во время и после воздействия лазерного излучения. Как видно из рис. 1, во время воздействия лазера происходит существенное увеличение интенсивности радиоактивного излучения кристаллом. После прекращения облучения лазером происходит плавное уменьшение интенсивности радиоактивного излучения до первоначального уровня (переходный процесс).

Заключение. Таким образом, полученные результаты подтверждают, что лазерное облучение увеличивает скорость распада радиоактивного изотопа калия в кристалле хлорида калия. После прекращения воздействия лазером наблюдается своего рода переходный процесс, сопровождающийся постепенным уменьшением скорости распада радиоактивного изотопа. Однако сказать определенно, можно ли подобным образом производить дезактивацию радиоактивных веществ, пока еще нельзя.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дезактивация: Википедия. Свободная энциклопедия [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [https:// ru.wikipedia.org/wiki/Дезактивация](https://ru.wikipedia.org/wiki/Дезактивация) (дата обращения: 15.03.2021).
2. Тернов И.М. Влияние сильного электромагнитного поля на бета-распад // Физика элементарных частиц и атомного ядра. – 1989. – Т. 20, № 1. – С. 51–96.
3. Коробкин В.В., Романовский М.Ю. Возбуждение ядер под действием сильного лазерного поля // Труды Института общей физики РАН. – 2000. – Т. 57. – С. 3–27.

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

5. Калий-40: Википедия. Свободная энциклопедия [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [https:// ru.wikipedia.org/wiki/Калий-40](https://ru.wikipedia.org/wiki/Калий-40) (дата обращения: 17.03.2021).

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 621.372

МЕТОД НАХОЖДЕНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ МАТЕРИАЛОВ НА СВЧ

Т.А. Чепко, Г.А. Малютин, студенты каф. КУДР

*Научный руководитель С.А. Артищев, доцент каф. КУДР, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, 824tusur@mail.ru*

В рамках группового проектного обучения проводятся исследования и разработка способов изготовления функциональных материалов для печатной электроники. В работе рассматриваются методика определения электрических параметров получаемых печатных паст, нахождение диэлектрической проницаемости диэлектрических паст (ДП).

Ключевые слова: печатная электроника, материал для 3D-печати, диэлектрическая паста, диэлектрическая проницаемость.

В настоящее время в электронной промышленности применяются печатные технологии. С их помощью производятся как органические солнечные батареи, так и СВЧ-структуры [1]. Для разных целей и задач при изготовлении печатной электроники необходимы материалы с различными параметрами.

Целью данной работы является исследование и разработка метода определения электрических характеристик паст в СВЧ-диапазоне, получаемых в ходе работы по 3D-печати.

Начальным этапом в разработке новых материалов в рамках данной НИР послужила ДП на основе легкоплавкого стекла. Для апробации и проверки метода измерения диэлектрической проницаемости была выбрана ДП типа ПД-12 фирмы «Дельта-пасты» [2] с известными характеристиками.

Известно несколько методов нахождения диэлектрической проницаемости [3]. В работе [4] описан мостовой метод, в [5] – метод биений, авторы [6] исследовали резонансные методы на СВЧ.

Суть рассматриваемого метода в данной работе заключается в измерении частотной зависимости матрицы рассеяния S в СВЧ-диапазоне копланарной полосковой линии (КПЛ) с зазором (рис. 1) без нанесенного материала и сравнении данных с частотными характеристиками, полученными после нанесения материала.

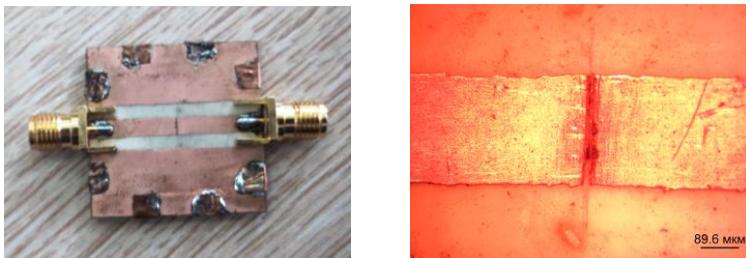


Рис. 1. Модель КПЛ с зазором

Измеряемый материал наносился на поверхность всего разрыва (рис. 2). Высота наносимого слоя материала h должна быть в 2 или более раз больше, чем ширина зазора l в КПЛ.

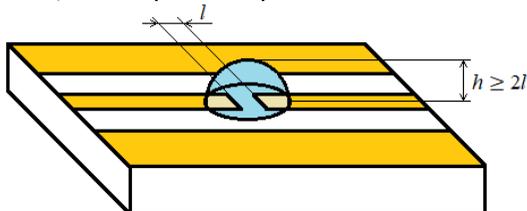


Рис. 2. Схема нанесения измеряемого материала на разрыв в КПЛ

Были получены экспериментальные частотные характеристики исследуемой структуры КПЛ без нанесенного материала на зазор и с нанесенными материалами ПД-12 (рис. 3) и диэлектрической пастой на основе легкоплавкого стекла (рис. 4). Измерения проводились в диапазоне частот до 7 ГГц.

Зазор представляет собой плоский конденсатор с некоторой емкостью, которая меняется в зависимости от диэлектрического заполнения. Определение диэлектрической проницаемости заключается в сравнении значений емкостей зазора до нанесения материала и после так, как это показано на рис. 5.

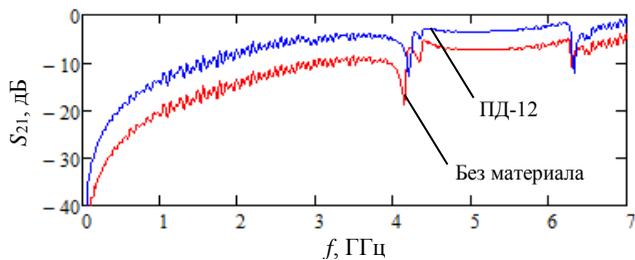


Рис. 3. Сравнение зависимостей коэффициентов $S_{21}(f)$, снятых с КПЛ без материала, и при нанесении материала ПД-12

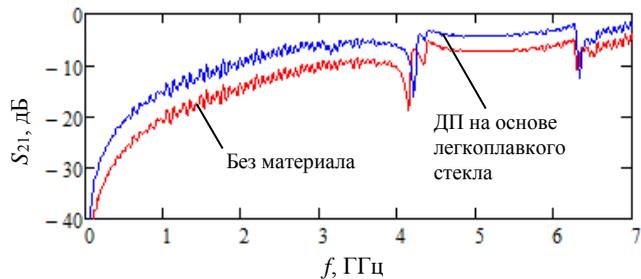


Рис. 4. Сравнение зависимостей коэффициентов $S_{21}(f)$, снятых с КПЛ без материала, и при нанесении диэлектрической пасты на основе стекла

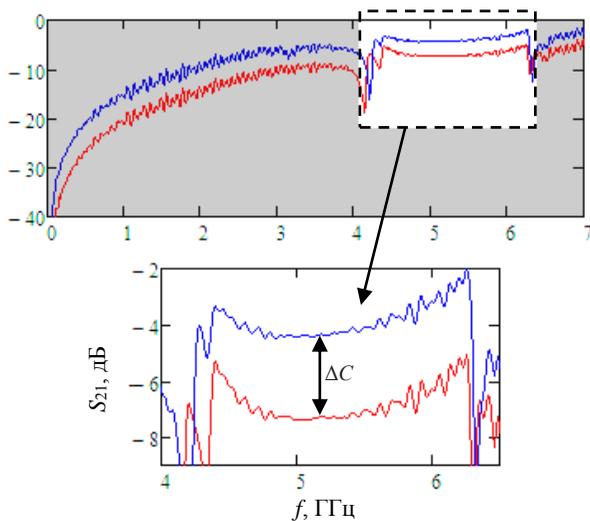


Рис. 5. Определение разности емкостей ΔC по изменению S_{21}

Зная емкость плоского конденсатора при заполнении воздухом с $\epsilon_r = 1$, можно определить емкость конденсатора при заполнении другой диэлектрической средой и, следовательно, диэлектрическую проницаемость нанесенного материала.

Начальная емкость зазора была определена путем сравнения результатов моделирования матрицы рассеяния S_M КПЛ с зазором и экспериментально полученной матрицы S_3 . Найдено, что емкость зазора составляет величину $C(1) = 0,15$ пФ. Теперь, зная емкость $C(1)$ и повторяя процедуру моделирования КПЛ с зазором, находится емкость зазора, закрытого диэлектриком $C(\epsilon)$. Относительная диэлектрическая проницаемость материала находится так:

$$\epsilon_r = C(\epsilon)/C(1).$$

Для материала ПД-12 получено $\epsilon_{r1} = 2,3$, а для стекла $\epsilon_{r2} = 2$.

Таким образом, представлен алгоритм нахождения диэлектрической проницаемости путем нанесения материала на структуру КПЛ с зазором (см. рис. 1) на основе частотных характеристик. В будущем предстоит доработать математическое моделирование описанной структуры для более точного расчета.

Работа выполнена при финансовой поддержке Фонда содействия инновациям в рамках выполнения договора № 15ГС1ЦТС10-D5/56048 от 23.12.2019 г.

Исследование выполнено при частичной финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации, проект № FEWM-2020-0039 от 01.03.2020. Измерения проведены на оборудовании СВЧ ЦКП «Импульс» ТУСУР.

ЛИТЕРАТУРА

1. Туев В.И., Малютин Н.Д., Копылова Т.Н. Развитие аддитивных принтерных технологий в электронике. – Томск: Том. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2015. – 69 с.
2. ООО «НПП ДЕЛЬТА-ПАСТЫ» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.dera.ru/> (дата обращения: 29.10.2020).
3. Гусев Ю.А. Основы диэлектрической спектроскопии: учеб. пособие. – Казань: КГУ, 2008. – 112 с.
4. Пичугин В.Ф. Методические указания к лабораторной работе «Измерение электроемкости с помощью мостика Сотти». – Ротапринт ТПИ, 1984.
5. Брандт А.А. Исследование диэлектриков на сверхвысоких частотах. – 1963. – 404 с.
6. Диденко Ю.В., Молчанов В.И., Пашков В.М., Татарчук Д.Д., Шмыгин Д.А. СВЧ-методы измерения параметров диэлектрических материалов на основе составного диэлектрического резонатора // ElectronComm. – 2014. – Сер. 19, № 6.

**ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ НЕВЗАИМНОГО
УПРАВЛЯЕМОГО УСТРОЙСТВА НА ОСНОВЕ
РАСЩЕПЛЕННОЙ ПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ,
СОДЕРЖАЩЕЙ ФЕРРИТОВУЮ ПОДЛОЖКУ**

Г.А. Малютин, студент каф. КУДР

*Научный руководитель Н.Д. Малютин, директор НИИ СЭС,
проф. каф. КУДР, д.т.н.*

г. Томск, ТУСУР, ndm@main.tusur.ru

Разработано и экспериментально исследовано устройство на основе расщепленной полосковой линии (РПЛ) для проведения исследований по определению матрицы обратного рассеяния на специализированной установке.

Ключевые слова: невзаимность, матрица рассеивания, расщепленная полосковая линия, ферритово-диэлектрическое заполнение, управление параметрами рассеяния.

Исследования обратного рассеяния различными объектами является актуальной задачей в связи с поиском решений идентификации подвижных и неподвижных целей в процессе движения беспилотных автомобилей и летательных аппаратов [1–3]. В обзоре [4] рассматриваются СВЧ-антенны, устройства, материалы и среды с невзаимными свойствами. Отмечается, что невзаимность может быть реализована с помощью подмагниченных ферритов, входящих в состав исследуемых объектов.

Цель данной работы – разработка и исследование невзаимного управляемого устройства для обеспечения экспериментального определения матрицы обратного рассеяния по аналогии с работами [5, 6].

Для решения поставленной задачи в качестве линии передачи была выбрана расщепленная полосковая линия (РПЛ), разделенная на три секции (рис. 1). Две секции открыты для внешнего электромагнитного воздействия и образуют диполь, ближние концы которого соединены через третью секцию РПЛ с включением в его конструкцию вертикально расположенной ферритовой подложки с подмагничиванием током соленоида.

Полоски 1-2, 5-6, показанные на эквивалентной схеме устройства (рис. 2), представляют две связанные линии, возбуждаемые источником ЭДС в режиме, близком к синфазному.

Секция РПЛ, включающая полоски 3-4 с вертикально расположенной ферритовой подложкой, помещена внутрь соленоида для подмагничивания в продольном направлении (рис. 1, 2). Эта секция за-

крыта от внешнего воздействия электромагнитного поля катушкой соленоида.

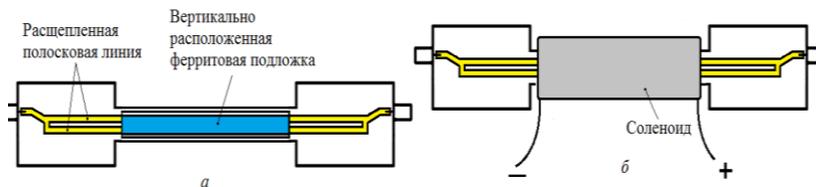


Рис. 1. Конструкция устройства в виде отрезков двух открытых РПЛ и отрезка с дополнительной ферритовой вертикальной вставкой, закрытой от внешнего электромагнитного поля обмоткой соленоида

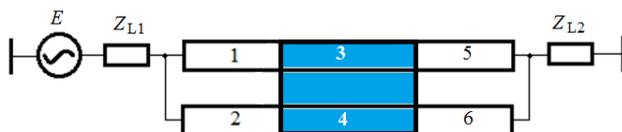


Рис. 2. Эквивалентная схема устройства на основе трехсекционной расщепленной полосковой линии

Было проведено исследование частотных характеристик устройства как четырехполюсника. Измерены частотные зависимости коэффициентов матрицы рассеяния в диапазоне частот от 4,5 до 7,5 ГГц (рис. 3) при разных токах подмагничивания с целью определения полной матрицы коэффициентов рассеяния S . Анализ частотной зависимости S необходим для выделения полос частот при последующих измерениях матрицы обратного рассеяния с частичной невзаимностью вследствие наличия в испытуемом устройстве элементов, характеризующихся матрицей S с коэффициентами $S_{12} \neq S_{21}$ [5, 6].

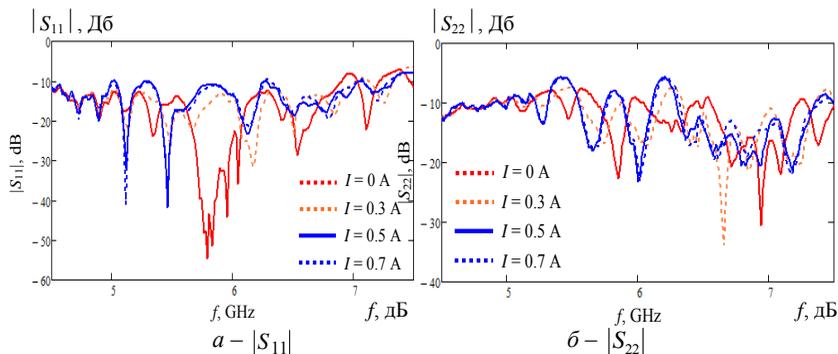


Рис. 3 (начало)

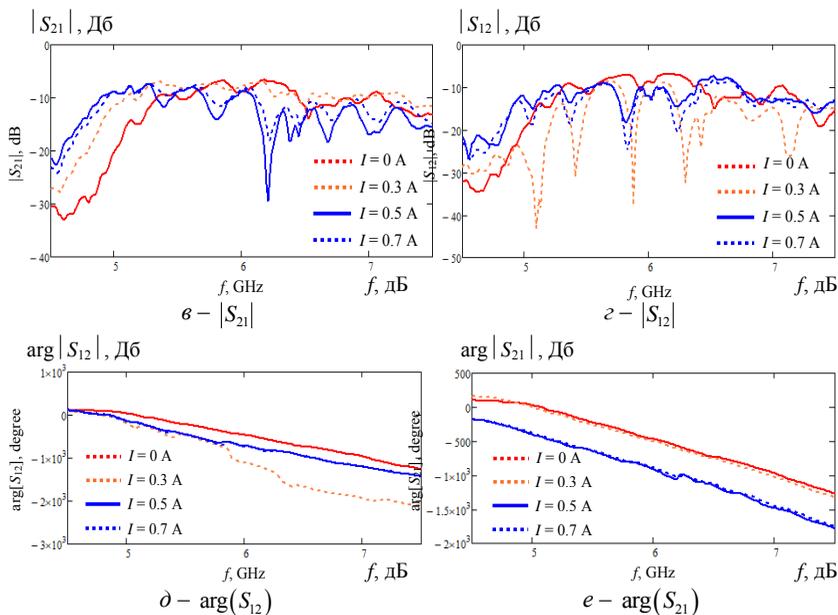


Рис. 3 (окончание). Частотные зависимости при разных значениях тока подмагничивания I : $a - |S_{11}|$; $b - |S_{22}|$; $\epsilon - |S_{21}|$; $z - |S_{12}|$; $d - \arg(S_{12})$; $e - \arg(S_{21})$

Для более детального анализа характеристик проведено измерение зависимости вносимого фазового сдвига и модуля коэффициента передачи устройства от тока подмагничивания на фиксированной частоте 7,07 ГГц при смене направления тока в соленоиде. Графики рис. 4 и 5 показывают наличие невязности разработанного устройства.

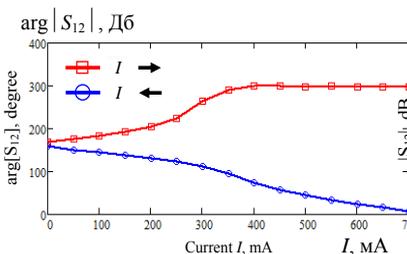


Рис. 4. Зависимости вносимого фазового сдвига коэффициента передачи устройства от направления тока подмагничивания I на частоте 7,07 ГГц

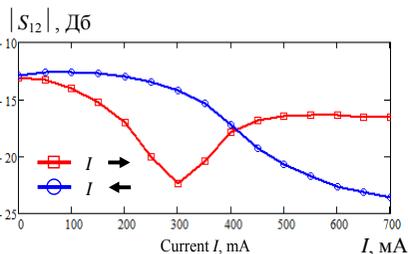


Рис. 5. Зависимости модуля коэффициента передачи устройства от тока подмагничивания I на частоте 7,07 ГГц

Из графиков (см. рис. 4) видно, что регулируемый фазовый сдвиг составил $\Delta\varphi_1 = 127^\circ$ при направлении I , совпадающем с направлением передачи СВЧ-сигнала, и $\Delta\varphi_2 = 153^\circ$ при противоположном направлении I . Изменение вносимых потерь $|\Delta S_{21}|$ при вариации I составило 8 дБ.

Таким образом, была исследована конструкция расщепленной полосковой линии с ферритовой подложкой. Полученные данные позволяют провести радиофизические исследования зависимости матрицы рассеивания рассматриваемой структуры от силы и направления тока в соленоиде с целью оценки ее невзаимности по аналогии с работой [6].

Разработка устройства была поддержана Федеральным государственным бюджетным учреждением «Фонд содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере», подпроект № 722ГУЦЭС8-Д3/63813 от 15.12.2020 г. Исследование выполнено при частичной финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации, проект № FEWM-2020-0039 от 01.03.2020. Измерения проведены на оборудовании СВЧ ЦКП «Импульс» ТУСУР.

ЛИТЕРАТУРА

1. Fan Z.H., Liu Z.W., Ding D.Z., Chen R.S. Preconditioning Matrix Interpolation Technique for Fast Analysis of Scattering Over Broad Frequency Band // IEEE Transactions on antennas and propagation. – July 2010. – Vol. 58, No. 7. – P. 2484–2487.
2. Parinov E., Kopylov A.A., Zimin I. The Use of a Model of Calculation of Polarization Scattering Matrices for the Study of Informativeness of Polarization Attributes for Classification of Objects of Observation // 2019 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW). – 24–28 June 2019.
3. Parinov E.G., Zimin I.V. Modeling of the polarization scattering matrix object observations in full polarization basis // Radiofizika. – 2019. – Vol. 4. – P. 19–24.
4. Sychev A.N., Malyutin N.D. Modern devices, antennas and reflectors with nonreciprocal properties (review). Zhurnal Radioelektroniki // Journal of Radio Electronics. – 2020. – No. 11. doi: 10.30898/1684-1719.2020.11.2 (in Rus.).
5. Khlusov V.A. A Parametrization of the Backscattering Matrix of Nonreciprocal Media // Optics of Atmosphere and Ocean. – 1995. – Vol. 8, No. 10. – P. 1441–1445.
6. Khlusov V.A., Vorobyev P.V. A Model of Backscattering of Electromagnetic Waves by Partially Reciprocal Media // Budker Institute of Nuclear Physics Preprint. – 1995. – No. 18. – P. 95–106.

РАЗРАБОТКА 3D-ПРИНТЕРА ДЛЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ МНОГОСЛОЙНЫХ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ

Э.Р. Рагимов, студент каф. КУДР

*Научный руководитель С.А. Артищев, доцент каф. КУДР, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, Ragimov_30@mail.ru*

Представлена разработка 3D-принтера для изготовления многослойных печатных плат. Приведены результаты экспериментальной печати трёх слоев платы. Перечислены выявленные в процессе печати проблемы и недостатки.

Ключевые слова: печатная электроника, 3D-принтер, многослойная печатная плата, аддитивные технологии.

Многослойные печатные платы (МПП) являются наиболее оптимальным решением при проектировании сложных электронных устройств, в которых требуется высокая плотность монтажа радиоэлементов. Аддитивный метод принтерной печати позволяет облегчить этап изготовления печатной платы на стадии прототипирования, снизить материальные и временные затраты, а также в значительной степени уменьшить количество используемых расходных материалов по сравнению с субтрактивной технологией [1]. Для реализации данного метода в первую очередь необходимо изучить формирование проводящих и диэлектрических слоёв печатной платы на подложке с помощью разработанного макета 3D-принтера [2], изображенного на рис. 1.

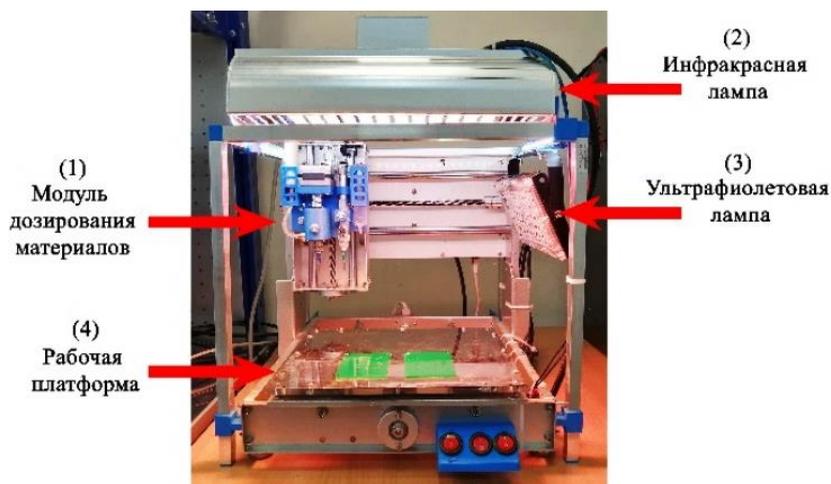


Рис. 1. 3D-принтер для изготовления печатных плат

Для нанесения паст используется комбинированное устройство дозирования (1). Для более вязких (проводящих) материалов применяется шнековый механизм нанесения, для менее вязких (диэлектрических) – пневматический. Принтер оборудован инфракрасной (ИК) (2) и ультрафиолетовой (УФ) (3) лампами для спекания функциональных материалов на подложке, размещенной на рабочей платформе (4). Макет дозатора [3] представлен на рис. 2.

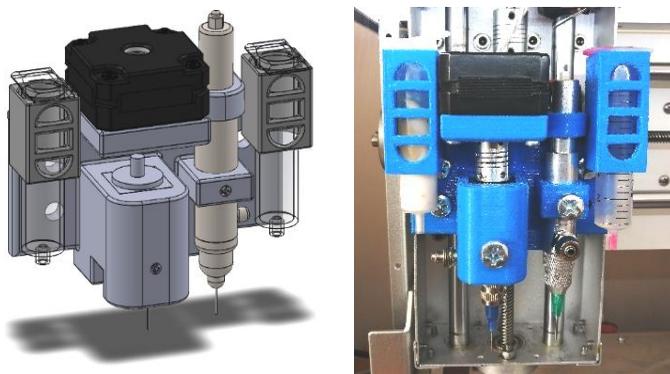


Рис. 2. Модуль дозирования функциональных материалов

При экспериментальной печати проводников использовалась электропроводящая паста ПП-17 с частицами серебра, удельное поверхностное сопротивление которой составляет 7 мОм/квадрат [4]. Нанесение материала на керамическую подложку осуществлялось через сопло диаметром 0,5 мм. По окончании нанесения проводника принтером подложка была нагрета для испарения связующего из состава пасты. Далее на 3D-принтере поверх проводящей линии был напечатан участок диэлектрической пастой ПД-12 с изменением высоты дозатора по оси Z на 0,4 мм. Результаты печати первого и второго слоёв представлены на рис. 3.



Рис. 3. Нанесение первого проводящего и второго диэлектрического слоёв печатной платы

Затем на запечённую диэлектрическую пасту третьим слоем был нанесён ещё один проводник. Обнаружено, что за счёт перепада высоты слоя наблюдается провисание печатного проводника. При данной

печати нарушения целостности проводника не произошло. Однако есть предположение, что в процессе эксплуатации платы на данном участке может произойти обрыв. Необходимо предусмотреть устранение данного недостатка. Полученная трёхслойная структура изображена на рис. 4.

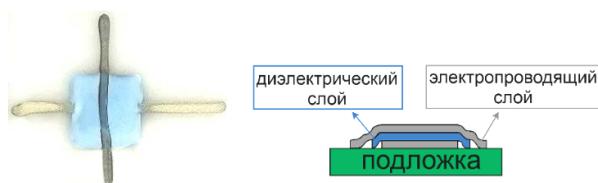


Рис. 4. Трёхслойная структура (проводник–диэлектрик–проводник) на подложке

Следующим шагом была выполнена проверка возможности создания переходных отверстий между слоями. Для этого на подложку была нанесена электропроводящая линия. Затем диэлектрической пастой нанесен слой с окном для перемычки между проводящими слоями. Далее в переходное отверстие (рис. 5, а) внесено небольшое количество электропроводящего материала для создания связи между проводящими слоями. Завершающим слоем нанесен проводник. Результат печати экспериментального образца изображен на рис. 5, б.



Рис. 5. Многослойная структура печатной платы, созданная методом принтерной печати

В результате удалось обеспечить связь между электропроводящими слоями, что подтверждается тестированием с помощью мультиметра.

Используемые в работе пасты предназначены для спекания при температуре свыше 800 °С. Однако разработанный макет принтера не позволяет обеспечить такой нагрев. Вследствие этого экспериментальные образцы имеют низкое качество полученных пленок и слабую адгезию. В дальнейшем предстоит выполнить подбор или разработку таких функциональных материалов, которые способны спекаться при относительно невысоких температурах с применением ИК- и

УФ-ламп. Это позволит сократить количество технологических операций при изготовлении прототипа печатной платы, соответственно снизить и временные затраты. Также для уменьшения ширины напечатанной линии необходимо уменьшить диаметр сопла, что во многом зависит от вязкости наносимого материала. Кроме того, требуется оценить величину растекаемости пасты, чтобы учитывать ее при проектировании топологии печатной платы.

Экспериментальные результаты получены с использованием оборудования ЦКП «Импульс» ТУСУРа.

Работа выполнена при финансовой поддержке Фонда содействия инновациям в рамках выполнения договора №688ГУЦЭС8-D3/63763 от 11.12.2020 г.

ЛИТЕРАТУРА

1. Развитие аддитивных принтерных технологий в электронике / под ред. Н.Д. Малютин / В.И. Туев, Н.Д. Малютин, Т.Н. Копылова и др. – Томск: Том. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2015. – 69 с.

2. Рагимов Э.Р. 3D-принтер для изготовления многослойных печатных плат / Э.Р. Рагимов, С.А. Артищев // Матер. XVI Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления» : в 2 ч., 2020.– Ч. 1. – С. 139–142.

3. Рагимов Э.Р. Шнековый дозатор паст высокой вязкости / Э.Р. Рагимов // Матер. IX рег. науч.-практ. конф. «Наука и практика: проектная деятельность – от идеи до внедрения». – 2020. – С. 267–270.

4. Технические характеристики проводниковых паст НПП «ДЕЛЬТА-ПАСТЫ» [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://www.depa.ru/pp%20properties%20table.htm> (дата обращения: 07.03.2021).

УДК 620.178.151.4

ИЗМЕРЕНИЕ ТВЁРДОСТИ ИЗДЕЛИЙ, ИЗГОТОВЛЕННЫХ МЕТОДОМ 3D-ПЕЧАТИ

Э.Р. Рагимов, студент каф. КУДР

*Научный руководитель С.А. Артищев, доцент каф. КУДР, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, Ragimov_30@mail.ru*

Рассмотрены разновидности материалов для печати на 3D-принтерах. Приведены результаты испытаний твёрдости изделий из различных материалов для 3D-печати.

Ключевые слова: 3D-принтер, 3D-печать, аддитивные технологии, испытание прочности.

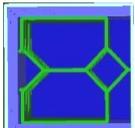
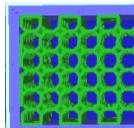
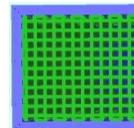
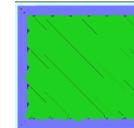
Под твердостью понимают способность тела сопротивляться внедрению в него другого более твердого тела. Твёрдость поверхности любого изделия зависит от материала. В данной работе проводит-

ся исследование зависимости твердости изделий, изготовленных с помощью 3D-принтера с использованием различных материалов. Для проведения испытаний в качестве тестового образца используется брусок с размерами 40×20×10 мм.

Среди материалов для печати выбраны два основных износостойких полимера: PLA (полилактид) и PETG (полиэтилентерефталат). PLA – это биоразлагаемый, нетоксичный пластик из натурального сырья, равным образом PETG – также экологически безопасен и не имеет запаха при печати [1]. Считается, что физическая прочность, термостойкость и стойкость к окружающей среде пластика PETG выше, чем PLA. Детали, напечатанные из ABS-пластика, имеют свойство расслаиваться и деформироваться при незначительном внешнем воздействии, поэтому ABS из анализа был исключен.

Из двух видов пластика на 3D-принтере Picaso Designer X были напечатаны идентичные бруски с разной плотностью внутреннего заполнения: 10, 30, 50 и 100%. Для исследования твердости изготовленных образцов применена классическая методика испытаний, основанная на измерении диаметра, оставленного на образце отпечатка более твердым телом [2]. Для проведения испытаний использован динамометрический стенд МEGEОН-03000D с конусовидной насадкой. Результаты испытания образцов представлены в табл. 1.

Таблица 1

Испытание твердости тестовых образцов				
	10%	30%	50%	100%
Заполнение				
PLA				
PETG				

На испытательном стенде на каждую из деталей оказывалась одинаковая точечная нагрузка величиной $F=885$ Н, что соответствует силе, при которой образец с минимальным заполнением (10%) начинает разрушаться. Для получения наиболее достоверных результатов было оставлено по 5 отпечатков на каждой детали и сняты значения их диаметров.

Результаты измерения отпечатков и обработки экспериментальных данных представлены в табл. 2.

Таблица 2

Экспериментальные данные образцов с разной степенью заполнения

Материал детали		PLA				PETG			
Заполнение, %		10	30	50	100	10	30	50	100
Масса, г		5,93	7,03	9,41	9,13	5,97	7,37	9,49	9,15
Диаметр отпечатка, мм	D1	6,12	3,92	2,78	3,04	9,31	4,49	3,37	3,48
	D2	5,75	3,68	2,75	2,99	9,07	4,51	3,58	3,66
	D3	6,39	3,86	2,72	3,00	8,52	4,42	3,41	3,78
	D4	6,44	3,63	2,89	3,41	9,23	4,77	3,59	3,85
	D5	6,47	3,65	2,91	2,98	8,95	4,53	3,41	3,68
Среднее значение диаметра отпечатка, мм		6,23	3,75	2,81	3,08	9,02	4,54	3,47	3,69

На рис. 1 представлен график зависимости диаметра отпечатка от плотности заполнения детали.

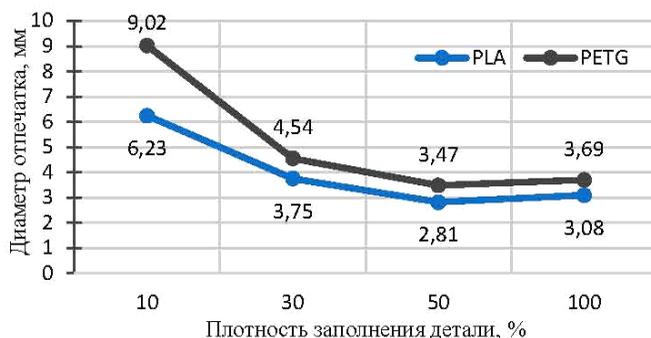


Рис. 1. График зависимости массы детали от плотности заполнения

Из графика следует, что наименьший диаметр отпечатка для обоих материалов получился при заполнении детали в 50%, из чего можно сделать вывод, что твердость детали при 50% наибольшая. Также пластик PLA является более твердым по отношению к PETG.

Кроме того, были подготовлены тестовые образцы с использованием специализированных принтеров – Anisoprint A4, обеспечивающих печать композитными материалами (в работе использован PETG с добавлением углеродного армирующего волокна CCF) и FormLabs Form 3L, реализующий метод стереолитографии (SLA) с использованием фотополимеров. Полученные результаты приведены на рис. 2. В табл. 3 представлены результаты испытаний.

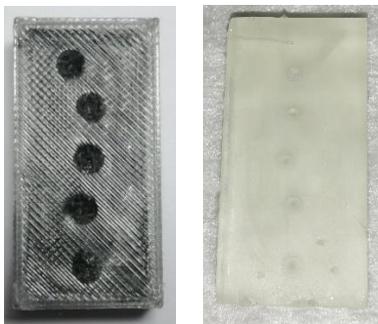


Рис. 2. Испытание образцов из композитного материала (слева) и фотополимера (справа)

Т а б л и ц а 3
**Экспериментальные данные образцов,
 напечатанных на специализированных принтерах**

Материал детали	CCF + Petg (Anisoprint)	SLA (Formlabs)
Заполнение, %	100	100
Масса, г	8,452	9,953
Среднее значение диаметра отпечатка, мм	3,994	2,18

Таким образом, наибольшая твердость материала наблюдается у изделий из фотополимерной смолы (SLA). Большое значение диаметра отпечатка у детали с добавлением углеродного волокна объясняется тем, что конусовидная насадка для испытания твердости не дошла до глубины волокна, а оказывала давление только на внешнюю стенку изделия.

Экспериментальные результаты получены с использованием оборудования ЦКП «Импульс» ТУСУРа.

Работа выполнена при финансовой поддержке Фонда содействия инновациям в рамках выполнения договора № 688ГУЦЭС8-Д3/63763 от 11.12.2020 г.

ЛИТЕРАТУРА

1. 25 самых популярных материалов для 3D-печати [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://3dprintstory.org/25-samih-populyarnih-materialov-dlya-3d-pechati> (дата обращения: 05.03.2021).

2. Орешко Е.И. Методы измерения твердости материалов: обзор / Е.И. Орешко, Д.А. Уткин, В.С. Ерасов, А.А. Ляхов // Научно-технический журнал «Авиационные материалы и технологии». – 2020. – С. 101–117.

УДК 67.05

РАЗРАБОТКА ТЕРМОВАКУУМНОГО СТОЛА ДЛЯ УСТРОЙСТВА ПРИНТЕРНОЙ ПЕЧАТИ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ

С.М. Салиев, студент каф. КУДР

Научный руководитель С.А. Артющев, доцент каф. КУДР, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, solizhonsaliev@mail.ru

Представлены результаты разработки термовакuumного стола (ТВС) для устройства принтерной печати электронных схем. Выполнена сборка и проведено испытание ТВС.

Ключевые слова: термовакuumный стол, аддитивные технологии, контроль температуры.

Использование аддитивных технологий, в частности технологии принтерной печати, позволяет существенно сократить число технологических операций, тем самым упростив технологию производства и как следствие себестоимость конечного изделия [1].

Такая технология предполагает процесс нанесения заданного объема пасты на основание в соответствии с шаблоном требуемой топологии, с требуемой точностью и высокой повторяемостью.

Поскольку от вязкости пасты зависит ширина линий рисунков, то для повышения повторяемости и точности наносимых рисунков, а также оптимизации температурных режимов для печати на различных материалах было предложено разработать ТВС [2].

Нагревательный элемент представляет с собой одностороннюю печатную плату из фольгированного стеклотекстолита, с одной стороны которого выполнены проводники в виде спирали из фольги для нагрева стола (рис. 1). На печатной плате предусмотрены крепежные отверстия, сквозные отверстия, соответствующие отверстиям в крыш-

ке для забора воздуха, и центральное отверстие для крепления терморезистора.

Технические характеристики:

- макс. мощность: 240 Вт;
- напряжение: 24 В;
- макс. ток: 10 А;
- габариты: 180×180 мм, толщина 1,5 мм;
- материал: фольгированный стеклотекстолит.

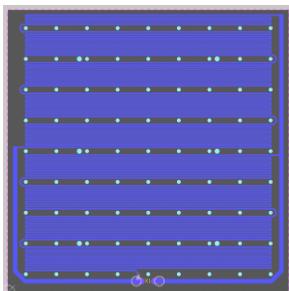


Рис. 1. Топология нагревательного элемента

Конструкция разработанного ТВС состоит из основания, крышки, нагревательного элемента и термоизоляционной прокладки между основанием и крышкой [2].

В основании ТВС предусмотрены крепежные отверстия, отверстия для крепления фитинга и отверстие для проводов нагревательного элемента. В крышке ТВС выполнены сквозные отверстия для забора воздуха и отверстия для крепления к основанию нагревательного элемента.

Разработанная 3D-модель ТВС в САПР SolidWorks представлена на рис. 2.

Для измерения температуры стола используются термисторы. Они представляют собой миниатюрные резисторы, которые меняют сопротивление в зависимости от температуры. Термисторы отличаются хорошей чувствительностью, работают в широком диапазоне температур.

Был выбран термистор NTC 100К. Технические характеристики термистора NTC 100К:

- диапазон рабочей температуры: $-50...+260$ °С;
- значения сопротивления: $R(25$ °С) = 100 К ± 1%.

Выполнена сборка ТВС, которая представлена на рис. 3, а.

Было проведено испытание равномерности нагревания поверхности ТВС с помощью тепловизора Testo 867 при заданном значении

температуры стола: 40 °С в течение 10 мин. Результаты измерения с помощью тепловизора Testo 867 были обработаны в программе Testo, результат измерения приведен на рис. 3, б.

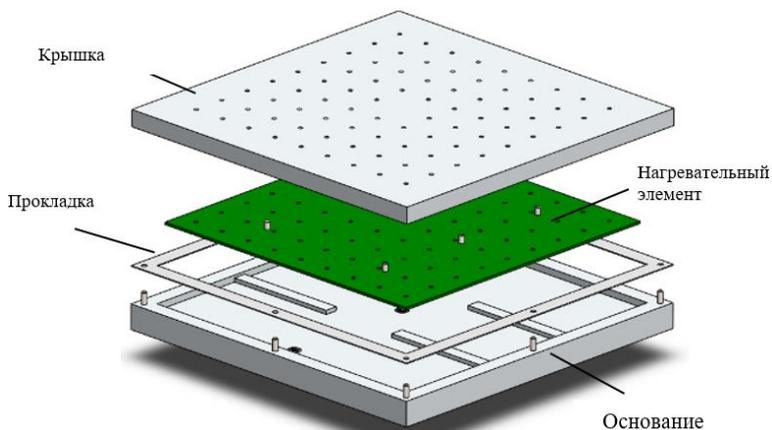


Рис. 2. Термовакuumный стол

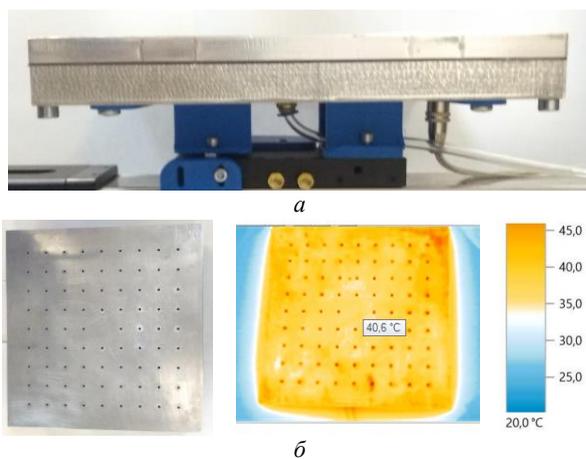


Рис. 3. Сборка ТВС (а)

и испытание равномерности нагрева поверхности ТВС (б)

Исходя из полученного результата измерения температуры, можно сделать вывод о равномерности нагрева стола.

Заключение. В ходе выполнения работы был разработан ТВС, выполнена сборка и проведены испытания ТВС для устройства принтерной печати электронных схем.

ЛИТЕРАТУРА

1. Умаров А.М. Разработка системы изготовления печатных плат методом аддитивного нанесения электропроводящего рисунка / А.М. Умаров, Д.В. Шерстюк, А.Е. Здрок // МНСК–16. – Новосибирск, 2016.
2. Труфанова Н.С. Разработка макета для исследования электрофизических характеристик пленок, нанесенных методом принтерной печати / Н.С. Труфанова, А.С. Труфанова // Сб. избран. статей научной сессии ТУСУР, Томск, 16–18 мая 2018 г.: в 3 ч. – Томск: В-Спектр, 2018. – Ч. 2. – С. 66–68.
3. Вакуумные столы [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://agranat-avia.ru/catalog/vakuumnye-stoly> (дата обращения: 06.02.2021).

УДК 621.3.084.2

СВЧ-ЗОНДЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПЛАНАРНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

И.В. Лаптев, м.н.с. лаб. ИОР каф. ФЭ;

В.В. Шадрин, магистрант каф. ФЭ

*Научный руководитель А.В. Безрук, нач. измерительного участка
4-го отд. АО «НИИПП»
г. Томск, ТУСУР*

Представлены результаты разработки СВЧ-зондов, предназначенных для измерения планарных элементов интегральных схем. По результатам работы изготовлен прототип и представлены экспериментальные частотные характеристики в диапазоне до 50 ГГц.

Ключевые слова: СВЧ-зонд, коаксиальная линия, измерения, зондовая станция, планарный элемент.

Одним из функционально сложных узлов систем измерения в миллиметровом диапазоне частот на пластинах является СВЧ-зонд [1], с помощью которого обеспечивается переход от измерительного тракта системы к микросхеме.

Технология СВЧ-зондов должна поддерживать широкий диапазон частот, а также различные конфигурации контактов. Преобразование должно выполняться с минимальными искажениями и потерями энергии. Наконец, цена зонда вместе со сроком службы напрямую влияет на стоимость тестирования.

В настоящей работе представлены результаты разработки и измерений параметров СВЧ-зондов, предназначенных для измерения электрических характеристик планарных элементов интегральных схем на пластинах до 50 ГГц. Разработанный прототип СВЧ-зонда представлен на рис. 1.

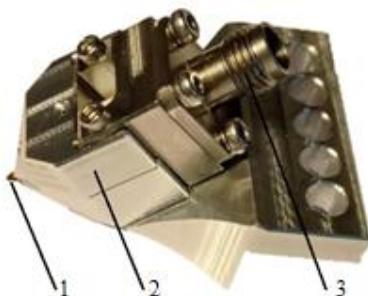


Рис. 1. Конструкция СВЧ-зонда:
1 – копланарная линия; 2 – корпус; 3 – разъем

Условно конструкцию можно разделить на 3 части по функциональному назначению: 1 – копланарная линия, на основе которой выполнен переход от измерительных контактов воздушной линии к коаксиальной линии СВЧ-зонда; корпус 2, спроектированный для обеспечения совместимости с полуавтоматической зондовой станцией FormFactor Sumit 1200B; 3 – микрополосково-коаксиальный переход.

Проводники копланарной линии выполнены методом прецизионной лазерной резки из бериллиевой бронзы толщиной 200 мкм. Данный материал отличается прочностью, высоким пределом упругости и релаксационной стойкостью, что обеспечивает длительный срок службы контактов. Для защиты от коррозии контакты покрыты слоем износостойкого золота.

В качестве диэлектрика для копланарной линии зонда был выбран фторопласт. Данный материал обладает низкой диэлектрической проницаемостью, равной 2,05, что позволяет уменьшить перепад сопротивления на переходе с воздушной линии.

Для качественной оценки разработанного устройства был произведен сравнительный анализ с зондами FormFactor ACP Probe. Модули коэффициента передачи и коэффициента отражения были измерены с использованием векторного анализатора цепей. Методика оценки характеристик зонда включает в себя проведение измерения копланарной линии малой длины с модулем коэффициента передачи не хуже минус 0,1 дБ. Измерительный тракт состоит из коаксиальных кабелей, подводящих сигнал, зонда-аналога с известными параметрами и зонда, экстракцию параметров которого необходимо провести.

Калибровка измерительной системы проводилась по четырёхполюсной схеме в плоскости коаксиального кабеля с помощью калибровочных мер. Для исключения из результатов измерений S-параметров влияния зонда-аналога была выполнена процедура де-эмбединга [2].

В результате измерения, ввиду согласованности линии и внесения ею пренебрежимо малых потерь, получаемые значения являются характеристикой разработанного зонда. Результаты измерений представлены на рис. 2.

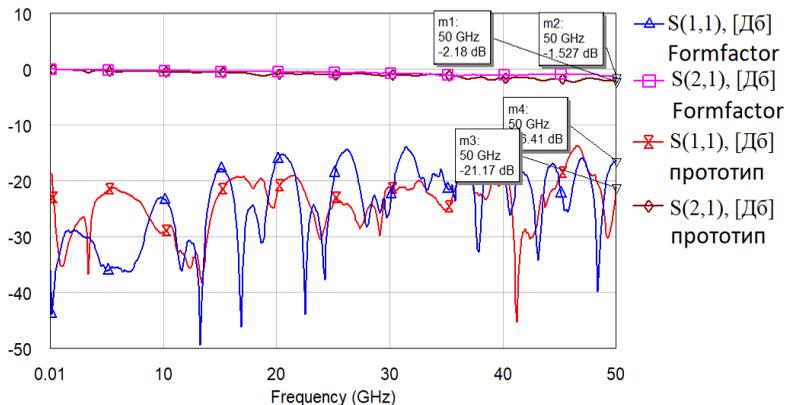


Рис. 2. Результаты измерений двух СВЧ-зондов

Как видно из рис. 2, частотная зависимость модуля коэффициента отражения прототипа не уступает АСР Probe. Однако разработанный зонд обладает сравнительно большими потерями порядка 2 дБ на частоте 50 ГГц. Таким образом, можно сделать выводы, что разработанный прототип позволяет проводить измерения до 50 ГГц. Дальнейшие работы будут направлены на снижение потерь в линии путем оптимизации топологии копланарной линии, замену материала диэлектрика на высокочастотные ламинаты с меньшим тангенсом угла диэлектрических потерь.

Работа выполнена коллективом научной лаборатории интегральной оптики и радиофотоники при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ в рамках соглашения № 075-03-2020-237/1 от 05 марта 2020 г. (внутренний номер проекта FEWM-2020-0040). Экспериментальные результаты получены с использованием оборудования ЦКП «Импульс» (регистрационный № 200568).

ЛИТЕРАТУРА

1. Wollitzer M. Novel concept for a modular millimeterwave probe tip / M. Wollitzer, B. Rosenberger, W. Strasser // 2000 IEEE. Reprinted, with permission, 55rd ARFTG Conference Digest. – Boston; Massachusetts: Spring, 2000.
2. Cho H. A three-step method for the de-embedding of high-frequency S-parameter measurements / H. Cho, D.E. Burk // IEEE Transactions on Electron Devices. – 1991. – Vol. 38. – P. 1371–1375.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ПЛАНАРНЫХ КОМПОНЕНТОВ МЕТОДОМ ПРИНТЕРНОЙ ПЕЧАТИ

*Н.С. Труфанова, А.С. Труфанова, магистранты каф. КУДР
Научный руководитель С.А. Артищев, доцент каф. КУДР, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, trufanovan1997@gmail.com*

Рассматривается изготовление проводников методом принтерной печати, была проведена оценка их геометрических размеров. Кроме этого, приведен результат изготовления планарных компонентов и измерения электрических характеристик.

Ключевые слова: аддитивные технологии, принтерная печать, планарные компоненты, многослойные структуры, электрические характеристики.

Разработчики современной электроники стремятся к уменьшению габаритных размеров элементов и увеличению плотности монтажа. Аддитивная технология позволяет обеспечить более быстрый процесс изготовления конечного изделия благодаря исключению многих этапов свойственных субтрактивной технологии [1]. Целью данной работы является исследование возможностей печатной технологии для изготовления планарных компонентов.

Для печати применялся принтер Voltera V-One [2]. Принцип действия принтера основан на поршневом дозировании функционального раствора через сопло с малым внутренним диаметром отверстия. Учитывая технологические требования и влияние растекания паст, цифровая модель для печати проводников создавалась шириной 0,2 мм. На рис. 1 показаны напечатанные проводники.

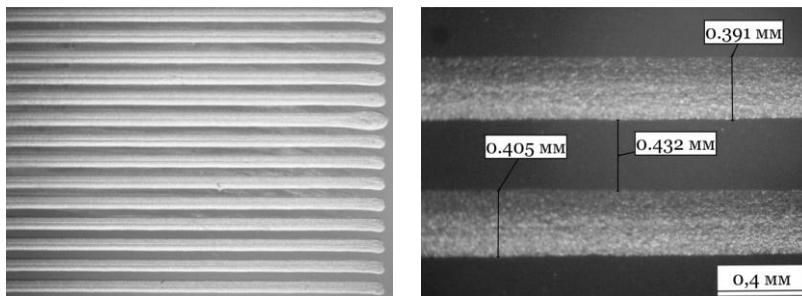


Рис. 1. Общий вид проводников и измеренные ширина и зазор

Для анализа толщин напечатанных проводников использовался профилометр Micro XAM-100 [3] (рис. 2).

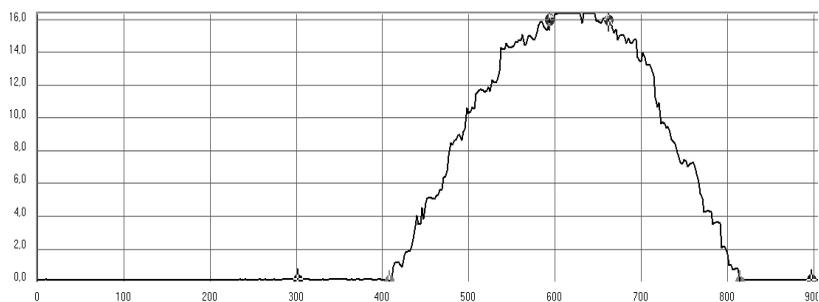


Рис. 2. Профилограмма проводников

Однослойные катушки индуктивности часто используются в метках устройств радиочастотной идентификации (RFID) и ближней бесконтактной связи (NFC), которые получают питание за счет энергии электромагнитного поля, создаваемого устройством считывания меток [4]. Исходя из технологических возможностей принтера, были рассчитаны геометрические размеры катушек индуктивности с разным количеством витков (таблица).

Геометрические размеры катушек

Входные данные		
Параметр	Двухвитковая индуктивность	Трехвитковая индуктивность
Форма катушки	Квадратная	Квадратная
Внешний диаметр, мм	10	10
Ширина витка, мм	0,4	0,4
Расстояние между витками	2	1,5
Выходные данные		
Внутренний диаметр, мм	4,4	1,6
Индуктивность катушки, нГн	40,92	72,08

Катушки индуктивности были напечатаны на принтере Voltera V-One с соблюдением рассчитанных значений (рис. 3).

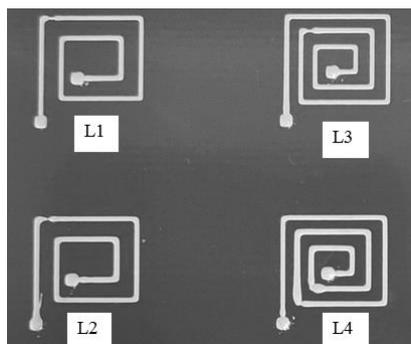


Рис. 3. Напечатанные катушки индуктивности

В результате измерений индуктивности и сопротивления значения для катушек $L1$, $L2$ равны 45 нГн и 9 Ом, для $L3$, $L4$ – 73 нГн и 14 Ом.

Структура пленочного конденсатора представляет собой последовательно нанесенные проводящие и диэлектрические слои. Для поэтапной печати были разработаны файлы топологии каждого слоя: нижняя обкладка, диэлектрик и верхняя обкладка. На обкладках конденсатора предусмотрены контактные площадки для подключения приборов и измерения электрических параметров конденсатора. На рис. 4 показан результат печати конденсатора.

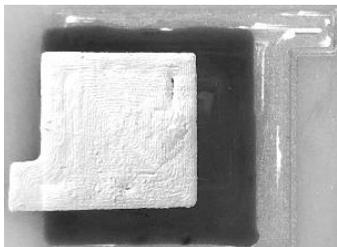


Рис. 4. Напечатанный конденсатор

В результате измерения емкости было получено значение, равное 788 пФ.

В ходе выполнения данной работы показана возможность печати компонентов с высокой разрешающей способностью $0,4 \pm 0,005$ мм. А также продемонстрирована возможность печати планарных компонентов и многослойных структур (конденсатора). В основе полученных результатов печати планируется разработать библиотеку компонентов для проектирования СВЧ-узлов в САПР.

Экспериментальные результаты получены с использованием оборудования ЦКП «Импульс» ТУСУРа.

ЛИТЕРАТУРА

1. Малютин Н.Д. Исследование возможностей применения аддитивной прintrерной технологии формирования пленок органических и неорганических материалов электроники / Н.Д. Малютин и др. // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 4 (38). – С. 52–63.

2. Voltera V-One [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.voltera.io/> (дата обращения: 10.09.2020).

3. Оптические и стилусные профилометры – оптические профилометры MicroXAM [Электронный курс]. – Режим доступа: <https://www.intertech-corp.ru/aboutproduct.asp?gr=21&subgr=71&prid=195> (дата обращения: 29.09.2019).

4. Калькулятор индуктивности плоской спиральной катушки для устройств радиочастотной идентификации (RFID) и ближней бесконтактной связи (NFC) [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.translatorscafe.com/unit-converter/ru-RU/calculator/planar-coil-inductance/#a110> (дата обращения: 27.10.2020).

ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПАСТЫ

*А.С. Труфанова, Н.С. Труфанова, магистранты каф. КУДР
Научный руководитель С.А. Артищев, доцент каф. КУДР, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, sandra_trufanova@mail.ru*

Приведен результат изготовления диэлектрической пасты из легкоплавкого стекла, которая может быть применена в печатной электронике. Полученная диэлектрическая паста характеризуется однородной структурой с необходимым значением вязкости для принтерной печати.

Ключевые слова: диэлектрическая паста, печатная электроника, порошок, стекло, графит.

Печатная электроника – область электроники, занимающаяся созданием электронных схем с помощью печатного оборудования, которое позволяет наносить на поверхность плоской подложки функциональный материал. При изготовлении печатных компонентов применяются диэлектрические, проводящие и резистивные пасты.

Исследование технологии печати на примере принтера Voltera V-One выявило, что пропускная способность принтера не позволяет наносить высоковязкий материал. Кроме того, в продаже отсутствуют диэлектрические пасты для данного принтера. Ранее была предпринята попытка печати диэлектрической пастой отечественного производителя ООО «НПП Дельта-Пасты». Однако данный тип паст имеет высокое значение вязкости и неполный перечень технических характеристик. Таким образом, целью данной работы является изготовление диэлектрической пасты с известным значением диэлектрической проницаемости и низкой вязкостью.

Для печати линий с высокой разрешающей способностью паста должна обладать определенными структурно-механическими свойствами (степень перетира, вязкость, растекаемость), однако при более высокой скорости печати возникают чрезмерные механические нагрузки, снижая ее вязкость. Тиксотропное свойство обеспечивает восстановление вязкостных показателей при непрерывной печати [1].

При изготовлении диэлектрической пасты в качестве наполнителя использовано легкоплавкое стекло С52-1, в качестве тиксотропной добавки – графит. Измельчение наполнителя происходило в планетарной микромельнице Pulverisette 7 Premium Line. При измельчении стекла использовались размольные стаканы и шары из нержавеющей стали. Измельчение стекла проводилось при помощи шаров с диамет-

ром 10 мм в течение шести минут при скорости 850 об/мин. После этого измельчение проводилось с использованием шаров диаметром 5 мм в течение шести минут при скорости 1000 об/мин.

Контроль размера частиц проводился при помощи лазерного анализатора частиц Analysette 22 Nano Тес. На рис. 1 показан размер частиц полученного порошка стекла.

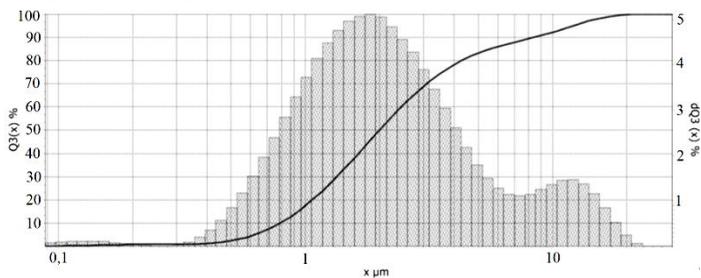


Рис. 1. Распределение размера частиц порошка легкоплавкого стекла C52-1

Для получения графитового порошка в планетарной микромельнице использовались размольные стаканы и шары из диоксида циркония. Режим измельчения: шары диаметром 10 мм, время – 6 мин, скорость – 850 об/мин; затем шары диаметром 5 мм, время – 4 мин, скорость – 1000 об/мин. Полученный размер частиц графита показан на рис. 2.

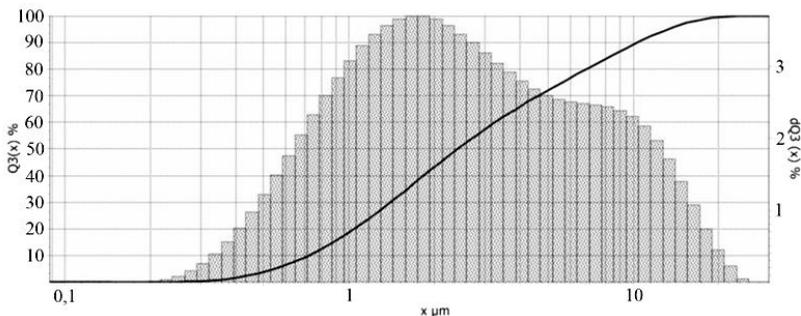


Рис. 2. Распределение размера частиц порошка графита

После измельчения легкоплавкое стекло и графит равномерно перемешивали в планетарной микромельнице в течении двух минут при скорости 1000 об/мин.

Одним из важнейших компонентов в диэлектрической пасте является органическое связующее. В данной работе использовано связующее на основе терпинеола. Таким образом, в состав пасты входят: легкоплавкое стекло C52-1 (35 мл), графит (10 мл) и связующее 166

(25 мл). Смешивание до однородной консистенции происходило в планетарной микромельнице в течение 8 мин при 1000 об/мин.

Исследование полученной пасты на однородность проводилось по следующей методике. На предметное стекло нанесли пасту массой 0,1 г и накрыли вторым предметным стеклом. После чего поместили груз массой 250 г и выдерживали в течение 15 мин для равномерного распределения капли по поверхности. По истечении времени предметные стекла, не разнимая, поместили под микроскоп. Результат оценки пасты на однородность показан на рис. 3.

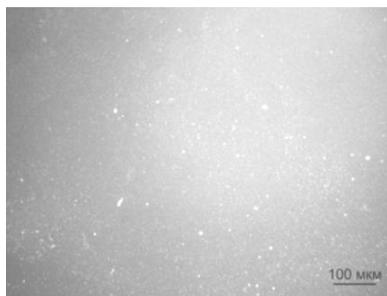


Рис. 3. Оценка однородности пасты

На рис. 3 наблюдается однородная структура пасты и отсутствие ярко выраженной области, где частицы не были перемешаны.

Для оценки условной вязкости полученной пасты использовали такую же последовательность действий, что и при оценке однородности, только измеряли диаметр полученного пятна в двух взаимно перпендикулярных направлениях. Результат оценки условной вязкости пасты равен 35 мм.

С помощью принтера Voltera V-One проведена пробная печать полученной пасты. При печати использовалось сопло диаметром 225 мкм, результат печати линий показан на рис. 4.



Рис. 4. Напечатанные линии

В ходе работы была изготовлена диэлектрическая паста, основным компонентом которой являлось легкоплавкое стекло. Данная паста характеризуется однородностью и подходящим значением условной вязкости для принтера. В дальнейшем планируется провести экспериментальные исследования по оценке диэлектрической проницаемости пасты и возможности дозирования полученной пасты с помощью прецизионного микродозатора [2].

Экспериментальные результаты получены с использованием оборудования ЦКП «Импульс» ТУСУРа.

ЛИТЕРАТУРА

1. Нижник М. Паяльные пасты: все о главном / М. Нижник, А. Черный // Производство электроники: технологии, оборудование, материалы. – 2008. – № 6. – С. 26–32а
2. Колесов К.С. Проектирование шнекового микродозатора проводящих паст / К.С. Колесов, И.П. Шарков // Наука и практика: проектная деятельность – от идеи до внедрения: матер. VIII рег. науч.-практ. конф., Томск, 2019. – Томск: ТУСУР, 2019. – Ч. II. – С. 695–698.

УДК 621.372

СТЕНД ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МАТРИЦЫ ОБРАТНОГО РАССЕЯНИЯ ИССЛЕДУЕМЫХ ОБЪЕКТОВ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ НА НИХ РАДИОЧАСТОТНЫМИ ИМПУЛЬСАМИ

В.С. Поздняков, Н.М. Ахраров, студенты каф. КУДР

Научный руководитель Е.И. Тренкаль, м.н.с.,

доцент каф. КУДР, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, evgenii.i.trenkal@tusur.ru

Описан стенд для определения матрицы обратного рассеяния (МОР) радиочастотных импульсов длительностью 1,75–3,1 нс с возможностью изменения частоты заполнения в пределах от 5,3 до 8,8 ГГц. Стенд предназначен для исследования свойств различных негабаритных объектов в лабораторных условиях, а также при постановке экспериментальных работ, для реализации которых требуется излучение и приём электромагнитных волн двух поляризаций.

Ключевые слова: стенд, матрица обратного рассеяния, поляризационное разделение, радиочастотные импульсы, излучение, приём.

Структурная схема стенда [1–3] отображена на рис. 1. Она включает измерительное устройство (ИУ), передающую антенну А1, соединённую с выходом 1 импульсного радара, приёмную антенну А2, входящую в состав поляризационного разделителя (ПР), выходы ко-

того соединены с управляемым высокочастотным переключателем, а сам он подключен к входу 2 импульсного радара через СВЧ-усилитель У, персональный компьютер (ПК). Измерительное устройство включает также микроконтроллер и формирователь питающих напряжений.

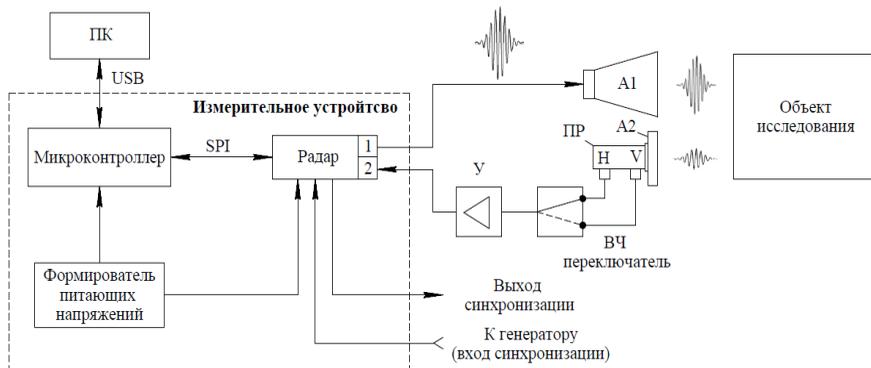


Рис. 1. Структурная схема измерительной части стенда

Внешний вид стенда показан на рис. 2.

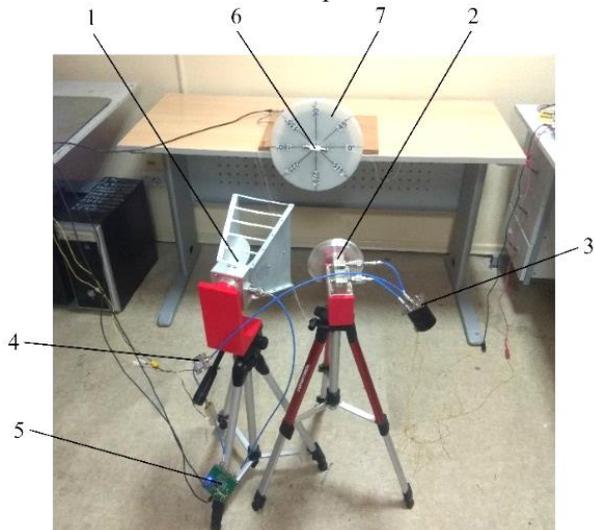


Рис. 2. Фотография стенда: 1 – передающая антенна А1; 2 – сборка приёмной антенны А2 и поляризационного разделителя ПР; 3 – переключатель сигналов с выходов Н-*V* поляризационного разделителя ПР; 4 – измерительное устройство; 5 – маломощный усилитель; 6 – исследуемый объект; 7 – диск из диэлектрической пластины и металлического отражателя

Схема применения стенда показана на рис. 3. Передающая антенна А1 и приёмная антенна А2 при измерениях ориентированы в сторону конструкции, состоящей из отражающего металлического экрана, диэлектрической пластины, к которой закреплён объект исследования и шагового двигателя, под небольшим углом α так, чтобы оптические оси антенн пересекались на объекте исследований. Отражающий металлический экран и диэлектрическая пластина из монолитного поликарбоната являются симметричными и выполнены в форме круга. Шаговый двигатель в данной конструкции предназначен для поворота отражающего экрана, диэлектрической пластины и объекта исследования на определённый угол, управление шаговым двигателем осуществляется с персонального компьютера. Тип поляризации излучающей антенны А1, в качестве которой взята антенна А-INFOMW LB-8180-NF (0,8–18 ГГц), является горизонтальным. Приёмная антенна А2 в виде облучателя зеркал принимает отражённый сигнал с неизвестной пропорцией между вертикальной V и горизонтальной H составляющими поляризации. Поляризационный разделитель ПР [4] (рис. 4) позволяет разделить эти составляющие и передать одну из них с помощью высокочастотного переключателя NARDA 143DT на усилитель, а затем в приёмный канал радара.

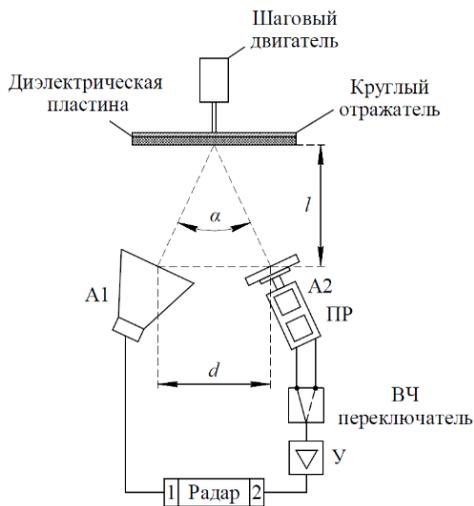


Рис. 3. Схема применения стенда: А1 – передающая антенна; А2 – приёмная антенна; ПР – поляризационный разделитель; l – выход зондирующего сигнала радара; 2 – приёмный канал радара; У – усилитель; l – расстояние до экрана; d – расстояние между антеннами; α – угол между оптическими осями передающей А1 и приёмной А2 антенн

Проведены измерения, в результате которых была получена матрица обратного рассеяния (1). В качестве объекта исследования использовался ферритовый брусок размером $8 \times 4 \times 70$ мм, помещённый между двумя диэлектрическими пластинками размером $8 \times 1 \times 64$ мм.

Ферритовый брусок был закреплён на диэлектрической пластине горизонтально под углом 0 град. Для подмагничивания ферритового бруска использовались неодимовые магниты размером 6×4×6 мм. Подмагничивание осуществлялось в поперечном направлении. В процессе измерений осуществлялся постепенный поворот объекта на 45°. Значения элементов матрицы (1) были получены при углах 45 и 135°.

$$S = \begin{bmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1,002 & 0,139 \\ 0,041 & 0,998 \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Из полученной матрицы видно различие коэффициентов S_{HV} и S_{VH} , что позволяет сделать вывод о частичной невзаимности матрицы обратного рассеяния исследуемого объекта.

ЛИТЕРАТУРА

1. Khlusov V.A., Vorobyev P.V. A Model of Backscattering of Electromagnetic Waves by Partially Reciprocal Media // Budker Institute of Nuclear Physics Preprint. – 1995. – No. 18. – P. 95–106.
2. Доценко В.В., Осипов М.В., Хлусов В.А. Пат. RU2398317. Оpubл.: 27.08.2010. Бюл. № 24.
3. Бутько В.А., Доценко В.В., Гюнтер В.Я., Носов Д.М., Осипов М.В., Ровкин М.Е., Сурков А.С., Хлусов В.А. Пат. РФ № 2413185. 27.02.2011.
4. Konovalenko M.O., Sokolov V.V., Trenkal E.I., Malyutin N.D. CAM-STech-2020, IOP Publishing (2020) 052018. doi: 10.1088/1757-899X/919/5/052018.

УДК 621.372

УСЛОВИЯ ВЫРОЖДЕНИЯ ВСЕПРОПУСКАЮЩИХ СВОЙСТВ СЕКЦИИ НА СВЯЗАННЫХ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЯХ С НЕРАВНЫМИ ФАЗОВЫМИ СКОРОСТЯМИ

Н.М. Ахраров, студент каф. КУДР

*Научный руководитель Н.Д. Малютин, проф. каф. КУДР, д.т.н.
г. Томск, ТУСУР, nail293@mail.ru*

Проведено моделирование условия вырождения всепропускающих свойств секции на связанных полосковых линиях с неравными фазовыми скоростями.

Ключевые слова: связанные полосковые линии, моделирование, фазовые скорости, вырождение всепропускающих свойств.

Все более широкое применение связанных полосковых линий (СПЛ) в технике СВЧ-устройств, коммутационных быстродействующих печатных платах и др. стимулирует изучение различных схем включения СПЛ [1, 2]. Их частотные характеристики зависят от от-

ношения фазовых скоростей синфазной и противофазной волн, которые, в свою очередь, определяются степенью неоднородности диэлектрической проницаемости среды. Однако детальных исследований влияния степени неоднородности диэлектрика на частотные характеристики всепропускающих секций было проведено недостаточно.

В настоящей статье приведены результаты моделирования и экспериментального исследования условий вырождения всепропускающих свойств секций на СПЛ, в которых распространяются нормальные волны с неравными фазовыми скоростями. В работе исследованы частотные характеристики схем, показанных на рис. 1.

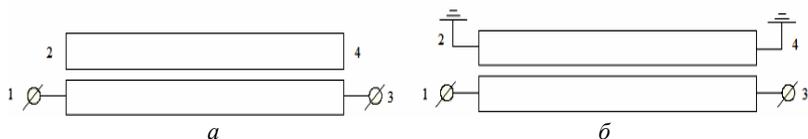


Рис. 1. Схемы включения СПЛ: а – режим холостого хода в портах 2 и 4; б – режим короткого замыкания

Связанные полосковые линии имеют различные соотношения фазовых скоростей синфазной и противофазной мод $v_e/v_o = 1; 1,13; 1,5; 2,9$. Исследования проведены на основе работ [3, 4].

На рис. 2 показаны частотные зависимости коэффициентов возвратных потерь S_{11} , коэффициента передачи S_{31} секции с всепропускающими свойствами, когда $v_e/v_o = 1$. Результаты расчетов частотной зависимости S_{11} и S_{31} секций с такой же схемой включения, но с разными отношениями v_e/v_o приведены на рис. 3–5.

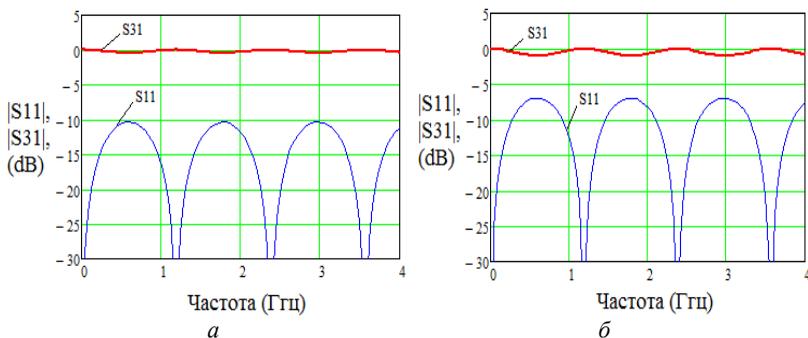


Рис. 2. Частотная зависимость амплитудных характеристик секций по рис. 1, а, б при $v_e/v_o = 1$

Из рис. 3, а видно, что при $v_e/v_o = 1,13$ возникают резонансы на частотах 2,7 и 3,8 ГГц. С увеличением частоты увеличивается ампли-

туда резонанса. Рисунок 3, б показывает изменение S_{11} и S_{31} при закороченных портах 2 и 4, наблюдается возникновение 2 резонансов на частотах 1,4 и 2,7 ГГц, диапазон пропускания от 0 до 1,3 ГГц и с 1,4 до 2,6 ГГц.

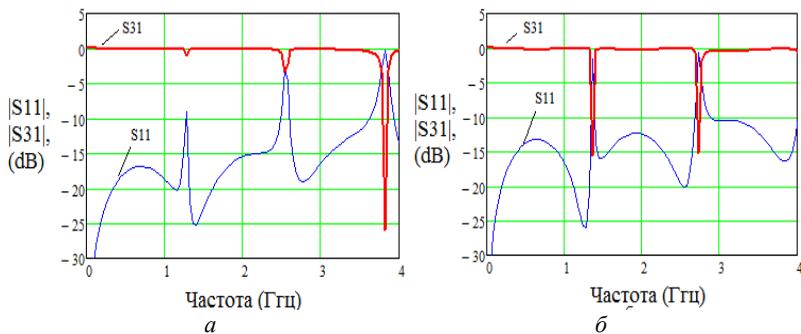


Рис. 3. Частотная зависимость амплитудных характеристик секций по рис. 1, а, б при $v_e/v_0 = 1,13$

На рис. 4, а показаны частотные характеристики секций СПЛ с $v_e/v_0 = 1,5$. В этом варианте возникает 3 резонанса на разных частотах, полоса пропускания от 0 до 1,1 ГГц. Рисунок 3, б показывает 2 значительных резонанса, полоса пропускания от 0 до 1,6 ГГц.

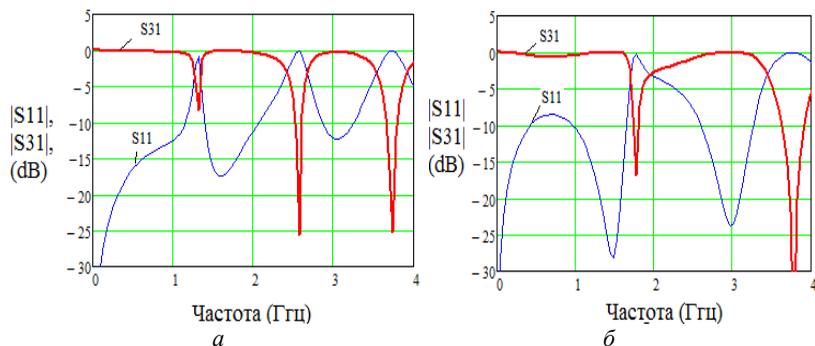


Рис. 4. Частотная зависимость амплитудных характеристик секций по рис. 1, а, б

На рис. 5, а, б показаны характеристики СПЛ для отношения $v_e/v_0 = 2,9$. Для этого отношения наблюдается сильная изрезанность S_{31} с неширокими полосами пропускания. Для секции с закороченными портами 2 и 4 полосы пропускания от 0 до 320 МГц и от 1,5 до 2,2 ГГц.

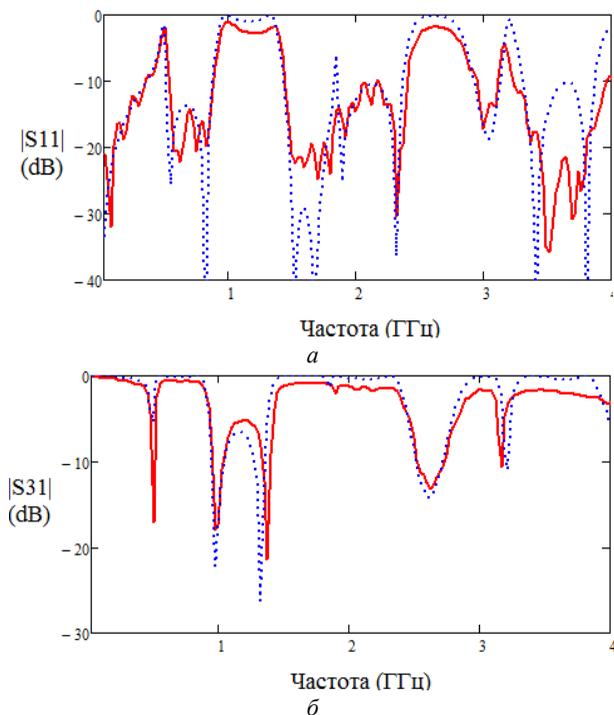


Рис. 5. Частотная зависимость амплитудных характеристик секций по рис. 1, а, б (— расчет; ···· — эксперимент)

Вывод. Таким образом, показано, что при $v_e/v_0 > 1$ наблюдается вырождение всепропускающих свойств секций СПЛ с существенно отличающимися частотными зависимостями S_{11} и S_{31} .

ЛИТЕРАТУРА

1. Газизов А.Т., Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р. Разложение сверхкороткого импульса в структурах с лицевой связью // Изв. высш. учеб. завед. Физика. – 2017. – Т. 60, № 3. – С. 70–75.
2. Сычев А.Н., Стручков С.М. Системы параметров одинаковых связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью // Доклады ТУСУР. – 2014. – № 1 (31). – С. 39–50.
3. Малютин Н.Д. Матричные параметры неодинаковых связанных полосковых линий с неоднородным диэлектриком // Радиотехника и электроника. – 1976. – Т. 21, № 12. – С. 2473–2478.
4. Сычев А.Н. Параметры несимметричных связанных линий с неоднородным диэлектриком / А.Н. Сычев, Н.Ю. Рудый // Доклады ТУСУР. – 2018. – Т. 21, № 4-1. – С. 7–15. doi: 10.21293/1818-0442-2018-21-4-1-7-15

**К ОПРЕДЕЛЕНИЮ МАТРИЧНЫХ ПАРАМЕТРОВ
СВЯЗАННЫХ ЛИНИЙ С НЕУРАВНОВЕШЕННОЙ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СВЯЗЬЮ**

Т.Т. Чинь, аспирант каф. КУДР

*Научный руководитель Н.Д. Малютин, д.т.н., проф. каф. КУДР
г. Томск, ТУСУР, thanhvodoi1995@gmail.com*

Приведен обзор публикаций по определению матричных параметров связанных линий. Выполнены расчеты частотных характеристик секции из связанных полосковых линий с применением матриц a -параметров (Allen J.L., 1975; Малютин Н.Д., 1976), матрицы Y -параметров (Tripathi V.K., 1975). Сделана оценка о применимости результатов, полученных различными авторами, для расчета частотных характеристик неодинаковых связанных линий с потерями и неравными фазовыми скоростями синфазных и противофазных волн. Уточнено определение коэффициентов распространения СЛ в соответствии с физическими особенностями СЛ.

Ключевые слова: связанные линии передачи, матричные параметры.

Теория связанных линий (СЛ), основывающаяся на решении обобщенных телеграфных уравнений для одинаковых линий, была рассмотрена в работе [1]. Однако в этой публикации автор ограничился получением матричных параметров СЛ для уравновешенной связи, когда фазовые скорости синфазных и противофазных волн v_c и v_π совпадают. В последующих публикациях [2–6] был получен полный набор матриц СЛ с учетом разницы v_c и v_π .

В настоящей работе ставилась цель сравнить результаты работ [2–6], уточнить определение коэффициентов распространения, исходя из физических особенностей конструкции полосковых линий, и провести расчет частотных характеристик отрезка связанных полосковых линий с одинаковыми нагрузками на входе и выходе с использованием матриц a -параметров.

Матричные параметры СЛ. В работе [2] получены матрицы ABCD, Z -, Y -параметров одинаковых связанных линий с неуравновешенной связью в неоднородной диэлектрической среде. Определение матричных параметров неодинаковых СЛ без потерь явилось целью статьи [3] (1). Матричные параметры СЛ для наиболее общего случая несимметрии полосковых линий и неуравновешенности электромагнитной связи между ними получены в [4–6]. В [4] со ссылкой на работу [1] на основе решения обобщенных телеграфных уравнений получена матрица проводимостей Y (2).

$$\begin{aligned}
a_{11} &= d_{11} = (R \cos \theta_e + \cos \theta_o) / (R+1); \\
a_{22} &= d_{22} = (\cos \theta_e + R \cos \theta_o) / (R+1); \\
a_{12} &= d_{21} = a_{21} / R = d_{12} / R = (\cos \theta_e - \cos \theta_o) / (R+1); \\
b_{11} &= j(RZ_{oe}^a \sin \theta_e + Z_{oo}^a \sin \theta_o) / (R+1); \\
b_{22} &= j(RZ_{oe}^a \sin \theta_e + RZ_{oo}^a \sin \theta_o) / (R+1); \\
b_{12} &= b_{21} = j(RZ_{oe}^a \sin \theta_e - RZ_{oo}^a \sin \theta_o) / (R+1); \\
c_{12} &= c_{21} = j(\sin \theta_e / Z_{oe}^a - \sin \theta_o / Z_{oo}^a) / (R+1); \\
c_{11} &= j(R \sin \theta_e / Z_{oe}^a - \sin \theta_o / Z_{oo}^a) / (R+1); \\
c_{22} &= j(\sin \theta_e / RZ_{oe}^a - \sin \theta_o / Z_{oo}^a) / (R+1),
\end{aligned} \tag{1}$$

где $R = C_a / C_b$ – отношение собственных емкостей линий; l – длина связанных линий, м; $Z_{oe}^a = 1 / (v_e C_{oe}^a)$, $Z_{oe}^b = 1 / (v_e C_{oe}^b)$, $Z_{oo}^a = 1 / (v_o C_{oo}^a)$, $Z_{oo}^b = 1 / (v_o C_{oo}^b)$ – сопротивления четной (синфазной) и нечетной (противофазной) мод, Ом; C_{oe}^a , C_{oe}^b , C_{oo}^a , C_{oo}^b – погонные емкости четного и нечетного возбуждения связанных линий при заполнении диэлектриком для линий a и b , Ф/м; $\theta_e = \omega l / v_e$, $\theta_o = \omega l / v_o$, $v_e = v_f \sqrt{C_{oe}^a / C_{oe}^a}$, $v_o = v_f \sqrt{C_{oo}^a / C_{oo}^a}$ – электрическая длина и фазовая скорость четной и нечетной мод. Заметим, что для одинаковых связанных линий говорится о четной и нечетной волнах (индексы «е» и «о»), если же линии разные, тогда более корректно говорить о синфазной и противофазной волнах (индексы «с» и «π»).

$$\begin{aligned}
Y_{11} &= Y_{44} = Y_{c1} \coth(\gamma_c l) \cdot (1 - R_c / R_\pi)^{-1} + Y_{\pi 1} \coth(\gamma_\pi l) \cdot (1 - R_\pi / R_c)^{-1}; \\
Y_{12} &= Y_{21} = Y_{34} = Y_{43} = -\frac{Y_{c1} \coth(\gamma_c l)}{R_\pi (1 - R_c / R_\pi)} - \frac{Y_{\pi 1} \coth(\gamma_\pi l)}{R_c (1 - R_\pi / R_c)};
\end{aligned} \tag{2}$$

$$\begin{aligned}
Y_{13} &= Y_{31} = Y_{24} = Y_{42} = Y_{c1} \cdot [(R_\pi - R_c) \sinh(\gamma_c l)]^{-1} + Y_{\pi 1} \cdot [(R_c - R_\pi) \sinh(\gamma_\pi l)]^{-1}; \\
Y_{14} &= Y_{41} = Y_{c1} \cdot [(1 - R_c / R_\pi) \sinh(\gamma_c l)]^{-1} - Y_{\pi 1} \cdot [(1 - R_\pi / R_c) \sinh(\gamma_\pi l)]^{-1};
\end{aligned}$$

$$Y_{22} = Y_{33} = -\frac{R_c Y_{c2} \coth(\gamma_c l)}{R_\pi (1 - R_c / R_\pi)} - \frac{R_\pi Y_{\pi 2} \coth(\gamma_\pi l)}{R_c (1 - R_\pi / R_c)},$$

$$Y_{23} = Y_{32} = \frac{R_c Y_{c2}}{R_\pi (1 - R_c / R_\pi) \sinh(\gamma_c l)} - \frac{R_\pi Y_{\pi 2}}{R_c (1 - R_\pi / R_c) \sinh(\gamma_\pi l)},$$

где Y_{c1} , Y_{c2} , $Y_{\pi1}$ и $Y_{\pi2}$ – проводимости линий 1 и 2 синфазного и противофазного возбуждения; z_m , y_m – взаимное сопротивление и проводимость на единицу длины; γ_c, γ_π – коэффициенты распространения квази-Т-волн в связанных линиях соответственно синфазной и противофазной волн; R_c, R_π – отношение напряжений на линиях [4]. Связь матрицы ABCD с матрицей Y определяется по известным формулам [7].

Рассчитывались частотные характеристики секции связанных линий с использованием формул для определения матриц a по работам [3, 4, 6] со следующими первичными параметрами [8]:

$$C = \begin{pmatrix} 175,04 & -132,41 \\ -132,41 & 175,04 \end{pmatrix}; \quad L = \begin{pmatrix} 0,3689 & 0,2736 \\ 0,2736 & 0,3689 \end{pmatrix};$$

$$R_0 = \begin{pmatrix} 5 & 0,05 \\ 0,05 & 5 \end{pmatrix}; \quad G = \begin{pmatrix} 1 \cdot 10^{-4} & 0 \\ 0 & 1 \cdot 10^{-4} \end{pmatrix}; \quad l = 0,078. \quad (3)$$

Коэффициенты распространения γ_c, γ_π , получаемые как собственные значения матрицы α с помощью оператора Mathcad $\text{eigenvals}(\alpha)$ [6], не всегда удовлетворяют условиям физического смысла. При уточнении определения этих коэффициентов исходя из физических особенностей конструкции полосковых линий установлено, что если $\varepsilon_{efe} > \varepsilon_{efo}$, $k_C < k_L$, тогда в формуле (4) при определении γ_c, γ_π берутся знаки «+» и «-» соответственно γ_c, γ_π , а при обратных неравенствах, т.е. $\varepsilon_{efe} < \varepsilon_{efo}$; $k_C > k_L$, ставятся знаки «-» и «+».

$$\gamma_{c,\pi} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{(\alpha_{0,0} + \alpha_{1,1}) \pm \sqrt{(\alpha_{0,0} - \alpha_{1,1})^2 + 4\alpha_{0,1} \cdot \alpha_{1,0}}}. \quad (4)$$

Результаты расчета. Рассчитывались частотные зависимости, коэффициентов S_{21} и S_{31} матрицы рассеяния S отрезков связанных линий, нагруженных на одинаковые сопротивления 50 Ом. На рис. 1 показаны результаты расчета по работам [3, 5] и [4]. Мы видим, что расчет по выражениям (1) работ [3, 5] не совпадает с результатами с использованием (2) из работы [4], так как в СЛ введены существенные потери, которые не учитываются в [3] и [5]. Сравнение частотных характеристик, полученных с использованием формул (2) работы [4], и выражений для матрицы a -параметров из [6], приведено на рис. 2. На этом рисунке кривые искусственно смещены на 0,3 дБ.

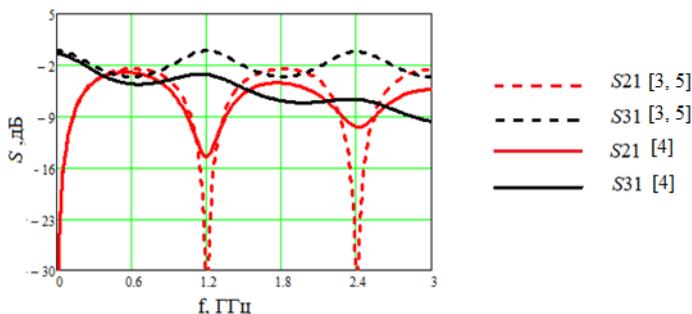


Рис. 1. Частотные зависимости S21, S31, рассчитанные по работам [3, 5] и [4]

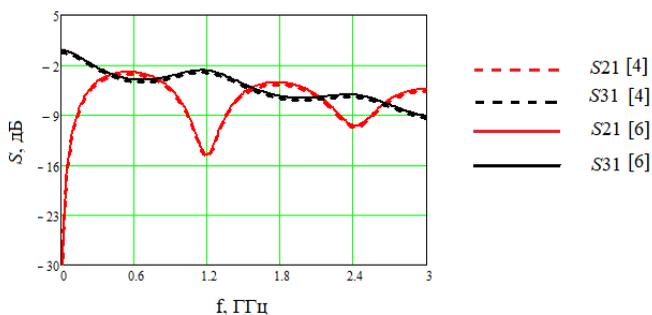


Рис. 2. Частотные зависимости S21, S31, рассчитанные по работам [4], [6].
Графики смещены на 0,3 дБ

Из рис. 2 видно, что частотные зависимости S21, S31, рассчитанные по работам [4] и [6], идентичны. Поэтому можно сделать вывод о том, что наиболее полными и универсальными являются выражения для расчета матричных параметров СЛ, полученные в работах [4] и [6].

В таблице приведено сравнение возможностей моделирования частотных характеристик СЛ по критериям неуровновешенности электромагнитной связи (неравенства ν_c и ν_π), неодинаковости СЛ и наличия потерь.

Сравнение возможностей моделирования СЛ по работам [2–6]

№	Статья	Учитываемые параметры		
		Неуровновешенность электромагнитной связи	Неодинаковость линий	Потери
1	[2]	+	+	–
2	[3]	+	+	–
3	[4]	+	+	+
4	[5]	+	+	–
5	[6]	+	+	+

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации, проект № FEWM-2020-0039 от 01.03.2020.

ЛИТЕРАТУРА

1. Влостовский Э.Г. К теории связанных линий передачи // Радиотехника. – 1967. – № 4. – С. 28–35.

2. Zysman G.I., Johnson A.K. Coupled Transmission Line Networks in an Inhomogeneous Dielectric Medium // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1969. – Vol. 17, No. 10. – P. 753–759.

3. Allen J.L. Non-symmetrical coupled lines in an inhomogeneous dielectric medium // International Journal of Electronics. – 1975. – Vol. 38:3. – P. 337–347.

4. Tripathi V.K. Asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 1975. – Vol. MTT 23, № 9.

5. Malyutin N.D. Matrix parameters of non-identical, coupled striplines with a non-homogeneous dielectric // Radio Eng Electron Phys. – 1976. – Vol. 21, Is. 12, Dec. – P. 14–19.

6. Воробьев П.А., Малютин Н.Д., Федоров В.Н. Квази-Т-волны в устройствах на связанных полосковых линиях с неуравновешенной электромагнитной связью // Радиотехника и электроника. – 1982. – Т. 27, № 9. – С. 1711–1718.

7. Фельштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполусников на СВЧ. – 1971. – 387 с.

8. Sychev A.N. Modeling of the vertically installed planar coupled lines by the numerical conformal transformation technique / A.N. Sychev, S.M. Struchkov, N.Y. Rudyi, A.S. Salnikov // IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications, NEMO–2017. – 2017. – P. 106–108.

ПОДСЕКЦИЯ 2.3

ФИЗИЧЕСКАЯ И ПЛАЗМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

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

УДК 629.7.023.2:535.362

ИССЛЕДОВАНИЕ СОСТАВА, СТРУКТУРЫ И ОПТИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ПОРОШКОВ $\text{BaTi}_{(1-x)}\text{Zr}_x\text{O}_3$, СИНТЕЗИРОВАННЫХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НАНОЧАСТИЦ TiO_2

*М.М. Михайлов, рук. лаб. РКМ; О.А. Алексеева, с.н.с. лаб. РКМ
г. Томск, ТУСУР, membrana2010@mail.ru*

Осуществляли синтез твердотельным способом при последовательном прогреве ($800\text{ }^\circ\text{C} \times 2\text{ ч} \rightarrow 1200\text{ }^\circ\text{C} \times 2\text{ ч}$) смесей порошков (микро BaCO_3 + нано TiO_2 + микро ZrO_2), исследование гранулометрического и фазового составов, структуры спектров диффузного отражения в области 0,2–2,2 мкм, интегрального коэффициента поглощения солнечного излучения и ИК-Фурье спектров.

Ключевые слова: порошки, синтез, титанаты бария, наночастицы, состав, структура, оптические свойства.

Порошки титанатов бария могут использоваться в качестве пигментов отражающих термостабилизирующих покрытий. Для смещения кочки Кюри в область комнатной температуры и изменения излучательной способности осуществляют частичное замещение атомов титана атомами других элементов, например циркония [1]. При синтезе порошков $\text{BaTi}_{(1-x)}\text{Zr}_x\text{O}_3$ используют наночастицы ZrO_2 , что приводит к увеличению их фото- и радиационной стойкости [2]. Представляет научный интерес использование наночастиц TiO_2 вместо наночастиц ZrO_2 при синтезе соединений $\text{BaTi}_{(1-x)}\text{Zr}_x\text{O}_3$, объемная доля которых в исходных смесях порошков ($\text{BaCO}_3 + \text{TiO}_2 + \text{ZrO}_2$) существенно большая.

В настоящей работе осуществляли синтез порошков $\text{BaTi}_{(1-x)}\text{Zr}_x\text{O}_3$ с использованием наночастиц TiO_2 и исследование гранулометрического и фазового составов, структуры и оптических свойств: спектров диффузного отражения в области 0,2–2,2 мкм, интегрального коэффициента поглощения солнечного излучения и ИК-Фурье спектров. Для каждой концентрации замещающих атомов Zr ($x = 0,1; 0,2; 0,3; 0,4$;

0,5) готовили смеси исходных микропорошков BaCO_3 , ZrO_2 и нанопорошка TiO_2 , которые прогревали в атмосфере: 2 ч при 800 °С, затем (после полного остывания) – 2 ч при 1200 °С.

Экспериментальные результаты показали, что такой состав смесей (применение наночастиц TiO_2 вместо ранее использованных наночастиц ZrO_2) и режим двойного прогрева при синтезе позволяет получать порошки $\text{BaTi}_{(1-x)}\text{Zr}_x\text{O}_3$, состоящие из зерен со средними размерами 0,45 и 0,52 мкм и гранул со средними размерами 2,0 и 5,2 мкм. Гранулы обоих типов состоят из зерен таких же размеров. На поверхности зерен, существующих отдельно, и в составе гранул присутствуют вода и ОН-группы.

В составе синтезированных порошков имеются непрореагировавшие наночастицы TiO_2 , максимальное содержание которых достигает 7,3% от суммарной концентрации всех фаз для порошка $\text{BaTi}_{0.3}\text{Zr}_{0.7}\text{O}_3$. Наличие наночастиц приводит к смещению края основного поглощения в коротковолновую область спектра. Наночастицы могут препятствовать спеканию зерен порошка в гранулы. Такие порошки обладают высокой отражательной способностью в видимой и ближней ИК-областях спектра, коэффициент отражения достигает 96%.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, проект № 19-32-60067.

ЛИТЕРАТУРА

1. Утебеков Т.А. Структура, оптические свойства и радиационная стойкость синтезированных порошков BaTiZrO_2 : дис. ... канд. физ.-мат. наук. – Томск, ТУСУР, 2013. – 123 с.
2. Mikhailov M.M. Optical features and the powders ZnO , TiO_2 , BaTiO_3 , $\text{Gd}_3\text{Ga}_5\text{O}_{12}$, modified by nanoparticles // Scientific Work. Publishing house of Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics. – 2016. – Vol. 5. – 308 p.

УДК 537.525

ВЛИЯНИЕ РЕЖИМОВ ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВОГО НАГРЕВА НА РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ТЕПЛОВЫХ ПОЛЕЙ

В КОМПОЗИТНОЙ КЕРАМИКЕ НА ОСНОВЕ $\text{ZrO}_2\text{-Al}_2\text{O}_3$

А.В. Долгова, студентка; А.С. Климов, проф. каф. физики;

В.Т. Чан, аспирант

г. Томск, ТУСУР, klimov@main.tusur.ru

Исследовано влияние мощности электронного пучка и продолжительности электронно-лучевого облучения на нагрев и распределение температурных полей в композитном керамическом компакте

на основе оксидных керамик. Показано, что мощности электронного пучка 15 Вт оказывается достаточно для нагрева компакта толщиной 3 мм до температуры 1600 °С за время 10 мин. Основные потери мощности пучка идут на тепловое излучение и теплообмен с держателями.

Ключевые слова: тепловые поля, электронно-лучевое облучение, композитные керамические материалы.

Градиентная керамика, и в частности системы на основе $Al_2O_3-ZrO_2$, в настоящее время вытесняет ряд металлов и сплавов конструкционного назначения [1]. Свойства композитной керамики и ее стоимость определяются типом используемых для ее изготовления материалов, типом матрицы и технологией получения. На сегодняшний день известно достаточно много способов создания композитов: традиционные методы порошковой металлургии, горячее прессование, горячее изостатическое прессование, искровое плазменное спекание (СПС), лазерная обработка поверхности, метод аддитивного производства [2, 3].

Ранее на кафедре физики ТУСУРа были показаны перспективы использования электронного пучка, формируемого форвакуумным плазменным источником электронов, для спекания керамических компактов [4]. Развитие данного направления требует соблюдения режимов спекания и, в частности, поддержания оптимальной температуры для спекания каждого компонента в композите. И если температура поверхности может быть определена с помощью пирометров, то распределение температурных полей в объеме материала возможно только расчетными методами.

Цель настоящей работы в исследовании влияния режимов обработки на распределение температурных полей в объеме керамического компакта и определении на основе расчетов режима нагрева с минимальным перепадом температур по глубине компакта.

Модель расчета. Облучение образца, рассматриваемое в данной работе, происходит в вакууме, и тепло передается за счет излучения и теплопроводности.

Исследуемый образец представляет собой керамический цилиндр радиусом 1 см и толщиной 1 см. Перенос тепла описывается нестационарным уравнением теплопроводности

$$\rho c \frac{\delta T}{\delta t} = \lambda \left(\frac{\delta^2 T}{\delta r^2} + \frac{\delta^2 T}{\delta z^2} \right) + Q_B(r, z, t, T),$$

где ρ – плотность тела, кг/м³; c – теплоемкость тела, Дж/кгС; r, z – координаты, м; λ – коэффициент теплопроводности, Вт/мС; $Q_B(r, z, t, T)$ – мощность внутренних источников тепловыделения, Вт.

Для более полного описания процесса теплопроводности было учтено излучение на границе образца, а также изменение теплофизических параметров с ростом температуры. Плотность, теплоемкость и значение коэффициента теплопроводности считались линейно зависящими от температуры. Численное решение уравнения теплопроводности получено методом конечных разностей с помощью компьютерного моделирования на языке C++.

В качестве исследуемого объекта использовался цилиндр радиусом 1 см и толщиной 1 см, состоящий из 4 слоев Al_2O_3 и ZrO_2 . Плотность теплового потока изменялась в диапазоне 50–90 Вт/см². Начальная температура – комнатная и принята равной 300 К. Температура по радиусу образца изменяется только за счет излучения на поверхности, поэтому рассматривается изменение температурного поля только по толщине образца.

В результате моделирования процесса теплопроводности получены распределения температуры по толщине образца, состоящего из 4 слоев: первый выполнен из ZrO_2 , второй – из 30% Al_2O_3 и 70% ZrO_2 , третий – из 70% Al_2O_3 и 30% ZrO_2 , четвертый – из Al_2O_3 , после прохождения разного времени и облучением разными потоками плотности мощности (рис. 1).

Полученные распределения температурных полей показывают заметные изменения температуры по глубине образца. Температура стороны, подвергаемой облучению, значительно выше температуры противоположной стороны.

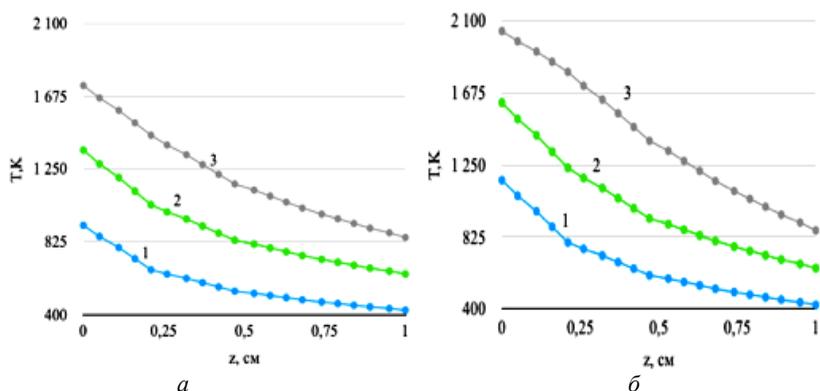


Рис. 1. Распределения температуры по толщине: *а* – при облучении потоком плотности мощности в течение разного времени: 1 – 600 с; 2 – 900 с; 3 – 1200 с; *б*) при облучении потоками разной плотности мощности: 1 – 50 Вт/см²; 2 – 70 Вт/см²; 3 – 90 Вт/см² в течение 900 с

При различных параметрах облучения можно добиться достижения одинаковой температуры поверхности, при этом меньший перепад температур может быть обеспечен при облучении потоком меньшей плотности мощности в течение большего времени.

Работа выполнена при поддержке Гранта Президента для докторов наук № МД-754.2021.4.

ЛИТЕРАТУРА

1. Guillon O., Gonzalez-Julian J., Dargatz B., Kessel T., Schierning G., Rathel J., Herrmann M. Field-Assisted Sintering Technology/Spark Plasma Sintering // Mechanisms, Materials, and Technology Developments», Advanced engineering materials. – 2014. – P. 1–3.

2. Chevalier et al. The tetragonal-monoclinic transformation in zirconia: lessons learned and future trend // Journal of American Ceramic Society. – 2009. – Vol. 92, № 9. – P. 1901–1920.

3. Klimov A.S. et al. Electron beam sintering of gradient Al₂O₃-ZrO₂ ceramics with the forevacuum plasma electron source // Journal of Physics: Conference Series. – IOP Publishing, 2020. – Vol. 1488. – № 1. – P. 012010.

4. Казаков А.В., Климов А.С., Зенин А.А. Электронно-лучевой синтез диоксидциркониевой керамики // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2012. – № 2-2 (26). – С. 186–189.

УДК 621.382.2

ФОРМИРОВАНИЕ ТЕКСТУРИРОВАННОЙ ПОВЕРХНОСТИ ИК-ДИОДОВ НА ОСНОВЕ AlGaAs

М.С. Майбах, магистрант каф. ФЭ ТУСУРа;

Р.А. Гальченко, магистрант каф. ПЭ НИ ТГУ

Научный руководитель Д.И. Засухин, инж.-конструктор

110-го отд. АО «НИИПП»

г. Томск, ТУСУР, maybah.maxim@gmail.com

Представлены результаты формирования светоизлучающей поверхности AlGaAs ИК-диода. Получены три варианта текстурированной поверхности, которые применены в изготовлении ИК-диодов. Максимальный прирост мощности излучения составил 39%.

Ключевые слова: ИК-диод, текстурирование поверхности, жидкостное химическое травление, мощность излучения.

Одной из проблем в создании светодиодов является низкая эффективность вывода излучения из кристалла. Это обусловлено эффектом полного внутреннего отражения генерируемого излучения, которое происходит на границе раздела полупроводник–воздух, из-за большой разницы показателей преломления полупроводника и воздуха. Для AlGaAs показатель преломления составляет 3,6, что приводит

к критическому углу полного отражения 16° и ограничивает внешнюю квантовую эффективность до 2% [1]. Одним из самых популярных методов решения данной проблемы является создание текстурированной поверхности. Это позволяет изменить угол падения луча на поверхность, тем самым увеличив вероятность вывода излучения [2].

Была разработана топология маски для травления светоизлучающей поверхности, с помощью которой на поверхности создаётся необходимый рельеф (рис. 1, *а, б*). С использованием данной топологии проводилось изготовление ИК-диодов вертикальной конструкции (см. рис. 1, *в*).

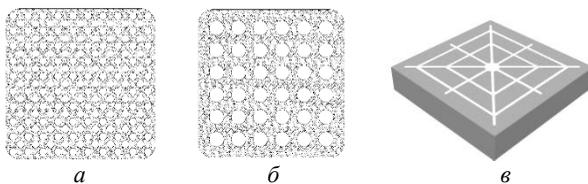


Рис. 1. Топология маски для травления

Текстурирование формируется в областях между металлизацией верхнего контакта. Топология маски представляет собой массив окружностей диаметром 5 и 10 мкм соответственно. Также была сформирована «открытая область» путём травления всей поверхности без нанесения маски.

Кристаллы были изготовлены на основе структуры AlGaAs, полученной методом молекулярно-лучевой эпитаксии. Вывод излучения осуществляется через верхний *p*-слой толщиной 3 мкм. Таким образом, глубина травления поверхности не должна превышать 1–1,3 мкм, так как увеличение глубины травления приведёт к росту сопротивления кристалла.

Текстурирование поверхности осуществляется методом жидкостного травления через маску фоторезиста. Травление проводилось в растворе NH_4F (40%): H_2O_2 : HF (4:4:2.5) в течение 10 с.

На рис. 2 представлен внешний вид поверхности AlGaAs после травления.

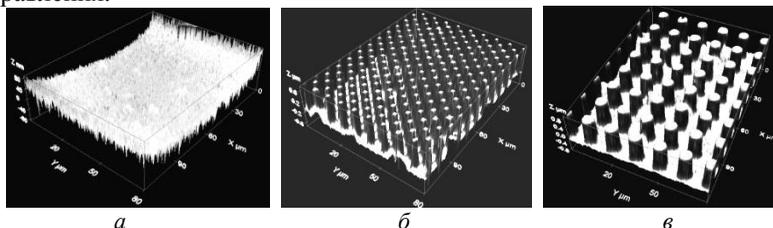


Рис. 2. Поверхность AlGaAs после травления:
а – открытая область; *б* – 5 мкм; *в* – 10 мкм

Глубина травления составляет 1,16 мкм. Значение средней арифметической шероховатости по площади для «открытой области» составило $S_a = 0,02$ мкм, для 5 мкм – $S_a = 0,31$ мкм, для 10 мкм – $S_a = 0,38$ мкм.

Измерение мощности излучения выполнено в соответствии с методом, основанном на прямом измерении силы постоянного тока на выходе фотодиода ФД24-К при воздействии на него излучением от ИК-диода, с последующим вычислением мощности излучения по формуле

$$P_e = \frac{I}{S},$$

где I – измеренное значение силы постоянного тока на выходе фотодиода, А; S – чувствительность фотодиода, А/Вт.

На рис. 3 представлена зависимость мощности излучения от прямого тока.

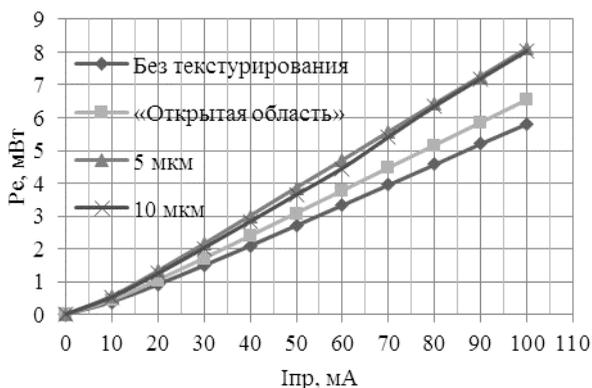


Рис. 3. Зависимость мощности излучения от прямого тока для различных вариантов текстурирования светоизлучающей поверхности

Текстурирование позволяет увеличить мощность излучения ИК диодов. При формировании текстурированной поверхности на «открытой области» прирост составил 12%. Создание более сложного рисунка поверхности позволяет увеличить значение мощности излучения на 39 и 37% для окружностей диаметром 5 и 10 мкм соответственно.

ЛИТЕРАТУРА

1. Reiner W., Barum D., Maarten K., Alexander K., Stefan M., Stefan S., Peter K., Gustaaf B., Gottfried H., Paul H. 40% Efficient Thin-Film Surface-Textured

Light-Emitting Diodes by Optimization of Natural Lithography // IEEE Transactions on electron devices. – 2000. – Vol. 47 (№ 7). – P. 1492–1498.

2. Липницкая С.Н. Исследование эффективности оптических систем светодиодных модулей и передачи лазерного излучения в оптоволокно: дис. ... канд. техн. наук: 05.11.07. – СПб., 2017. – 118 с.

УДК 661.715.1+544.541

**ИССЛЕДОВАНИЕ ОПТИЧЕСКИХ СВОЙСТВ И
РАДИАЦИОННОЙ СТОЙКОСТИ ПОЛИПРОПИЛЕНА,
МОДИФИЦИРОВАННОГО НАНОЧАСТИЦАМИ
ДИОКСИДА КРЕМНИЯ**

М.М. Михайлов, зав. лаб. РКМ, д.ф.-м.н.;

В.А. Горончко, аспирант каф. ЭП

г. Томск, ТУСУР, лаб. РКМ, Membrana2010@mail.ru

Исследованы спектры диффузного отражения (ρ_d) в диапазоне 200 – 2200 нм и их изменение после облучения электронами ($E=30$ кэВ) полипропилена (ПП), модифицированного наночастицами SiO_2 (nanoПП). Описана природа полос поглощения, существующих в ПП в исходном состоянии, после модифицирования и облучения. Установлено значительное увеличение радиационной стойкости nanoПП по сравнению с ПП.

Ключевые слова: нанокompозиты, нанопорошки SiO_2 , полипропилен, радиационная стойкость полимеров.

Полимерные композиты, в состав которых входят наночастицы, интересны тем, что наночастицы имеют большое отношение площади поверхности относительно объёма, за счёт чего хорошо поглощают частицы высоких энергий. Полимерные связующие, в свою очередь, обладают небольшим весом, лёгкостью в обработке и относительной дешевизной. Поэтому их исследование на радиационную стойкость является актуальным для использования в условиях космического пространства.

Образцы нанокompозитов изготавливали на пластографе Брабендера. Было приготовлено 5 образцов ПП с концентрацией наночастиц SiO_2 0–5 масс.% и размером 10–12 нм (nanoПП). Время облучения образцов nanoПП составляло 70 мин при $E = 30$ кэВ. Регистрация спектров диффузного отражения проводилась при помощи установки «Спектр», которая имитирует условия космического пространства.

Спектр ρ_d образца полипропилена до модифицирования и облучения (рис. 1) включает полосы поглощения, характерные для всех образцов в областях 1200, 1400 и 1700 нм. Они обусловлены валент-

ными и деформационными колебаниями СН-групп [1]. После облучения образцов nanoПП был проведен анализ разностных спектров отражения. Строятся данные спектры при вычитании из спектра отражения до облучения соответствующего спектра после облучения (рис. 2). Наибольшие изменения в спектрах после облучения наблюдаются в диапазоне 200–700 нм. Регистрируется несколько полос различной интенсивности. Наиболее интенсивной является полоса сложной формы с максимумом в области 400 нм, которая состоит из элементарных полос гауссовой формы, определяющихся эффектами в свободных радикалах и С=О-группами на поверхности ПП [2].

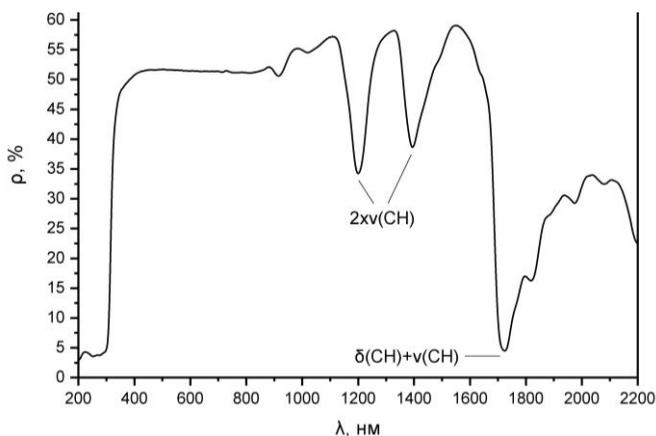


Рис. 1. Спектр R_{λ} образца полипропилена до модифицирования и облучения

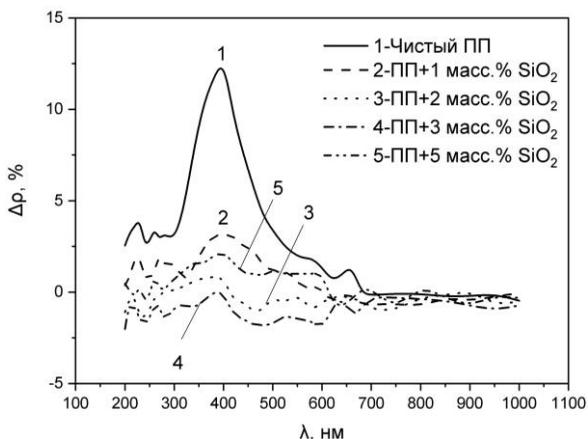


Рис. 2. Спектры ΔR_{λ} образцов полипропилена и полипропилена, модифицированного наночастицами SiO_2 после облучения электронным потоком

В данной работе оценка радиационной стойкости проводилась при расчете интегрального коэффициента поглощения излучения Солнца (a_s) и изменения данного коэффициента после проведения облучения (Δa_s). Расчёт этой характеристики интересен тем, что в отличие от разностных спектров диффузного отражения, по которым можно провести оценку стойкости к облучению только на определенных значениях длины волны, рассматривается весь измеренный спектр ρ_λ в диапазоне 200–2200 нм. Коэффициент a_s определяется нормированием спектра ρ_λ на спектр излучения Солнца [3].

Зависимость изменения коэффициента поглощения a_s от концентрации наночастиц SiO_2 при модифицировании полипропилена (рис. 3) показывает, что введение наночастиц приводит к улучшению стойкости к облучению с оптимальным значением концентрации наночастиц в объёме ПП $C=2$ масс. %. При таком значении концентрации Δa_s в 19 раз меньше значения Δa_s , соответствующего чистому полипропилену. После дальнейшего увеличения концентрации наночастиц наблюдается увеличение коэффициента Δa_s , что говорит об ухудшении стойкости к воздействию излучения.

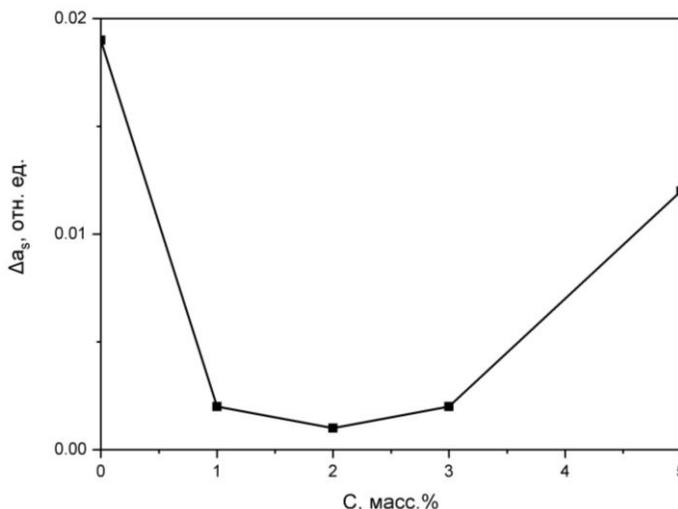


Рис. 3. Зависимость изменения коэффициента поглощения a_s при времени облучения 70 мин от концентрации наночастиц SiO_2 при модифицировании полипропилена

Выводы

1. Выполнено модифицирование полипропилена наночастицами SiO_2 в диапазоне концентраций 1–5 мас. %.

2. Исследованы оптические свойства модифицированного полипропилена до и после облучения электронами.

3. Установлено, что модифицирование приводит к существенно-му увеличению радиационной стойкости оптических свойств полипропилена.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 20-32-90096.

ЛИТЕРАТУРА

1. Kondyurin A., Naseri P., Tilley J., Nosworthy N., Bilek M., Mckenzie D. (2012). Archive HRP on PE. Verspecht J., Root D.E. Polyharmonic Distortion Modeling // IEEE Microwave Magazine. – 2006. – Vol. 7, Is. 3. – P. 44–57.

2. Милинчук В.К. Радиационная стойкость органических материалов / В.К. Милинчук, В.И. Тупиков. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 271 с.

3. ASTM E490-00a. Standard Solar Constant and Zero Air Mass Solar Spectral Irradiance Tables, ASTM International, West Conshohocken, PA, 2019.

УДК 629.7.023.2:535.362

ИССЛЕДОВАНИЕ ОПТИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ПОРОШКОВ BaSO_4 ПРИ ОДНОВРЕМЕННОМ ОБЛУЧЕНИИ КВАНТАМИ СОЛНЕЧНОГО СПЕКТРА И ЭЛЕКТРОНАМИ

М.М. Михайлов, рук. лаб. РКМ; А.Н. Лапин, с.н.с. лаб. РКМ; С.А. Юрьев, с.н.с. лаб. РКМ; В.В. Каранский, аспирант каф. физики г. Томск, TVCYP, membrana2010@mail.ru

Исследовали изменение спектров диффузного отражения и интегрального коэффициента поглощения солнечного излучения модифицированных наночастицами SiO_2 порошков BaSO_4 при раздельном и совместном облучении электронами с энергией 30 кэВ и квантами солнечного спектра (КСС) с интенсивностью, в 3 раза превышающей солнечную.

Ключевые слова: порошки, сульфат бария, наночастицы, облучение, кванты солнечного спектра, электроны, состав, оптические свойства.

В космическом пространстве на материалы внешних поверхностей (МВП) одновременно, последовательно или раздельно действуют несколько различных видов излучений. В наземных условиях в связи с техническими и экономическими трудностями и по другим причинам испытания таких материалов проводят при раздельном действии излучений. По сумме изменений рабочих характеристик при раздельном облучении оценивают их пригодность и сроки службы на конкретных орбитах. Как показали результаты исследований [1], такой способ приводит к ошибкам, обусловленным синергетическими эффектами (СГЭ), возникающими при совместном действии излучений.

Одними из главных видов излучений на большинстве орбит является электромагнитное излучение Солнца (ЭМИ) и электроны. На таких широко известных орбитах, как геостационарная (ГСО) и высокоэллиптическая (ВЭО) спектры электронов таковы, что максимальные потоки соответствуют энергии в десятки кэВ [2].

Целью настоящей работы является исследование изменений интегрального коэффициента поглощения солнечного излучения (a_s) перспективного пигмента для терморегулирующих покрытий (ТРП) космических аппаратов (КА) на основе порошка BaSO_4 , модифицированного наночастицами SiO_2 ($n\text{BaSO}_4$), при раздельном и одновременном облучении электронами и КСС.

Исследования выполнены на порошке BaSO_4 фирмы NACALAI TESQUE, INC. класса EP (Extra Pure Reagent), модифицированном нанопорошком SiO_2 (3 мас. %) твердотельным способом при 800 °C ($n\text{BaSO}_4$). Регистрацию спектров диффузного отражения после каждого периода облучения осуществляли в вакууме ($P < 5 \cdot 10^{-7}$ торр) на месте облучения образцов (in situ) в имитаторе условий КП «Спектр» [3]. Осуществляли одновременное облучение электронами ($E = 30$ кэВ, $\varphi = 2,5 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2} \cdot \text{с}^{-1}$, $\Phi \leq 7 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-2}$) и КСС в течение 3, 6, 8, 10 и 12 ч при $E_S = 3$ эсэ, (эсэ – эквивалент солнечного облучения, равный $0,139 \text{ Вт} \cdot \text{см}^{-2}$).

По спектрам ρ_λ рассчитывали коэффициент поглощения a_s до и после облучения по методике Джонсона [4] с использованием международных стандартов [5, 6] и определяли его изменение ($\Delta a_s = a_{s\text{ф}} - a_{s0}$), которое и является мерой радиационной стойкости. Рассчитывали коэффициент аддитивности ($K_{\text{адд}}$), как отношение суммы значений Δa_s при раздельном облучении электронами и КСС к значениям Δa_s при одновременном облучении.

Результаты экспериментальных исследований и расчетов показали, что одновременное облучение приводит к меньшим изменениям коэффициента поглощения по сравнению с суммой изменений при раздельном облучении.

Для времени облучения 3, 6, 8, 10 и 12 ч и флюенса электронов $(3, 6, 8, 10, 12) \cdot 10^{16} \text{ см}^{-2}$ значения Δa_s составляют соответственно:

- при одновременном облучении 0,124; 0,189; 0,219; 0,250; 0,276;
- сумма при раздельном облучении 0,123; 0,1884; 0,231; 0,269; 0,299;
- коэффициент аддитивности 0,992; 0,994; 1,055; 1,076; 1,083.

Выводы

1. При совместном облучении электронами с энергией 30 кэВ и квантами солнечного спектра с интенсивностью, в 3 раза большей солнечной, модифицированного наночастицами SiO_2 порошка-пигмента для терморегулирующих покрытий космических аппаратов

изменения интегрального коэффициента поглощения близки сумме изменений при раздельном действии этих видов излучений.

2. Коэффициент аддитивности, определяемый отношением суммы значений Δa_s при раздельном облучении к сумме значений Δa_s при одновременном облучении, в зависимости от времени облучения составляет от 0,992 до 1,083.

3. Полученные результаты при одновременном и раздельном действии электронов с энергией 30 кэВ и квантов солнечного спектра показывают, что при наземных испытаниях пигмента $n\text{BaSO}_4$ возможно заменить одновременное облучение электронами и КСС раздельным.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ, Госзадание № FEWM-2020-0038.

ЛИТЕРАТУРА

1. Brown R.R., Fogdall L.B., Cannaday S.S. Elektron-Ultrafiolet radiation effects on thermal control coatings // Progress in astronautics: principles of spacecraft and entry. – 1969. – Vol. 21. – P. 697–724.

2. Михайлов М.М. Радиационное и космическое материаловедение: учеб. пособие. – Томск, изд-во Том. ун-та, 2008. – 440 с.

3. Kositsyn L.G., Mikhailov M.M., Kuznetsov N.Ya., Dvoretiskii M.I. Apparatus for Study of Diffuse–Reflection and Luminescence Spectra of Solids in Vacuum (Article) // Instruments and experimental techniques. – New York, July 1985. – Vol. 28, Is. 4, pt. 2. – P. 929–932.

4. Johnson F.S. The solar constant // J. Meteorological. – 1954. – Vol. 11, № 6. – P. 431–439.

5. ASTM E490-00a Standard Solar Constant and Zero Air Mass Solar Spectral Irradiance Tables, 2005.

6. ASTM E903–96. Standard Test Method for Solar Absorptance, Reflectance, and Transmittance of Materials Using Integrating Spheres, 2005.

УДК 629.7.023.2:535.362

ОДНОВРЕМЕННОЕ И РАЗДЕЛЬНОЕ ОБЛУЧЕНИЕ ЭЛЕКТРОНАМИ И ПРОТОНАМИ ПОРОШКА BaSO_4 В УСЛОВИЯХ, ИМИТИРУЮЩИХ ИХ СПЕКТРЫ НА ВЫСОКИХ ОРБИТАХ

М.М. Михайлов, руководитель лаб. РКМ;

А.Н. Лапин, с.н.с. лаб. РКМ; С.А. Юрьев, с.н.с. лаб. РКМ;

В.В. Каранский, аспирант каф. физики

г. Томск, ТУСУР, membrana2010@mail.ru

Исследовали процессы образования и накопления центров поглощения по изменению спектров диффузного отражения в УФ, видимой, ближней ИК и ИК-областях при раздельном и одновременном

облучении протонами и электронами порошков BaSO_4 , модифицированных наночастицами SiO_2 .

Ключевые слова: порошки, синтез, сульфат бария, наночастицы, модифицирование, оптические свойства, электроны, протоны, облучение отдельно, одновременно.

Порошки BaSO_4 обладают высокой отражательной способностью и большой шириной запрещенной зоны, что дает малое значение интегрального коэффициента поглощения солнечного излучения (a_s). Модифицирование наночастицами порошков BaSO_4 ($n\text{BaSO}_4$), как и других отражающих порошков, позволяет существенно увеличить их стойкость к действию различных видов излучений [1]. Поэтому исследования радиационной стойкости порошков BaSO_4 представляет научную ценность и практическую значимость.

Исследовали изменение состава, структуры и спектров диффузного отражения (ρ_λ) в УФ, видимой, ближней ИК- и ИК-областях спектра (от 0,2 до 25 мкм) при отдельном и одновременном облучении электронами с энергией 30 кэВ и протонами с энергией 5 кэВ модифицированного наночастицами SiO_2 в количестве 3 масс. % порошка микронных размеров BaSO_4 . Значения энергий выбраны с учетом их спектров на высоких орбитах космических аппаратов (геостационарной: $r = 36000$ км и высокоэллиптической: $r_1 = 400$ км, $r_2 = 40000$ км) [2, 3]. Регистрацию спектров ρ_λ до и после каждого периода облучения осуществляли в вакууме на месте облучения (*in situ*) [4]. Это позволяло избежать процессов взаимодействия образующихся при облучении радиационных дефектов с газами атмосферы и увеличить точность определения истинной деградации оптических свойств.

Описаны процессы образования и накопления центров поглощения при отдельном и одновременном облучении порошков $n\text{BaSO}_4$. Показано, что за счет ионизационных процессов при облучении электронами и, в основном, упругих соударений при облучении протонами в спектрах наведенного поглощения образуются полосы в области от 200 до 600–800 нм, обусловленные дефектами анионной подрешетки SO_4^{2-} , SO_4^- , SO_3^- , SO_2^- , O^- . В более длинноволновой области поглощение отсутствует. Определенный вклад в изменение оптических свойств могут вносить ОН-группы, образованные как при термализации протонов, так и за счет существующих до облучения молекул воды.

Установлено, что при значениях флюенса электронов до $\Phi_e = 9 \cdot 10^{16} \text{см}^{-2}$ и флюенса протонов до $\Phi_p = 6 \cdot 10^{16} \text{см}^{-2}$ изменение оптических свойств порошка $n\text{BaSO}_4$ при одновременном облучении больше по сравнению с суммой изменений при отдельном облуче-

нии. Отличие достигает 1,26 раза. Описаны процессы образования и накопления центров поглощения при раздельном и одновременном облучении $n\text{BaSO}_4$.

Авторы выражают признательность инженеру лаборатории радиационного и космического материаловедения Е.В. Комарову за неоценимую помощь при выполнении экспериментальных исследований.

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 // Publishing house of Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics. – 2019. – Vol. 6. – 312 p.
2. ASTM E490-00a. Standard Solar Constant and Zero Air Mass Solar Spectral Irradiance Tables, 2005.
3. ASTM E903-96. Standard Test Method for Solar Absorptance, Reflectance, and Transmittance of Materials Using Integrating Spheres, 2005.
4. Kositsyn L.G., Mikhailov M.M., Kuznetsov N.Y., Dvoretiskii M.I. Apparatus for study of diffuse-reflection and luminescence spectra of solids in vacuum // Instruments and experimental techniques. – N.Y., 1985. – Vol. 28. – P. 929–932.

УДК 537.52

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ЭМИССИИ ЭЛЕКТРОНОВ НА НАПРЯЖЕНИЕ ГОРЕНИЯ КОНТРАГИРОВАННОГО ДУГОВОГО РАЗРЯДА ПРИ ФУНКЦИОНИРОВАНИИ В ФОРВАКУУМЕ

А.В. Казаков, доцент каф. физики;

А.С. Кузьмин, студент каф. ФЭ;

Н.А. Панченко, доцент каф. физики

г. Томск, ТУСУР, andrykazakov@gmail.com

В форвакуумном плазменном источнике при эмиссии электронов из плазмы, формируемой контрагированным дуговым разрядом, наблюдается уменьшение напряжения горения разряда. Увеличение давления приводит к большему уменьшению напряжения горения контрагированного дугового разряда.

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

Плазменные источники обеспечивают генерацию импульсных и непрерывных электронных пучков в широком диапазоне рабочих давлений и в присутствии активной газовой среды (азот, кислород и др.) [1–3]. Для генерации плазмы, из которой извлекаются электроны, в

данных источниках часто применяется дуговой разряд с катодными пятнами. Такой тип разряда имеет как преимущества, например, большой ток разряда, широкий диапазон длительностей импульса и т.д., так и недостатки. В частности, хаотичное перемещение катодного пятна и другие процессы, происходящие в катодной области разряда (например, формирование паров и микрокапель катодного материала), могут оказывать негативное влияние на параметры плазменного источника. Для уменьшения негативного влияния данных процессов в традиционных источниках, формирующих электронные пучки при давлении 10^{-3} – 10^{-1} Па, прибегают к контрагированию дугового разряда [1, 4].

Аналогичный подход для улучшения определенных характеристик электронного источника целесообразно использовать и для форвакуумного плазменного источника импульсного электронного пучка. Ранее были проведены исследования предельных параметров контрагированного дугового разряда и особенностей формирования эмиссионной плазмы с помощью данного типа разряда в форвакуумном импульсном плазменном источнике электронов [5]. Цель данной работы – исследование влияния эмиссии электронов на горение контрагированного дугового разряда в форвакуумном источнике электронов.

Экспериментальная установка и методика эксперимента. В исследованиях влияния эмиссии электронов на напряжение горения контрагированного дугового разряда использовалась электродная система форвакуумного плазменного источника электронов на основе контрагированной дуги, описание которой представлено в [5]. Форвакуумный источник электронов размещался на фланце вакуумной камеры (рис. 1). Рабочее давление p устанавливалось варьированием скорости напуска газа (азот) в вакуумную камеру при постоянной скорости откачки камеры с помощью механического вакуумного насоса. Питание источника осуществлялось импульсным блоком питания разряда и высоковольтным источником постоянного ускоряющего напряжения. Данный блок питания разряда, основанный на схеме частичной разрядки конденсатора, обеспечивал импульсы тока I_d дугового разряда с формой, близкой к прямоугольной. Длительность импульса в экспериментах составляла 150 мкс при частоте следования импульсов 1 Гц. С помощью высоковольтного блока подавалось постоянное ускоряющее напряжение U_a , которое обеспечивало извлечение и ускорение электронов из плазмы, формируемой контрагированным дуговым разрядом. Ток I_d разряда измерялся трансформатором тока, а измерения напряжения U_d горения разряда и ускоряющего

напряжения U_a осуществлялись высоковольтными делителями напряжения TESTEC HVP-15HF.

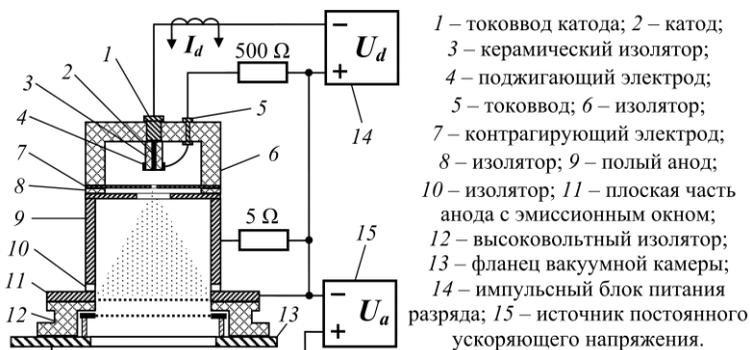
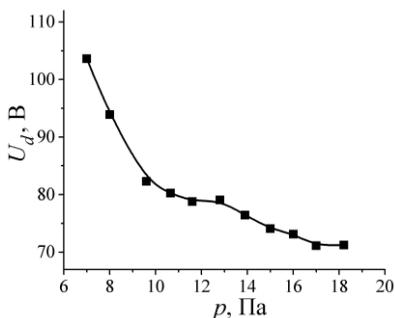


Рис. 1. Схема экспериментальной установки

Результаты экспериментов и их анализ. Проведенные исследования показали, что в форвакуумном диапазоне давлений при эмиссии электронов из плазмы, формируемой контрагированным дуговым разрядом, наблюдается уменьшение напряжения горения контрагированной дуги. На рис. 2 представлена зависимость напряжения U_d горения контрагированного дугового разряда от давления p рабочего газа при неизменном ускоряющем напряжении U_a (на графике представлены усредненные по импульсу значения U_d).

Рис. 2. Зависимость напряжения U_d горения контрагированного дугового разряда от давления p газа, $I_d = 14$ А, $U_a = 1,6$ кВ



Увеличение давления p приводит к уменьшению напряжения горения U_d контрагированного дугового разряда. Данное уменьшение U_d , наблюдаемое в условиях эмиссии электронов, обусловлено, по-видимому, улучшением условий формирования разрядной плазмы вследствие проникновения в разрядный промежуток обратного ионного потока, который формируется из пучковой плазмы, генерируе-

мой на пути распространения электронного пучка. Ток данного ионного потока увеличивается с ростом давления газа [3].

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 20-08-00123.

ЛИТЕРАТУРА

1. Окс Е.М. Источники электронов с плазменным катодом: физика, техника, применения. – Томск: Изд-во НТЛ, 2005. – 216 с.
2. Krasik Y.E. et al. Pulsed plasma electron sources // *Physics of Plasmas*. – 2009. – Vol. 16, No. 5. – P. 057103.
3. Бурдовицин В.А. и др. Опыт разработки и применения форвакуумных плазменных электронных источников // *Доклады ТУСУРа*. – 2016. – Т. 19, № 2. – С. 5–10.
4. 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.
5. 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.

УДК 621.382

ИССЛЕДОВАНИЕ ОСОБЕННОСТЕЙ ФОРМИРОВАНИЯ ПРИБОРНЫХ СТРУКТУР ГЕТЕРОБИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ НА АРСЕНИДЕ ГАЛЛИЯ

*Ю.В. Пилипенко, магистрант каф. ФЭ;
Ф.И. Федотова, нач. технологической группы АО «НИИПП»
г. Томск, ТУСУР, julia.pilipenko97@mail.ru*

Проведена разработка технологии создания гетеробиполярных транзисторов на арсениде галлия. Детально рассмотрена технология вскрытия слоев базы. Показано, что в процессе травления многочисленных слоев эмиттера можно проводить визуальный контроль процесса по изменению цвета слоев.

Ключевые слова: гетеробиполярные транзисторы, травление слоев эмиттера, GaAs, InGaP, AlGaAs.

Целью настоящей работы является детальный анализ особенностей проведения некоторых технологических операций, важных при изготовлении гетеробиполярных транзисторов (ГБТ) на арсениде галлия.

Поскольку конструкция ГБТ обычно выполнена в виде вертикальной структуры, состоящей из нанометровых слоев разного состава и типа проводимости, то наиболее сложными технологическими задачами при изготовлении таких транзисторов являются процессы,

связанные с прецизионным вскрытием заданных слоев для формирования на них контактов.

ГБТ на основе арсенида галлия, как правило, изготавливают на структурах с гетеропереходами (эмиттер–база) двух типов: $n\text{-AlGaAs}/p\text{-GaAs}$ либо $n\text{-InGaP}/p\text{-GaAs}$ [1]. Ключевыми технологическими операциями при создании этих транзисторов является вскрытие областей базы и формирование на них контактов. В настоящей работе проводилась отработка технологических процессов создания ГБТ, причем особое внимание уделялось процессам прецизионного химического вскрытия областей базы для формирования контактов.

В таблице показаны параметры слоев для двух типов эпитаксиальных структур, которые использовались в экспериментах. Структуры диаметром 3 дюйма выращивались методом молекулярно-лучевой эпитаксии на фирме ООО «Коннектор Оптик», г. Санкт-Петербург.

Параметры двух типов эпитаксиальных структур

Области транзистора	Толщина слоя, нм	Тип проводимости	Состав слоя для структур первого типа ($n\text{-AlGaAs}/p\text{-GaAs}$)	Состав слоя для структур второго типа ($n\text{-InGaP}/p\text{-GaAs}$)	Концентрация носителей заряда, см^{-3}
Эмиттер	45	n^+	$\text{In}_{0,5}\text{Ga}_{0,5}\text{As}$	$\text{In}_{0,5}\text{Ga}_{0,5}\text{As}$	$>8 \times 10^{18}$
	45	n^+	$\text{In}_{0,5}\text{Ga}_{0,5}\text{As} \rightarrow \text{GaAs}$	$\text{In}_{0,5}\text{Ga}_{0,5}\text{As} \rightarrow \text{GaAs}$	$>8 \times 10^{18}$
	100	n^+	GaAs	GaAs	5×10^{18}
	50	n	GaAs	GaAs	5×10^{17}
	50	n	$\text{Al}_{0,3}\text{Ga}_{0,7}\text{As}$	$\text{In}_{0,49}\text{Ga}_{0,51}\text{P}$	3×10^{17}
База	80	p^+	GaAs	GaAs	1×10^{19}
Коллектор	600	n	GaAs	GaAs	3×10^{16}
Субколлектор	700	n^+	GaAs	GaAs	5×10^{18}

В стандартных маршрутах изготовления ГБТ первоначально формируют омические контакты эмиттера, а для создания металлических контактов базы дважды проводят жидкостное травление слоев эмиттера с использованием двух литографий [2].

Сначала, жидкостным травлением удаляют четыре верхних слоя эмиттера (см. таблицу), оставляя для разных типов структур, соответственно, слои AlGaAs и InGaP, а затем, после проведения литографии для формирования контактов базы, вскрывают слой широкозонного полупроводника (AlGaAs или InGaP) и наносят металл на открытые области базы из GaAs. В большинстве работ для травления слоев эмиттера в структуре первого типа используют травители на основе

фосфорной или серной кислоты [3]. Известные травители не позволяют достаточно селективно травить пограничные слои AlGaAs и GaAs. После многочисленных экспериментов была отработана технология удаления верхних слоев эмиттера в травителе, содержащем водный раствор аммиака и перекиси водорода: $\text{NH}_4\text{OH}:\text{H}_2\text{O}_2:\text{H}_2\text{O}$ (4:1,4:200), скорость травления слоев составила 140 нм/мин.

Для прецизионного дотравливания слоя AlGaAs использовался раствор $\text{C}_6\text{H}_8\text{O}_7:\text{H}_2\text{O}_2:\text{H}_2\text{O}$ (1:9:140) со скоростью травления 10 нм/мин.

Было замечено, что при вскрытии каждого нового слоя полупроводниковая пластина в процессе травления заметно меняла цвет. Так слои InGaAs имеют светло-зеленый цвет, слои AlGaAs имеют матово-серый цвет, слои GaAs глянцево-серый цвет.

При проведении процессов травления слоев эмиттера на пластине контроль процессов проводился по времени травления, а также визуально по изменению цвета поверхности пластины. Окончательный контроль проводился путем зондовых измерений параметров соответствующих слоев. Так, на рис. 1 показана вольтамперная характеристика (ВАХ) базового слоя $p^+\text{-GaAs}$ (после удаления слоев эмиттера) при контакте к нему двух металлических зондов.

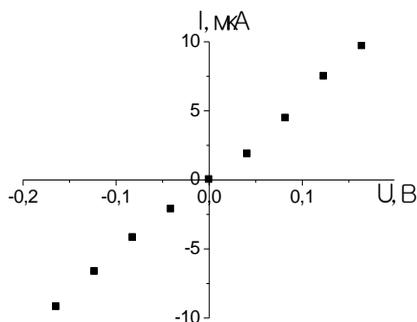


Рис. 1. ВАХ базовой области с точечными контактами зондов

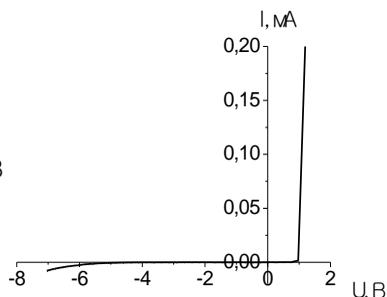


Рис. 2. ВАХ перехода эмиттер-база с точечным контактом

Как видно из рис. 1 ВАХ в этом случае почти линейна, поскольку контакты металл- $p^+\text{-GaAs}$ являются омическими. При этом ВАХ, показанная на рис. 2 для случая, когда один зонд контактирует с базой, а второй с омическим контактом эмиттера, иллюстрирует наличие $p\text{-}n$ -перехода.

Для гетероструктуры второго типа с широкозонным эмиттером InGaP проведение процессов травления слоев эмиттера существенно проще, поскольку травление слоев GaAs можно проводить селективно по отношению к InGaP. В нашей работе слои эмиттера травились в

селективном травителе $\text{H}_2\text{SO}_4:\text{H}_2\text{O}_2:\text{H}_2\text{O}$ (1:2,5:50) со скоростью травления 200 нм/мин. Слой InGaP удаляли в соляной кислоте $\text{HCl}:\text{H}_2\text{O}$ (1:1) со скоростью травления 125 нм/мин. При травлении гетероструктур второго типа также осуществлялся визуальный контроль процесса. При вскрытии слоя InGaP цвет пластины менялся с серого-глянцевого до темно-коричневого. На структурах второго типа также проводились измерения электрических параметров слоев. Однако, в отличие от процессов травления структур первого типа, для вторых – процессы травления не требовали точного определения моментов вскрытия слоев, так как указанные травители селективно травят GaAs и InGaP .

При изготовлении ГБТ выполнялась следующая последовательность основных технологических операций. С использованием литографии и процессов вакуумного напыления на поверхности структуры создавались контакты эмиттера. Затем проводилось травление эмиттерных слоев до слоя широкозонного полупроводника. Создавались контакты к базе путем травления оставшегося слоя эмиттера и напыления пленок Ti/Pt/Au . Проводилось меза-травление структуры. К слою субколлектора создавались омические контакты на основе AuGeNi . Проводилось меза-травление до полуизолирующей подложки. И, наконец, создавались разводка и мостиковые соединения с использованием фотолитографии и электрохимического осаждения. После создания контактов к базе подавляющее число технологических операций хорошо отработаны и широко используются, например, при создании интегральных схем на pin -диодах [4].

На рис. 3 показана конструкция созданного ГБТ на структуре второго типа, а на рис. 4 представлена его выходная характеристика (шаг ступеньки 0,05 мА).

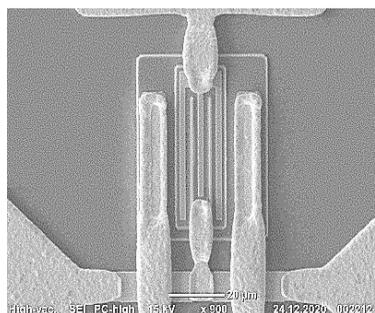


Рис. 3. СЭМ изображение ГБТ

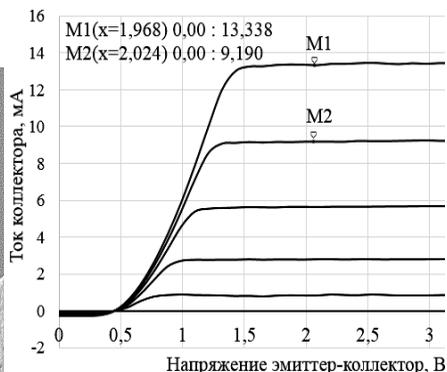


Рис. 4. Выходная ВАХ ГБТ

Коэффициенты усиления по току для обоих типов структур лежали в диапазоне $\beta = 60\text{--}120$. Предельная частота усиления по току для ГБТ с эмиттером $1,4 \times 20 \text{ мкм}^2$ составляла $f_t = 37 \text{ ГГц}$.

Итак, в результате проведенных исследований была отработана технология важных моментов создания ГБТ на арсениде галлия. Подобраны составы травителей, позволяющие выделять области эмиттера для двух типов структур, получены экспериментальные образцы ГБТ. Установлено, что разработанная технология позволяет достаточно просто и воспроизводимо создавать транзисторы даже в отсутствие селективных травителей слоев эмиттера и базы для гетероструктур первого типа.

ЛИТЕРАТУРА

1. Baca A.G, Ashby C.I.H. Fabrication of GaAs devices. The Institution of Engineering and Technology. – United Kingdom: London, 2005. – 370 p.

2. Current gain improvement of InGaP/GaAs HBT by a newly developed emitter ledge process / J.M Lee, S.I Kim, K.H. Lee, C.W. Ju // Korean Physical Society. – 2003. – Vol. 42. – P. 518–521.

3. Clawson A.R. Guide to references on III–V semiconductor chemical etching // Materials Science and Engineering. – 2000. – 438 p.

4. СВЧ *p-i-n*-диоды на основе гетероструктур AlGaAs/GaAs / Г.И. Айзенштат, В.Г. Божков, А.Ю. Ющенко, Е.А. Монастырев, И.М. Добуш // Изв. вузов. Физика. – 2010. – № 9/2. – С. 310–314.

УДК 537.525

ОСОБЕННОСТИ ЗАЖИГАНИЯ РАЗРЯДА ЧЕРЕЗ УЗКУЮ ПРОТЯЖЕННУЮ ЩЕЛЬ В КАТОДЕ БОЛЬШОГО ОБЪЕМА

А.А. Поддубнов, студент; А.С. Климов, проф. каф. физики;

В.Т. Чан, аспирант

г. Томск, ТУСУР, klimov@main.tusur.ru

Исследовано зажигание тлеющего разряда через узкую протяженную щель в катодной полости большого объема в разрядной системе форвакуумного плазменного электронного источника. Установлено, что ток, при котором происходит переключение разряда в режим полого катода, определяется протяженностью щелевой апертуры в катодной полости, а также давлением газа.

Ключевые слова: разряд с полым катодом, тлеющий разряд, форвакуумный диапазон давлений, плазменный источник электронов.

Тлеющий разряд с полым катодом находит применение в источниках электронных пучков. За счет осцилляций электронов в таких разрядных системах концентрация плазмы много больше concentra-

ции, достигаемой в случае использования плоских катода и анода [1, 2]. Разрядные системы изготавливают на основе цилиндрического полого катода и плоского анода. Извлечение электронов осуществляется через отверстие в аноде. Формируемый при этом электронный пучок имеет цилиндрическую форму и применяется для локальной обработки различных материалов.

Для обработки протяженных изделий либо создания пучковой плазмы большой площади для последующей плазменной обработки целесообразнее использовать электронный пучок в виде ленты. Такие пучки получаются, если извлечение электронов происходит через протяженное эмиссионное окно в аноде. Катод такого источника представляет собой полость с протяженной щелью. Источники электронов такого типа позволяют формировать ленточные электронные пучки в условиях форвакуумного диапазона давлений, где используются для генерации пучковой плазмы. Изучение особенностей генерации и транспортировки таких пучков отражено в работах [3, 4], большая часть которых посвящена изучению эмиссии из протяженного катода, а также транспортировки таких пучков. Особенности зажигания разряда в протяженной катодной полости в случае достаточно узкой выходной щели до настоящего времени не исследовались. Цель настоящей работы в исследовании факторов, влияющих на зажигание разряда в протяженной катодной полости в случае, когда поперечный размер щели в катоде не превышает нескольких миллиметров.

Экспериментальная установка и методика эксперимента. Для проведения экспериментов использовался плазменный источник ленточного электронного пучка, работающий в форвакуумной области давления (рис. 1).

Генератором плазмы тлеющего разряда являются, изготовленные из нержавеющей стали, протяженный полый катод 1, плоский анод 2. Плоские части катода–анода были перекрыты вставками из фторопласта 3 для того, чтобы ограничить область зажигания разряда. В качестве изолятора использовался капролоновый изолятор 4. Напряжение, подаваемое на промежуток катод–анод U_d при помощи источника питания 5, изменялось от 0 до 10 кВ. Ток разряда I_d измерялся с помощью амперметра 6, а напряжение U_d на разрядном промежутке измерялось при помощи осциллографа 7. Катод перекрывался металлическими пластинами 8 толщиной 2 мм с различной шириной щели $b_{щ}$ (от 0,4 до 2 мм), длина щели менялась от 2 до 30 мм. Расстояние между пластиной в катоде и анодом $d_{а-к}$ составляло 8 мм. Ширина щели в аноде 1 см. Разрядный промежуток размещался на вакуумной камере 9, откачиваемой форвакуумным насосом. Давление p газа в камере

регулировалось скоростью подачи рабочего газа, в качестве которого использовался аргон.

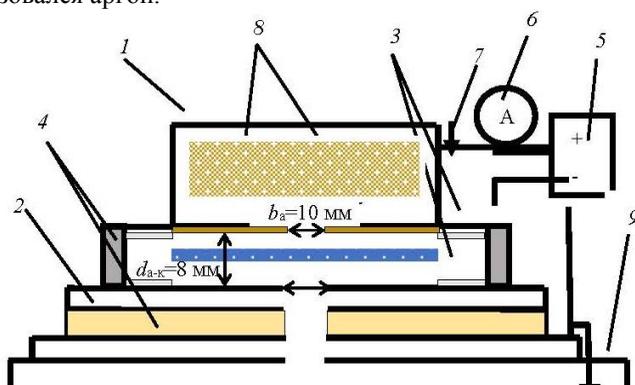


Рис. 1. Схема экспериментальной установки:

- 1 – протяженный полый катод; 2 – плоский анод; 3 – вставки из фторопласта; 4 – изоляторы; 5 – источник питания; 6 – амперметр; 7 – осциллограф; 8 – металлические пластины; 9 – вакуумная камера

Результаты экспериментов и их анализ. На рис. 2, 3 представлены ВАХ разряда в зависимости от давления внутри камеры.

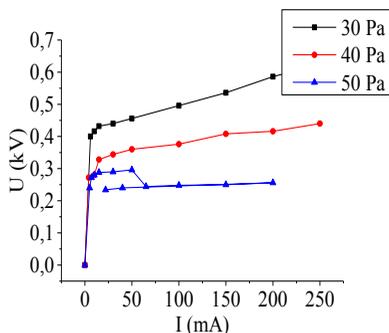


Рис. 2. ВАХ разряда в зависимости от давления внутри камеры при ширине щели 1 мм и длине 12 мм

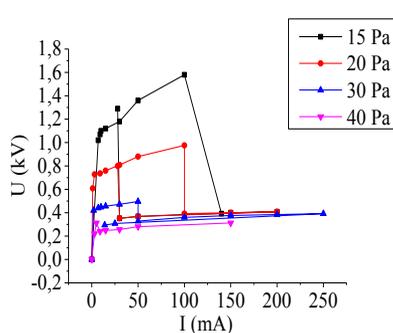


Рис. 3. ВАХ разряда в зависимости от давления внутри камеры при ширине щели 1 мм и длине 18 мм

На рис. 2 видно, что с ростом давления внутри камеры уменьшается напряжение зажигания разряда. При давлениях ниже 50 Па разряд горит в промежутке между плоскими частями катода и анода, область на рис. 1. Очевидно, что протяженность ионного слоя в этом случае достаточно высока по сравнению с размерами щели в катодной полости и разряд не может проникнуть в полый катод. При давлении

50 Па и токе разряда 60 мА наблюдается разрыв ионного слоя и происходит проникновение разряда в полость катода. На рис. 3 также видно, что с ростом давления внутри камеры уменьшается напряжение зажигания разряда. Увеличение длины щели позволило заряду загораться в полости при меньших давлениях и напряжениях.

Работа выполнена при поддержке Министерства высшего образования и науки, грант FEWM -2020-0038.

ЛИТЕРАТУРА

1. Метель А.С. Тлеющий разряд с электростатическим удержанием электронов. Физика–Техника–Применение / А.С. Метель, С.Н. Григорьев. – М: ИЦ ГОУ МГТУ «Станкин», 2005. – 294 с.
2. Москалев Б.И. Разряд с полым катодом. – М.: Энергия, 1969. – 184 с.
3. Klimov A.S., Zenin A.A. Generation of homogeneous emission plasma in a discharge system with an extended hollow cathode // Journal of Physics: Conference Series. – 2018. – Vol. 1115, № 3.
4. Klimov A.S., Bakeev I.Y., Oks E.M., Tran V.T., Zenin A.A. Plasma electron source for generating a ribbon beam in the forevacuum pressure range // Review of Scientific Instruments. – 2020. – Vol. 91(4). – P. 043505.

УДК 544.2

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ЭЛЕКТРОННОГО ОБЛУЧЕНИЯ НА МИКРОПОРОШКИ ЖЕЛЕЗА МЕТОДОМ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО ТЕРМИЧЕСКОГО АНАЛИЗА

Д.Г. Токмакова, магистрант, м.н.с. лаб. ИОР каф. ФЭ;

Ю.С. Приходько, магистрант каф. ФЭ

Научный руководитель А.В. Мостовицков, доцент каф. ФЭ, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, dashytka.tokmakova@mail.ru

Представлены результаты дифференциального термического анализа дисперсного порошка железа, подвергнутого действию электронного облучения. Установлено, что электронное облучение с энергией 360 кэВ можно рекомендовать для модифицирования структуры и изменения свойств порошков железа.

Ключевые слова: микропорошки железа, электронное облучение, дифференциальный термический анализ.

Металлические порошки всегда играли важную роль в развитии технологий, поскольку они позволяли получать новые материалы и продукты, которые не могут быть изготовлены с использованием традиционных технологий. В последние десятилетия они использовались для создания принципиально новых материалов с микрокристаллическими, наноразмерными и аморфными структурами. Значительно

улучшить физические, механические и функциональные свойства изделия позволяет их уникальная структура [1]. Микропорошки железа стали более широко использоваться. Они связаны с производством высокоэнергетических материалов, пиротехники, добавками и компонентами в синтезе неорганических материалов, аддитивной технологией и материалами электронной техники [2].

В связи с развитием технологий нано- и субмикронных материалов влияние электронных пучков на наноструктуры представляет значительный интерес. Ускоренные потоки электронов (электронные пучки) используются в технологиях, которые изменяют свойства полупроводниковых кристаллов, изменяют микроструктуру металлических поверхностей [2].

В настоящей работе было исследовано влияние электронного пучка на теплохимические свойства микропорошков металлов. В качестве объектов исследования выбраны микропорошки железа. В качестве основного метода исследования закономерностей изменения свойств порошков металлов после облучения был использован метод дифференциального термического анализа [3].

Для облучения микропорошков Fe использовали поток ускоренных электронов с кинетической энергией до 360 кэВ, который генерировали с использованием импульсного электронного ускорителя АСТРА-М, разработанного в Томском политехническом университете. Излучение образцов выполняли с шагом по поглощённой дозе 7 кГр.

Дальнейший дифференциальный термический анализ проводился с использованием термоанализатора SDTQ600 TAInstrument (USA).

В таблице представлены следующие характеристики, полученные с помощью дифференциального термического анализа: начальная масса $m_{нач}$, остаточная масса $m_{ост}$, масса после десорбции примеси относительно начальной в процентах Δm , изменение массы на первой стадии окисления относительно начальной в процентах $\Delta m_{1ст}$, изменение массы на второй стадии окисления относительно начальной в процентах $\Delta m_{2ст}$, тепловой эффект окисления первой стадии, температура окисления $T_{окис}$.

При облучении микропорошка Fe с увеличением дозы облучения изменение массы после десорбции примеси не имеет ярко выраженной зависимости и варьируется в пределах от 0,19 до 0,39% относительно начальной массы, однако для последних 4 образцов эта величина становится постоянной и равна 0,22%. Изменения масс на 1-й и 2-й стадии окисления также не имеют ярко выраженных зависимостей и варьируются в пределах от 31,27 до 35,82 и от 2,67 до 6,92% соот-

ответственно. Тепловой эффект окисления 1-й стадии изменяет свои значения в пределах от 4181 до 5339 Дж/г.

Результаты дифференциального термического анализа

№ образца	$m_{нач}$, мг	$m_{ост}$, мг	Δm , %	$\Delta m_{1ст}$, %	$\Delta m_{2ст}$, %	Тепл. эфф. окис. 1-й ст., Дж/г	$T_{окис}$, °С
1	6,6240	9,234	0,34	35,1	2,67	5149	152,57
2	6,708	9,306	0,22	33,62	4,95	4954	170,49
3	6,8270	9,460	0,39	31,27	6,92	4181	152,39
4	6,5010	9,149	0,28	35,82	4,58	5169	156,34
5	6,788	9,526	0,26	34,43	5,62	5071	153,21
6	7,076	9,838	0,19	34,81	4,09	5339	167,46
7	6,934	9,553	0,32	30,70	6,71	4546	159,56
8	6,007	8,299	0,22	32,61	5,31	4705	162,37
9	7,239	10,03	0,22	32,53	5,98	4863	171,43
10	7,716	10,66	0,22	32,61	5,25	4938	154,36
11	7,9290	10,76	0,22	31,93	3,57	5014	171,88

Таким образом, изменение температуры и теплоты начала окисления свидетельствует о влиянии электронного облучения на дефектность кристаллической структуры. На основании этого электронное облучение с энергией 360 кэВ можно рекомендовать для модифицирования структуры и изменения свойств порошков металлов.

Работа выполнена коллективом научной лаборатории интегральной оптики и радиофотоники при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ в рамках соглашения № 075-03-2020-237/1 от 5 марта 2020 г. (внутренний номер проекта FEWM-2020-0040). Экспериментальные результаты получены с использованием оборудования ЦКП «Импульс» (регистрационный № 200568).

ЛИТЕРАТУРА

1. Гиршов В.Л. Современные технологии в порошковой металлургии: учеб. пособие / В.Л. Гиршов, С.А. Котов, В.Н. Цеменко. – СПб.: Изд-во политехн. ун-та, 2010. – 385 с.
2. Ильин А.П. Особенности физико-химических свойств нанопорошков и наноматериалов: учеб. пособие / А.П. Ильин, А.В. Мостовщиков, А.В. Коршунов, Л.О. Роот. – 2-е изд., испр. и доп. – Томск: Изд-во Том. политехн. ун-та, 2017. – 212 с.
3. Уэндландт У. Термические методы анализа / пер. с англ.; под ред. В.А. Степанова и В.А. Берштейна. – М.: Мир, 1978. – 526 с.

**РАЗРАБОТКА ТЕХНОЛОГИИ ПОЛУЧЕНИЯ ЛИНИЙ
ЗАТВОРА МЕТОДОМ ДВОЙНОГО ПАТТЕРНИРОВАНИЯ**
Е.Д. Тихонова, аспирант каф. микро- и нанoeлектроники МФТИ
Научный руководитель Е.С. Горнев, проф. каф.
микро- и нанoeлектроники МФТИ, член-корр. РАН, д.т.н.
г. Долгопрудный, МФТИ, yelena.tikhonova@phystech.edu

Продемонстрирован фотолитографический маршрут по технологии 90 нм для линий затвора с использованием метода двойного паттернирования. Была разработана и подготовлена управляющая информация, содержащая в себе поэтапные сведения процесса, начиная с разработки топологии фотошаблона до создания конечной структуры. Эффективность данного метода была продемонстрирована с помощью моделирования в программной среде Calibre.

Ключевые слова: фотолитография, затвор, мультипаттернирование, двойное паттернирование, разрешающая способность, моделирование.

Последние десятки лет микроэлектроника успешно и непрерывно развивалась, давая нам все более надежные и мощные устройства. Литография является одним из важнейших процессов полупроводниковой технологии [1]. Именно на данном процессе сосредоточены основные силы по поиску новых подходов для уменьшения критических размеров (CD, critical dimensions) транзисторов. К затворам, как правило, применяются наиболее жесткие требования при проведении фотолитографического процесса [1]. Поэтому изучение современных способов уменьшения длины затвора является актуальной задачей.

Чтобы понять, насколько сильно мы сможем миниатюризировать данное нам изображение, надо разобраться, каким образом определяется разрешение (полушаг, $P/2$) оптической системы [2]. В оптической литографии главный принцип определения разрешающей способности системы подчиняется критерию Рэлея (1):

$$P/2 = k_1(\lambda/NA). \quad (1)$$

Из данного соотношения можно заметить, что разрешение улучшается при повышении значения числовой апертуры линзы NA , при понижении параметра длины волны экспонирующего излучения λ , а также в случае уменьшения коэффициента k_1 , который дает нам представление о применяемом технологическом процессе.

Для длины волны 193 нм предельная аппаратная величина апертуры оптического сканера составляет 1,35. Это позволяет улучшить разрешение до 38 нм. Дальнейший переход к технологическим нор-

ных по различным тестовым структурам была построена оптическая модель процесса фотолитографии.

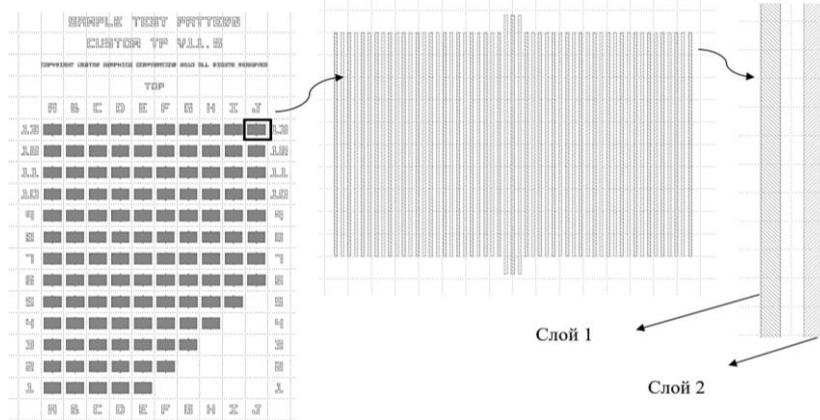


Рис. 2. Топология эксперимента

Были исследованы факторы, с помощью которых можно повлиять на изменение критических размеров, а также подобрано наилучшее процессное окно для топологии с учетом дозы, фокуса и температурных эффектов. В результате по итогам моделирования процесса фотолитографии удалось выяснить, что при соотношении размера линий 80 нм к шагу 155 нм удастся получить наилучшее разрешение линий.

Таким образом, в данной работе нам удалось построить усовершенствованный фотолитографический маршрут, с помощью которого можно получить улучшенное разрешение изображения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Красников Г.Я., Горнев Е.С. Развитие полупроводниковой микроэлектроники ОАО «НИИМЭ и МИКРОН» // История отечественной электроники: в 2-х т. – М., 2012.
2. Lambrechts W., Sinha S., Abdallah J.A., Prinsloo J. Extending Moore's Law through Advanced Semiconductor Design and Processing Techniques. – CRC Press Inc, 1 edition, 2018.
3. Wei Yayi, Brainard R.L. Advanced Processes for 193-нм Immersion Lithography. – Bellingham, Wash., SPIE, 2009.

**ИССЛЕДОВАНИЕ ФИЗИКО-ХИМИЧЕСКИХ
ХАРАКТЕРИСТИК МИКРО- И НАНОПОРОШКОВ
АЛЮМИНИЯ ПОСЛЕ ИМПУЛЬСНОГО СВЧ-ВОЗДЕЙСТВИЯ**

Ю.С. Приходько, Д.Г. Токмакова, магистранты каф. ФЭ

*Научный руководитель А.В. Мостовицков, доцент каф. ФЭ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, prihodko.js@mail.ru*

Представлены результаты рентгеноструктурного и дифференциального термического анализов дисперсного порошка алюминия, подвергнутого действию импульсного СВЧ-излучения. Установлено, что воздействие короткоимпульсного СВЧ-излучения приводит к существенному изменению физико-химических свойств порошков алюминия.

Ключевые слова: порошки алюминия, дифференциальный термический анализ, рентгеноструктурный анализ, теплота окисления, область когерентного рассеяния.

В настоящее время дисперсные порошки металлов находят широкое применение в промышленности. В огромном перечне материалов особое место занимают микро- и нанопорошки алюминия. Высокая скорость и теплота окисления, реакционная способность, наличие запасенной энергии обуславливают широкое применение порошков в производстве керамических диэлектрических теплоотводящих подложек для изделий микроэлектроники и оптоэлектроники; модифицирование смазочных и высокоэнергетических материалов [1]; технологии 3D-печати.

Среди всей совокупности свойств микро- и нанопорошков алюминия интерес к исследованию вызывают физико-химические параметры, такие как микронапряжения, область когерентного рассеяния, параметры кристаллической решетки, теплота окисления, физико-химические превращения в структуре материала. Данные параметры в значительной степени зависят от способа получения порошка. Относительно хорошо исследованы методы изменения физико-химических свойств порошков алюминия путем воздействия различными по своей природе видами излучения. В работе представлено исследование влияния электронной обработки на физико-химические параметры порошков алюминия.

Одними из наиболее быстро развивающихся методов исследования физико-химических и химических превращений в веществе являются методы термического анализа (ТА).

Другим методом исследования, применимым к порошкам, является рентгеноструктурный анализ. Данный метод позволяет опреде-

лить постоянную кристаллической решетки вещества, величину микронапряжений в образцах, средний размер дифрагирующего блока (область когерентного рассеяния).

В настоящей работе было исследовано изменение параметров кристаллической структуры дисперсного алюминия методами рентгеноструктурного и дифференциального термического анализа, определено влияние нагрева и импульсного СВЧ-излучения на параметры кристаллической структуры металлической составляющей микро- и нанопорошков алюминия. В качестве объектов исследования были выбраны микропорошки марки АСД-10, полученные путем распыления расплава в инертной среде, нанопорошки марки «Alex», полученные методом «электрического взрыва» [2]. Средний поверхностный размер частиц составил 120 нм для нанопорошка и 3 мкм для АСД-10 соответственно.

Образцы подвергали действию импульсного СВЧ-излучения до интегрального значения энергии, излученной антенным рупором на образец, 100 Дж/г. Обеспечивались следующие параметры излучения в области размещения образца: поток с плотностью мощности 8 кВт/см², длительность импульса – 25 нс, частота следования импульсов 400 Гц, несущая частота излучения 2,85 ГГц.

Дифференциальный термический анализ проводился на термоанализаторе SDT Q600 TA Instrument (USA), погрешности данной установки имеют следующие значения: $Q = \pm 1,8\%$, $T = 0,1 - C$, $m = 10^{-4}$ мг.

Рентгеноструктурные исследования проводили с использованием дифрактометра Shimadzu XRD 7000 (излучение CuK_α). Обработка результатов проводилась в программной среде PowderCell 2.4.

Установлено, что при нагреве микро- и нанопорошков алюминия в диапазоне температур от 25 до 450 °С увеличиваются постоянные кристаллической решетки порошка, вместе с тем растут величины области когерентного рассеяния (ОКР), а также увеличиваются микронапряжения. В образцах, подвергнутых СВЧ-излучению, после анализа по данной методике корреляций в изменениях параметров не выявлено.

Из результатов дифференциального термического анализа следует, что при нагреве микропорошка алюминия до температуры 551 °С масса исследуемого образца уменьшилась на 1,42% от исходной массы. При дальнейшем нагреве наблюдается увеличение массы в две стадии: в диапазоне температур от 551 до 937,5 °С масса увеличилась на 3,87%, а в диапазоне от 937,5 до 1200 °С – на 74,9%.

Теплота окисления микропорошка алюминия на первой стадии составила 1098 Дж/г ($T_{\text{ист}} = 555,7$ °С), второй стадии – 6646 Дж/г

($T_{\text{пст}} = 937,5^\circ$). При достижении температуры $650,5^\circ\text{C}$ наблюдается плавление микропорошка алюминия, теплота плавления – 264 Дж/г.

Аналогичные результаты наблюдаются при нагреве исходного нанопорошка алюминия.

При исследовании образцов, подвергнутых облучению, в образце АСД-10 наблюдается уменьшение массы на этапе десорбции ($T = 552^\circ\text{C}$) на 2% от исходной массы. Теплота окисления на первой стадии увеличилась на 5,1% ($T_{\text{пст}} = 555,3^\circ\text{C}$), второй стадии – на 13,4% ($T_{\text{пст}} = 963,1^\circ$). Теплота плавления уменьшилась на 9,8%.

В образце нанопорошка, подвергнутого облучению, наблюдается уменьшение массы на этапе десорбции ($T = 470^\circ\text{C}$) на 1,25% от исходной массы. Теплота окисления на первой стадии увеличилась на 33,2% ($T_{\text{пст}} = 569^\circ\text{C}$), второй стадии – на 12,7% ($T_{\text{пст}} = 707,5^\circ$). Теплота плавления увеличилась на 55%.

Результаты данных видов анализов свидетельствуют о том, что воздействие короткоимпульсного СВЧ-излучения приводит к существенному изменению физико-химических свойств порошков алюминия, наиболее вероятным механизмом воздействия на порошки является модифицирование структуры защитного пассивирующего оксидного слоя.

ЛИТЕРАТУРА

1. Лернер М.И., Сваровская Н.В., Псахье С.Г., Бакина О.В. Технология получения, характеристики и некоторые области применения электровзрывных нанопорошков металлов // Российские нанотехнологии. – 2009. – Т. 4, № 9. – С. 56–68.
2. Ильин А.П., Назаренко О.Б., Тихонов Д.В., Яблунковский Г.В. Получение и свойства электровзрывных нанопорошков сплавов и интерметаллидов // Изв. Том. политехн. ун-та. – 2005. – Т. 308, № 4. – С. 71–74.

УДК 537.525

ПАРАМЕТРЫ ПУЧКОВОЙ ПЛАЗМЫ ПЛАЗМЕННОГО ИСТОЧНИКА ЭЛЕКТРОНОВ ПРИ ИНЖЕКЦИИ НИЗКОЭНЕРГЕТИЧНЫХ ЭЛЕКТРОНОВ

А.А. Зенин, с.н.с., доцент каф. физики, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, zenin1988@gmail.com

Приведены параметры пучковой плазмы и плазмы пучково-плазменного разряда, образованной при транспортировке непрерывного пучка электронов на основе разряда с полым катодом. Показано, что при инъекции низкоэнергетичных электронов в область

генерации пучково-плазменного разряда происходит существенное изменение параметров плазмы, а именно температура плазменных электронов снижается с 1,4 до 0,5 эВ, а концентрация плазмы – с $2 \cdot 10^{15}$ до $4 \cdot 10^{14}$ м⁻³.

Ключевые слова: форвакуум, пучковая плазма, электронный пучок, пучково-плазменный разряд.

Форвакуумные плазменные источники электронов [1, 2] представляют большой интерес для различных технологических операций. Особенностью работы таких источников электронов является возможность непосредственной электронно-лучевой обработки как металлических материалов, так и диэлектриков. Ввиду не критичности к условиям вакуумной среды такие источники электронов могут быть применимы при технологических процессах, сопровождающихся высоким газоотделением. В настоящий момент времени развиваемые на кафедре физики ТУСУРа форвакуумные плазменные источники электронов достигли мощности порядка 7–8 кВт. Однако при транспортировке таких пучков возникают плотная пучковая плазма и пучково-плазменный разряд, затрудняющий эффективную транспортировку пучка. Таким образом, вопросы транспортировки электронного пучка и влияния внешних параметров на особенности генерации пучково-плазменного разряда остаются открытыми. Решению части этих задач и посвящена данная работа.

Методика эксперимента. Для исследования влияния внешних параметров, в частности низкоэнергетичных термоэлектронов на параметры пучковой плазмы и горение пучково-плазменного разряда, образованного при транспортировке мощного пучка электронов, был собран экспериментальный макет, схема которого приведена на рис. 1. Плазменный источник электронов, функционирующий при давлении от 5 до 50 Па, устанавливался на вакуумную камеру, которая откачивалась механическим насосом *ВосEdwards* до давления 3 Па. Для достижения требуемого рабочего давления (до 30 Па) в камеру осуществлялся постоянный напуск рабочего газа – гелия. Более подробно принцип функционирования плазменного источника электронов описан в работах [1, 2].

В экспериментах ускоряющее напряжение устанавливалось на уровне 12 кВ, а ток эмиссии I_e варьировался от 160 до 260 мА. Изменением условий фокусировки электронного пучка добивался режим транспортировки, обеспечивающий минимальный диаметр пучка. Этот режим сопровождался зажиганием пучково-плазменного разряда. Для исследования влияния внешних источников на параметры генерируемой плазмы использовались электроны с низкой энергией.

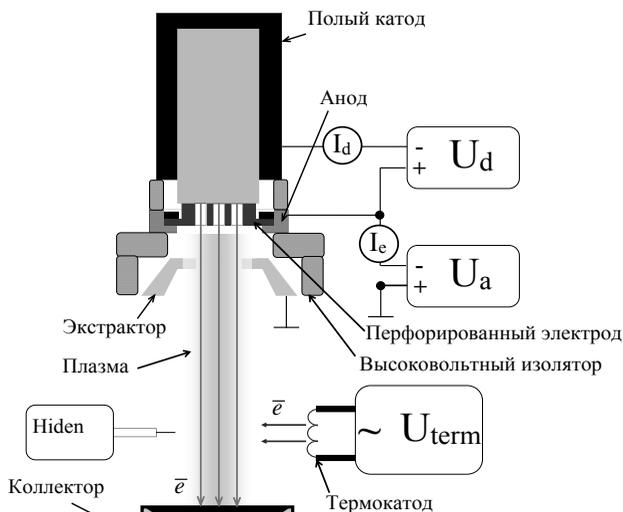


Рис. 1. Схема эксперимента

В качестве источника таких электронов использовался вольфрамовый прямонакальный термокатод, с током термоэлектронной эмиссии от 0,5 до 50–70 мА. В экспериментах ток термоэмиссии составлял 0,5 мА. Термокатод располагался на расстоянии 7 см от оси пучка. Для анализа параметров пучковой плазмы использовался одиночный Ленгмюровский зонд Hiden Analytics, расположенный на расстоянии 7–8 см от оси пучка.

Результаты экспериментов и их обсуждение. На рис. 2 приведены параметры пучковой плазмы без влияния тока термоэлектронной эмиссии и с током термоэлектронной эмиссии.

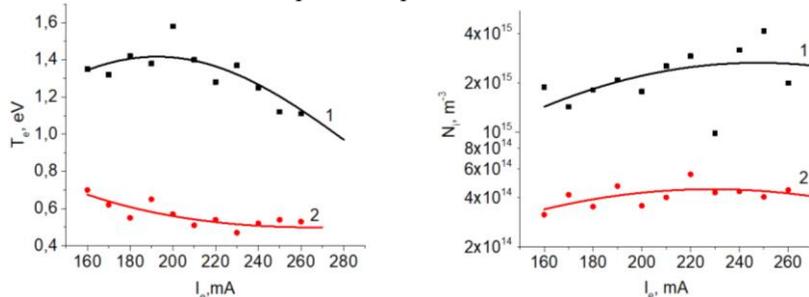


Рис. 2. Зависимость параметров плазмы от тока эмиссии:

1 – без инъекции термоэлектронов; 2 – с инъекцией термоэлектронов

Из приведенных зависимостей видно, что параметры плазмы без инжекции низкоэнергетичных термоэлектронов в область горения пучково-плазменного разряда существенно отличаются от параметров плазмы при инжекции. Так, концентрация плазмы снижается практически на порядок – с $2 \cdot 10^{15}$ до $4 \cdot 10^{14} \text{ м}^{-3}$, а температура электронов – с 1,4 до 0,5 эВ. Таким образом, инжекция термоэлектронов нарушает условия горения пучково-плазменного разряда, что, в свою очередь способствует более эффективной транспортировке электронного пучка. Более подробно этот эффект будет исследован в дальнейшем.

Заключение. Инжекция низкоэнергетичных термоэлектронов в область транспортировки мощного пучка электронов приводит к изменению условий зажигания пучково-плазменного разряда и существенному изменению параметров плазмы.

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

ЛИТЕРАТУРА

1. Крейнделъ Ю.Е. Плазменные источники электронов. – М.: Атомиздат, 1977. – 144 с.
2. Окс Е.М. Источники электронов с плазменным катодом: физика, техника, применения. – Томск: Изд-во НТЛ, 2005. – 216 с.

УДК 537.563

МЕТОДИКА УПРАВЛЕНИЯ ПОТЕНЦИАЛОМ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МИШЕНИ, ОБЛУЧАЕМОЙ ЭЛЕКТРОННЫМ ПУЧКОМ В СРЕДНЕМ ВАКУУМЕ

К.И. Карпов, студент;

Д.Б. Золотухин, доцент каф. физики, к.ф.-м.н.

*Научный руководитель В.А. Бурдовицин, проф. каф. физики, д.т.н.
г. Томск, ТУСУР, kkarпов99@gmail.com*

Описана методика управления поверхностным потенциалом диэлектрика при облучении электронным пучком. Предложено объяснение наблюдаемого эффекта, в основе которого лежит предположение об образовании минимума потенциала вблизи облучаемой мишени.

Ключевые слова: форвакуум, электронный пучок, потенциал диэлектрической мишени, управление потенциалом мишени.

Облучение электронным пучком может применяться для модификации поверхности как проводящих, так и диэлектрических материалов. Возникающая в последнем случае проблема накопления заря-

да требует разработки методик контроля и управления. В настоящей работе представлена одна из таких методик, реализуемая при облучении материалов в форвакууме. В этом случае электронный пучок создает плазму, содержащую заряженные частицы обоих знаков. Суть методики состоит в управлении потоками частиц, направленными на обрабатываемый материал, за счет использования дополнительного электрода в виде накладываемой на диэлектрическую мишень пластины с отверстием.

Исследования проводились на установке, схематически изображенной на рис. 1. Основные элементы: плазменный электронный источник 1, вакуумная камера 2, фокусирующая система 3, электронный пучок 4, мишень 5, алюминиевая пластина 6, одиночные зонды Ленгмюра 7. Энергия электронного пучка определялась напряжением U_a , приложенным к ускоряющему промежутку. Рабочее давление (2 Па) устанавливалось напуском аргона непосредственно в вакуумную камеру. Суть эксперимента состояла в оценке потенциала диэлектрической мишени путем измерения плавающего потенциала ϕ_f зонда, приемная поверхность которого ориентирована перпендикулярно потоку вторичных электронов, эмитированных мишенью.

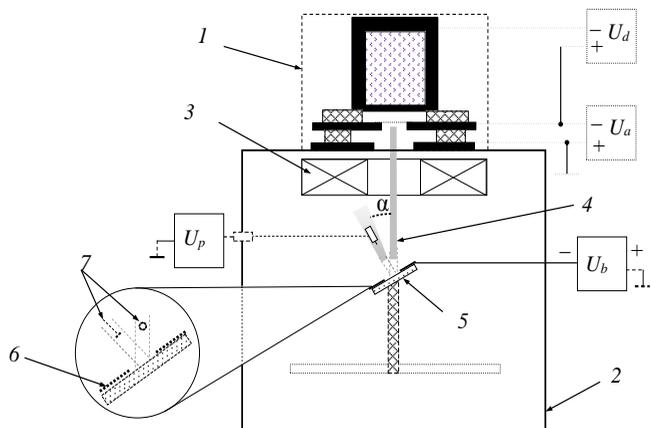


Рис. 1. Схематическое изображение экспериментальной установки

Методика получения экспериментальных результатов, изображенных на рис. 2, подробно описана в нашей предыдущей работе [1]. Из рис. 2 следует, что диэлектрические мишени под воздействием пучка и электрического поля пластины приобретают отрицательный потенциал, величина которого много меньше энергии пучка (в потенциальных единицах). Кроме того, влияние напряжения смещения пла-

стины U_b на потенциал диэлектрической мишени φ_t зависит от вторично-эмиссионных свойств этой мишени.

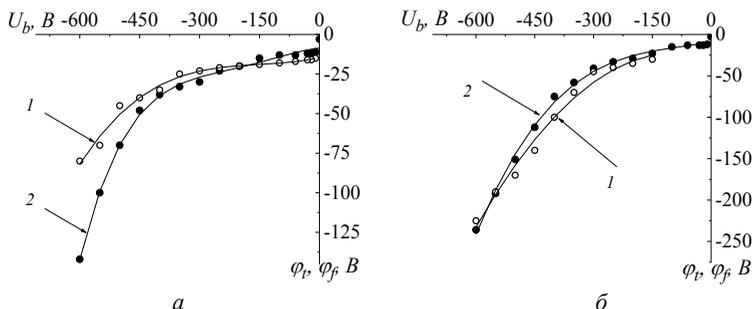


Рис. 2. Потенциал диэлектрических мишеней φ_t (1)

и плавающий потенциал φ_f зонда (2) как функции потенциала U_b на пластине: а – алюмооксидная керамика; б – кварц. Давление 2 Па. $U_a = 3$ кВ; $I_b = 2$ мА

Влияние напряжения смещения пластины на величину поверхностного потенциала мишени объяснено следующей моделью. Расчеты показывают, что в результате наведения отрицательного потенциала на дополнительный электрод распределение потенциала вдоль оси x , направленной из плазмы перпендикулярно диэлектрической мишени, в области между границей плазмы и мишенью выглядит так, как показано на рис. 3.

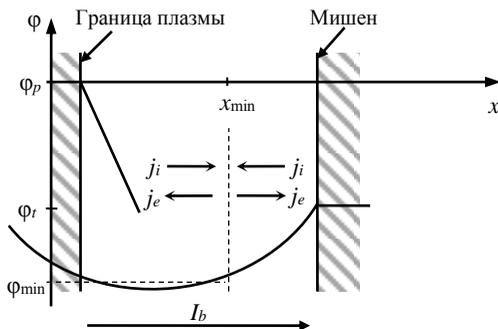


Рис. 3. К объяснению влияния напряжения пластины

По ходу своего движения вплоть до поверхности мишени электронный пучок производит генерацию плазмы. Это означает, что заряженные частицы образуются не только в области квазинейтральной плазмы, но и в приэлектродном слое, в котором существует ненулевое электрическое поле. Результат воздействия такого поля на заряжен-

ные частицы зависит как от конфигурации самого поля, так и от знака заряда. С учетом сказанного и из конфигурации поля, приведенной на рис. 3, следует, что образующиеся ионы «скатываются» в область минимума потенциала, восстанавливая прежнюю конфигурацию поля, а электроны «расталкиваются» полем в противоположные стороны относительно x_{\min} . Таким образом, изменение потенциала мишени связано с появлением дополнительного потока электронов. Отметим, что образование минимума потенциала вблизи мишени приводит также к «запиранию» тока вторичных электронов, эмитированных мишенью. Очевидно, что и в этом случае происходит накопление дополнительного отрицательного потенциала. Причем данный процесс будет происходить до тех пор, пока минимум потенциала не устранился, т.е. в случае, когда $|\varphi_r| \geq |\varphi_{\min}|$.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, грант № 19-08-00170.

ЛИТЕРАТУРА

1. Burdovitsin V.A Controlling the surface potential of a dielectric target irradiated by an electron beam in medium vacuum / V.A. Burdovitsin, K.I. Karpov, E.M. Oks, D.B. Zolotukhin // Vacuum. – 2021. – Vol. 187. – 5 p.

УДК 62-1-9

МЕТОД ИНВЕРТИРОВАНИЯ ТОПОЛОГИИ РЕЗИСТИВНОЙ МАСКИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ 3D-ЛИТОГРАФИИ

И.Ю. Проказина, студентка каф. ФЭ

*Научный руководитель С.В. Ишуткин, к.т.н., в.н.с. ЛИОР
г. Томск, ТУСУР, irina_tusur@mail.ru*

Представлен косвенный метод уменьшения размера окна в маске электронного резиста с использованием установки проекционной литографии Nikon NSR2205 i12. На первом этапе методом проекционной литографии в фоторезисте формируется узкий столбик. Затем он планаризуется пленкой электронного резиста на основе полиметилметакрилата (ПММА). Вскрытие фоторезистивных столбиков с целью их удаления и формирования окна в электронном резисте осуществляется методом 3D-литографии по пленке ПММА.

Ключевые слова: контактная литография, фоторезист, ПММА, 3D-литография.

В настоящее время в СВЧ-электронике широкое распространение получили интегральные схемы на основе гетероструктурных полевых транзисторов на основе полупроводниковых соединений A^3B^5 типа НЕМТ (high electron mobility transistor), высокое быстродействие которых обеспечивается большой подвижностью носителей заряда [1].

Одним из основных направлений развития технологии НЕМТ является уменьшение длины затвора транзисторов [2]. Субмикронные Т-образные затворы при промышленном производстве GaAs, GaN НЕМТ традиционно изготавливаются с использованием электронно-лучевой литографии по многослойным резистивным маскам. Однако у электронно-лучевой литографии имеется существенный недостаток, а именно невысокая скорость прорисовки топологии. Альтернативой электронно-лучевой литографии являются методы оптической литографии, обеспечивающие на порядки большую производительность. Поэтому разработка косвенных методов уменьшения размеров топологических рисунков с использованием оптической литографии остается актуальной.

Ранее нами был представлен метод уменьшения окна в маске фоторезиста посредством инвертирования топологии. Суть метода заключается в формировании столбиков в позитивном фоторезисте методом проекционной литографии, который впоследствии инвертируется в щель в резистивной маске ПММА. При увеличении дозы экспонирования ширина столбика уменьшается. Таким образом, можно добиться разрешающей способности, превышающей возможности литографического оборудования. Одной из основных задач, требующих решения в данном методе, является открытие доступа к фоторезистивному столбику с последующим его удалением. Для этого могут использоваться различные способы. В документации к ПММА резисту производитель указывает, что резист может удаляться в кислородной плазме [3]. В статье [4] сообщается, что резист ПММА может использоваться для 3D-литографии. Таким образом, имея инструмент контролируемого удаления части пленки ПММА, обеспечивается возможность вскрытия фоторезистивного столбика для последующего его удаления.

Целью данной работы является разработка способа формирования субмикронных элементов топологии (250 нм и менее) в однослойной резистивной маске ПММА с применением проекционной i-line литографии.

Методика эксперимента. На рис. 1 представлен технологический маршрут формирования узких окон в однослойной резистивной маске посредством инвертирования топологии. На первом этапе с помощью проекционной литографии в позитивном фоторезисте формируется столбик с высоким аспектным соотношением (см. рис. 1, поз. 1, 2). Далее поверхность пластины планаризируется вторым резистом (см. рис. 1, поз. 3). После чего верхний резист частично удаляется до вскрытия столбика нижнего фоторезиста (см. рис. 1, поз. 4). В финале столбик фоторезиста селективно удаляется (см. рис. 1, поз. 5).

В рамках данной статьи рассматривается часть технологического маршрута до этапа вскрытия столбика нижнего фоторезиста.

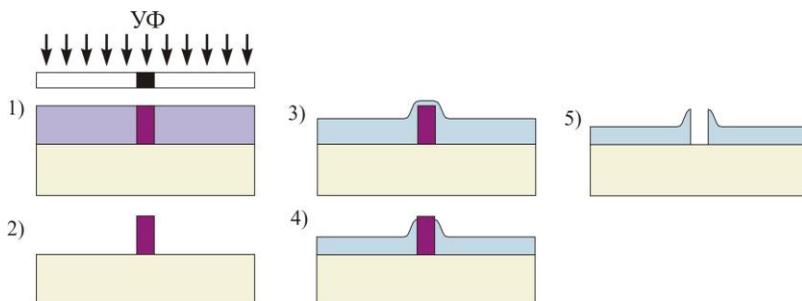


Рис. 1. Техмаршрут формирования окон в резистивной маске с инвертированием топологии

В работе были использованы полуизолирующие подложки GaAs диаметром 100 мм. Для формирования резистивного столбика использовался позитивный фоторезист марки IX965G, в качестве планаризирующего второго слоя был использован электронный резист на основе ПММА марки 950 PMMA A4. Нанесение пленок резистов выполнялось методом центрифугирования на установке OPTISpin SB20, сушка резистов проводилась на термоплитах Sawatec HP-401-250C. Экспонирование электронного резиста осуществлялось на установке контактной фотолитографии MJB 4 с ртутной лампой в качестве источника излучения. Проявление электронного резиста выполнялось вручную в растворе метилизобутилкетона с изопропиловым спиртом (МИБК: ИПС) в соотношении 1:3. Контроль толщины ПММА осуществлялся с помощью профилометра. Контроль размеров элементов выполнялся методом сканирующей электронной микроскопии на установке Raith 150two.

Результаты эксперимента. На рис. 2 показаны столбики в фоторезисте IX965G толщиной 600 нм до и после планаризации пленкой электронного резиста 950 PMMA A4 толщиной порядка 400 нм. Электронный резист показывает высокий уровень планаризации поверхности подложки. Так, при ширине столбика в фоторезисте 200–350 нм толщина слоя ПММА над столбиком составляет от менее 50 до 140 нм. При этом резисты не смешиваются, о чем свидетельствует резкий контраст на границе.

Далее подложка была разделена на образцы, три из которых были проэкспонированы на установке контактной литографии MJB 4 в течение 200, 300 или 400 с соответственно. На рис. 3 показаны зависимости ухода толщины электронного резиста от времени проявления. Из графиков видно, что с увеличением дозы экспонирования растут

скорость удаления электронного резиста и суммарная толщина удаленного слоя.

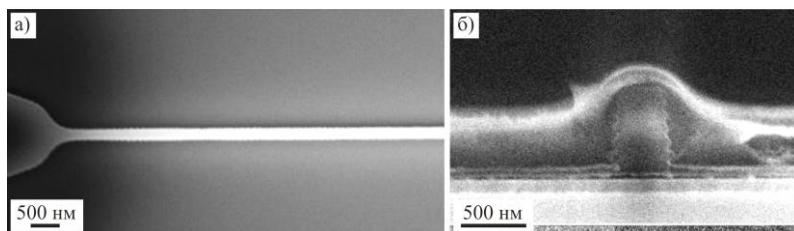


Рис. 2. Микроскопические изображения столбика в фоторезисте IX965G: *a* – вид сверху; *б* – скол поперечного сечения после планаризации слоем электронного резиста 950 PMMA A4

Для пленок PMMA резиста, проэкспонированных в течение 200 и 300 с, с ростом времени скорости проявления уменьшается с тенденцией к остановке проявления. На образце с временем экспонирования 400 с проявление продолжается, но его скорость значительно снижается. Это свидетельствует о том, что при экспонировании электронного резиста PMMA на установке с ртутной лампой в качестве источника излучение источника преимущественно поглощается в верхних слоях резиста. Дозы экспонирования для нижележащих слоев оказывается недостаточно для их удаления в проявителе, что позволяет использовать данный метод для контролируемого удаления верхних слоев PMMA.

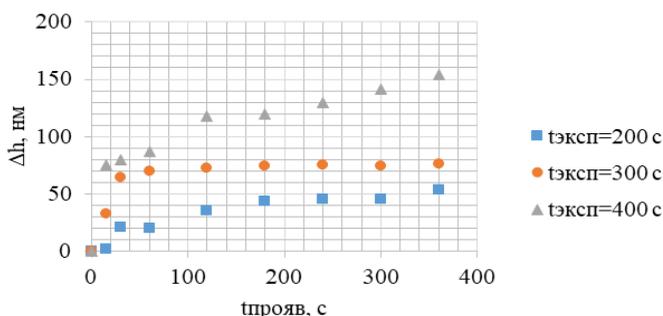


Рис. 3. Зависимости изменения толщины электронного резиста 950 PMMA A4 от времени проявления при разном времени экспонирования

На рис. 4 показано микроскопическое изображение скола поперечного сечения фоторезистивного столбика с планаризирующей пленкой PMMA после частичного удаления планаризирующей пленки методом 3D-литографии. Для вскрытия фоторезистивного столбика элек-

тронный резист был проэкспонирован в течение 600 с, затем проявлен в МИБК:ИПС (1:3) в течение 420 с.

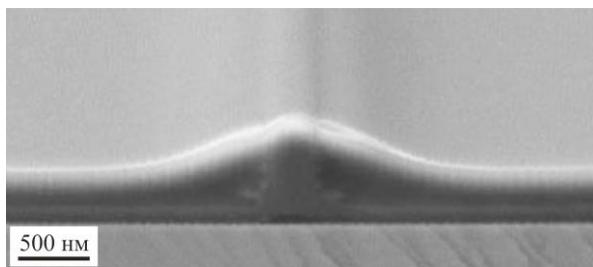


Рис. 4. Микроскопическое изображение скола поперечного сечения столбика в фоторезисте IX965G после утонения слоя электронного резиста 950 ПММА А4 методом 3D-литографии

Заключение. В работе представлен метод инвертирования топологии резистивной маски, сформированной с использованием установки проекционной литографии Nikon NSR2205 i12. Была показана принципиальная возможность формирования окон шириной 200 нм в однослойной маске ПММА резиста. Полученный результат не является предельно достижимым для данного метода и может быть в дальнейшем улучшен. С использованием метода 3D-литографии было проведено контролируемое утонение пленки ПММА до вскрытия фоторезистивного столбика. На следующем этапе работы будет проведено удаление фоторезистивного столбика для формирования окна в слое электронного резиста.

Работа выполнена коллективом научной лаборатории интегральной оптики и радиофотоники при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ в рамках соглашения № 075-03-2020-237/1 от 05 марта 2020 г. (внутренний номер проекта FEWM-2020-0040). Экспериментальные результаты получены с использованием оборудования ЦКП «Импульс» (регистрационный номер 200568).

ЛИТЕРАТУРА

1. Шур М. Современные приборы на основе арсенида галлия: пер. с англ. – М.: Мир, 1991. – 561 с.
2. Шахнович И.П. Твердотельные СВЧ-приборы и технологии. Состояние и перспективы // Электроника: Наука. Технология. Бизнес. – 2005. – № 5. – С. 58–64.
3. Positive P. E-Beam Resists AR-P 630-670 series. – Datasheet, Allresist GmbH, Strausberg, Germany, 2014.
4. Schnauber P. et al. Using low-contrast negative-tone PMMA at cryogenic temperatures for 3D-electron beam lithography // Nanotechnology. – 2016. – Vol. 27, № 19. – P. 195301.

ПОДСЕКЦИЯ 2.4

ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

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

УДК 621.311.69

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ УПРАВЛЯЮЩЕГО ТРАНСФОРМАТОРА ТОКА НА РАБОТУ ПОЛУМОСТОВОГО РЕЗОНАНСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ СО СХемой ДВОЙНОГО НАКОПЛЕНИЯ ЗАРЯДА

*Е.А. Чеботарев, студент; Д.Б. Бородин, электроник каф. ПрЭ
Научный руководитель В.Д. Семенов, проф. каф. ПрЭ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, chebotarev-egor@mail.ru*

Представлены результаты исследования параметров сигнального трансформатора тока, а именно соотношения числа витков на его обмотках, на работу полумостового резонансного преобразователя со схемой двойного накопления заряда.

Ключевые слова: управляющий трансформатор, число обмоток, полумостовой резонансный преобразователь, двойное накопление заряда.

В большинстве схем балластов и компактных флуоресцентных ламп используется способ управления транзисторами преобразователя, который запатентован компанией RediSem [1]. Он подразумевает добавление четвертой обмотки управляющего сигнального трансформатора тока и подключение ее к управляющей микросхеме. Микросхема выборочно замыкает эту обмотку в тот момент, когда требуется переключение моста, и поэтому частота преобразователя больше не зависит от времени восстановления транзистора и от базового управляющего трансформатора [2].

Для исследования влияния параметров сигнального трансформатора тока, а именно соотношения числа витков обмоток, была использована схема полумостового резонансного преобразователя с двойным накоплением заряда, представленная на рис. 1 [3].

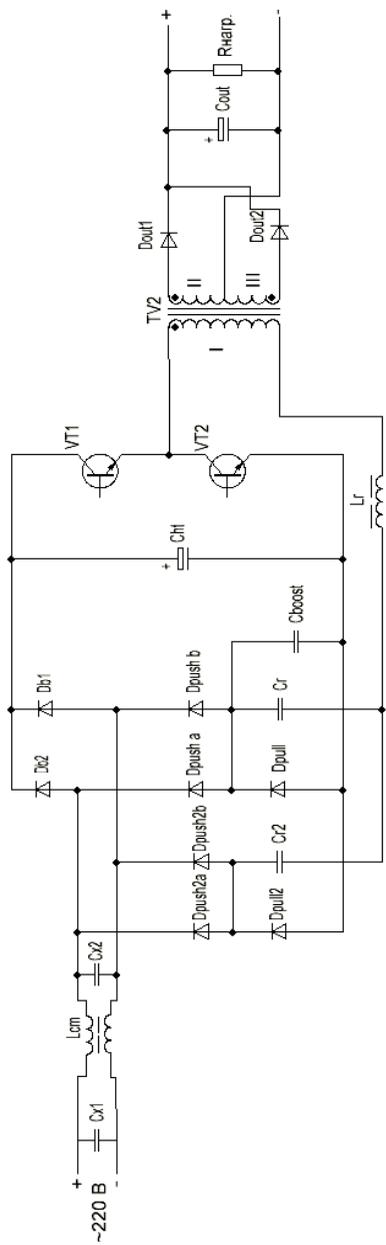


Рис. 1. Схема полумостового резонансного преобразователя с двойным накоплением заряда

В процессе эксперимента подвергались изменениям соотношения числа витков обмоток трансформатора управления. В табл. 1 представлены значения индуктивностей обмоток трансформатора управления транзисторными ключами при разных соотношениях витков обмоток. Индуктивность обмоток вычисляется по формуле [1]

$$L = \frac{\mu \cdot \mu_0 w^2 S}{l},$$

где $\mu = 1400$ – относительная магнитная проницаемость сердечника [4]; $\mu_0 = 1,257 \cdot 10^{-6}$ Н/А² – магнитная постоянная; w – количество витков; $S = 15$ мм² – площадь сечения сердечника [4]; $l = 34$ мм – длина катушки [4].

Таблица 1

Значения индуктивностей обмоток трансформатора управления

Соотношение числа витков	Соотношения значений индуктивностей обмоток, мкГн
18:1:6:6	252 : 0,78 : 28 : 28
36:1:12:12	1000 : 0,78 : 119 : 119
24:1:8:8	447 : 0,78 : 50 : 50

Имитационное моделирование сигнального трансформатора полумостового резонансного преобразователя было проведено в среде моделирования LTspice. Имитационная модель полумостового резонансного преобразователя представлена на рис. 2 [3].

Результаты имитационного моделирования в виде временных диаграмм тока базы и тока коллектора одного из транзисторных ключей для каждого соотношения числа витков обмоток трансформатора управления представлены на рис. 3–5.

По результатам имитационного моделирования было замечено, что пиковые значения тока базы, тока коллектора при изменении соотношения витков обмоток не меняются, как и напряжения коллектор–эмиттер и на обмотках трансформатора. Однако мощность, выделяемая на транзисторных ключах, меняется в пределах 3 Вт на верхнем транзисторном ключе и в пределах 7 Вт на нижнем транзисторном ключе. Полученные значения мощностей указаны в табл. 2.

Таким образом, при изменении соотношения числа витков обмоток управляющего трансформатора тока меняется выделяемая мощность, что может повлиять на КПД всего устройства. Наилучшим решением для использования сигнального трансформатора тока в управляющей цепи является использование соотношения числа витков обмоток 18:1:6:6.

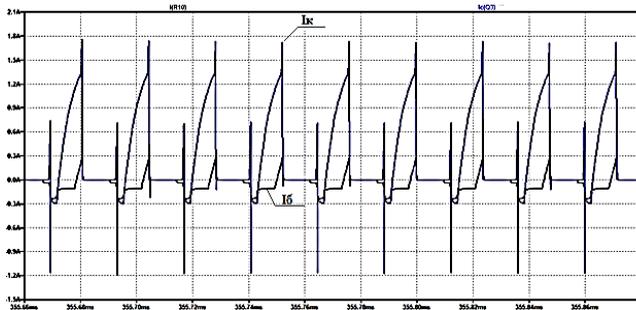


Рис. 3. Ток базы и ток коллектора транзисторного ключа при соотношении числа витков 18:1:6:6



Рис. 4. Ток базы и ток коллектора транзисторного ключа при соотношении числа витков 36:1:12:12

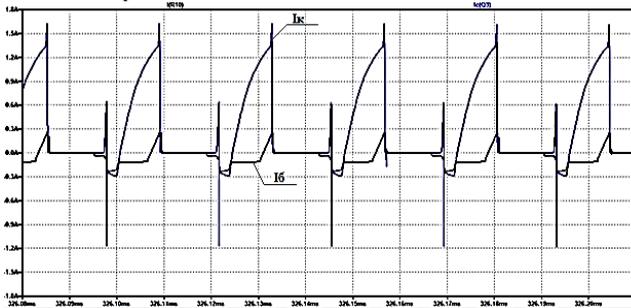


Рис. 5. Ток базы и ток коллектора транзисторного ключа при соотношении числа витков 24:1:8:8

Таблица 2

Значения выделяемой мощности транзисторных ключей

Соотношение числа витков	Выделяемая мощность верхнего транзисторного ключа, Вт	Выделяемая мощность нижнего транзисторного ключа, Вт
18:1:6:6	3,06	7,02
36:1:12:12	2,47	6,43
24:1:8:8	3,1	7,12

ЛИТЕРАТУРА

1. Чеботарев Е.А., Бородин Д.Б. Исследование контролируемых автоколебаний управляющих цепей преобразователя // Матер. конф. «Научная сессия ТУСУР–2021» (в печати).
2. Сайт компании RediSem. RediSem's Patented Transistor Drive Circuit [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.redisem.com/index_htm_files/AN2113%20RediSem%20Transistor%20Drive%20Circuit_Rev01.pdf, свободный (дата обращения: 07.12.2020).
3. Чеботарев Е.А., Бородин Д.Б. Источник постоянного тока со схемой двойного накопления заряда // Матер. конф. «Научная сессия ТУСУР–2020».
4. Сайт компании TDK. Ferrites and accessories. EFD 15/8/5. Core and accessories [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/80/db/fer/efd_15_8_5.pdf, свободный (дата обращения: 18.12.2020).

УДК 621.314.12

РАСЧЕТ И МОДЕЛИРОВАНИЕ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПОЛУМОСТОВОГО РЕЗОНАНСНОГО LLC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

*Д.Б. Бородин, техник I кат. лаб. ЛИМЭС каф. ПрЭ; Т.В. Лобанова, студентка каф. ПрЭ; В.Д. Семёнов, проф. каф. ПрЭ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, tatyanalobanova1997@gmail.com*

Проведено математическое моделирование частотных характеристик идеального полумостового резонансного LLC-преобразователя в среде Mathcad и имитационное моделирование в среде LTspice. С помощью математической и имитационной моделей построено семейство регулировочных характеристик полумостового резонансного LLC-преобразователя без обратной связи. Произведено сравнение полученных характеристик.

Ключевые слова: полумостовой резонансный LLC-преобразователь, источники питания, понижающий преобразователь, импульсный источник питания, силовая электроника, частотные характеристики.

Частотные характеристики преобразователей с частотно-импульсной модуляцией отображают, как изменяется напряжение на их выходе в зависимости от того, на какой частоте они работают. В реальных преобразователях, кроме величины нагрузки, на выходное напряжение влияют сопротивление потерь элементов, которые трудно поддаются моделированию (особенно потери в силовых ключах). Поэтому перед разработчиками всегда стоит задача оценки влияния неидеальности элементов. При построении математической модели частотных характеристик полумостового резонансного LLC-преобразователя была использована методика приближения по первой гармо-

нике, изложенная в статье [1]. Преобразователь при таком подходе заменяется частотно-зависимым коэффициентом усиления M , выражение для которого находится по схеме преобразователя и моделируется в MathCad.

$$M(f_n, \lambda, Q) = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \lambda - \frac{\lambda}{f_n^2}\right)^2 + Q^2 \cdot \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2}}, \quad (1)$$

где $f_n = \frac{f}{f_r}$ – нормированная частота работы преобразователя;

($f_r = 30$ КГц – резонансная частота работы преобразователя);

$\lambda = \frac{L_r}{L_m} = 0,18$ – коэффициент соотношения последовательной и параллельной индуктивностей;

$Q = \frac{Z_0}{R_{ac}} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{Z_0}{R_{out}} = 0,389 \cdot \frac{Z_0}{R_{out}}$ – добротность резонансного контура при выбранном коэффициенте трансформации 1,786.

В результате расчета в среде MathCad было построено семейство графиков, отображающих зависимость коэффициента усиления M преобразователя от нормированной частоты f_n , представленное на рис. 1, в идеальном случае. Для удобства сравнения полученных кривых масштаб кривых на рис. 1 увеличен в U_1 раз, где $U_1 = 84$ В – номинальное выходное напряжение.

Из полученного графика следует, что чем выше добротность резонансного контура Q , тем меньше коэффициент усиления по напряжению M и тем меньше диапазон рабочих частот. При увеличении добротности Q наблюдается процесс сужения диапазона рабочих частот к частоте f_n . $Q_1 = 0$; $Q_2 = 0,01$; $Q_3 = 0,1$; $Q_4 = 0,44$; $Q_5 = 1$; $Q_6 = 5$; $Q_7 = 10$.

При проведении имитационного моделирования в среде LTspice были получены частотные характеристики полумостового резонансного LLC-преобразователя при входном напряжении $U_{вх} = 310$ В. При имитационном моделировании учитывались статические и коммутационные потери в полупроводниковых ключах, поскольку были использованы модели реальных транзисторов. Изменение добротности производилось путем изменения сопротивления нагрузки R_{out} . Полученное семейство реальных частотных характеристик, представлено на рис. 2.

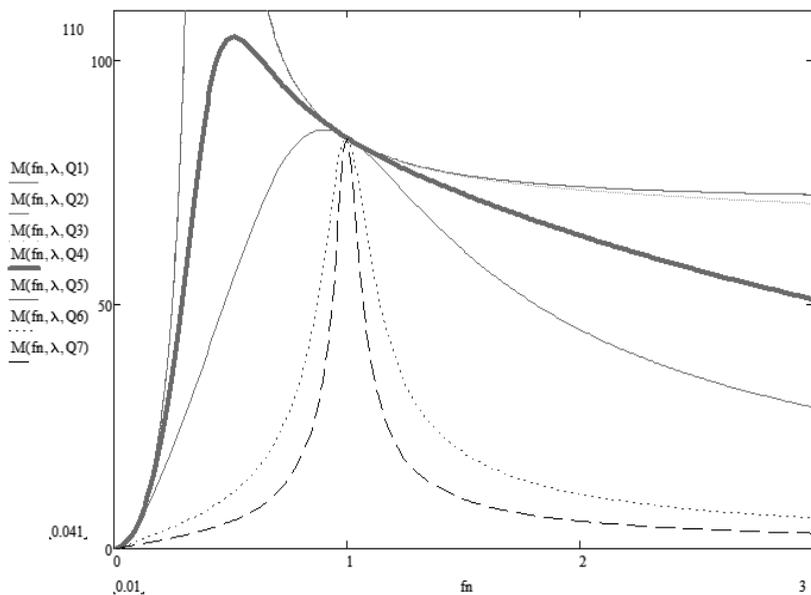


Рис. 1. Частотные характеристики идеального полумостового резонансного LLC-преобразователя

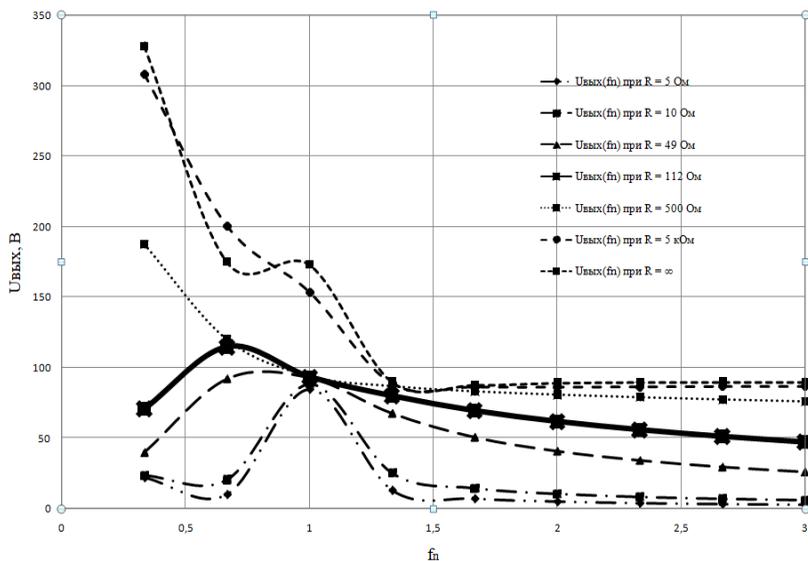


Рис. 2. Частотные характеристики реального полумостового резонансного LLC-преобразователя

Полученные кривые соответствуют семи кривым по добротности: $Q_1 = 0$ – разрыв нагрузки в имитационной модели ($R_{out} = \infty$); $Q_2 = 0,01$ соответствует $R_{out} = 5$ кОм; $Q_3 = 0,1$ соответствует $R_{out} = 500$ ом; $Q_3 = 0,44$ соответствует $R_{out} = 112$ ом; $Q_4 = 1$ соответствует $R_{out} = 50$ Ом; $Q_5 = 5$ соответствует $R_{out} = 50$ Ом; $Q_7 = 10$ соответствует $R_{out} = 5$ Ом.

Выводы: на реальных частотных характеристиках также наблюдается резкое возрастание выходного напряжения при уменьшении величине нагрузки (холостом ходе), а при увеличении нагрузки – снижение напряжения и сужение диапазона регулирования; отличие состоит в том, что выходное напряжение в режиме холостого хода не возрастает существенно.

ЛИТЕРАТУРА

1. Design-Oriented Steady-State Analysis of LLC-Resonant Converters Based on FHA / S. De Simone, C. Adragna, C. Spini, G. Gattavari // Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion. – 2006. – С. 1–23.

2. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.

УДК 681.5.017

СИНТЕЗ ЦИФРОВЫХ КОРРЕКТИРУЮЩИХ ЗВЕНЬЕВ ДЛЯ КОРРЕКТОРА КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ НА ОСНОВЕ ПОВЫШАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ В ПРОГРАММЕ МАТЛАВ

*И.Е. Гедзенко, аспирант каф. ПрЭ; В.Д. Семёнов, проф. каф. ПрЭ,
к.т.н.; Д.Б. Бородин, электроник; В.А. Кабиоров, инженер
г. Томск, ТУСУР, ipcyborg4030@yandex.ru*

Рассмотрен один из способов синтеза цифровых корректирующих звеньев в цепи обратной связи для корректора коэффициента мощности (ККМ) на основе повышающего преобразователя с применением пакета программ Matlab.

Ключевые слова: корректор коэффициента мощности, имитационная модель, Matlab, Simulink.

Современные источники питания должны обладать высоким коэффициентом мощности, близким к единице. Данное требование достигается обычно применением активного ККМ на основе повышающего преобразователя, классическая [1] функциональная схема которого приведена на рис. 1.

Синусоидальная форма для задатчика тока дросселя формируется за счёт блока перемножения (БП), на первый вход которого поступает

масштабированное выпрямленное входное напряжение, а на второй – сигнал ошибки внешнего контура по выходному напряжению. Выходной сигнал перемножителя БП является задающим сигналом для внутреннего контура по току.

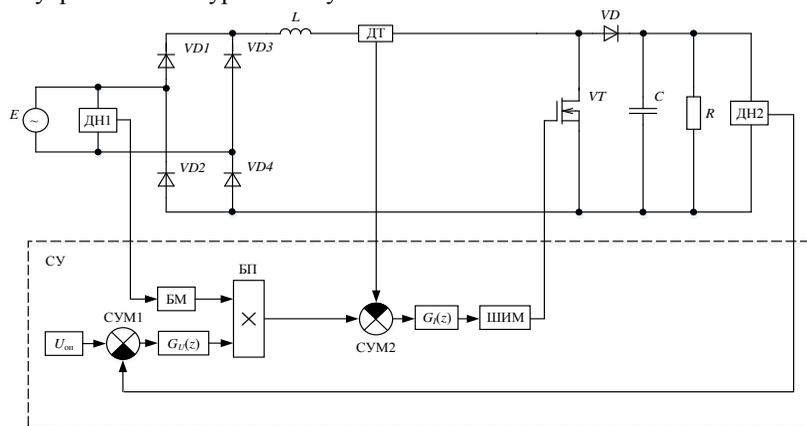


Рис. 1. Функциональная схема ККМ с обратной связью

Замкнутая система управления ККМ является двухконтурной системой автоматического регулирования (САР) с подчинённым способом управления и непрерывным током дросселя [1]. Такие САР давно применяются в электроприводе [7] и в энергопреобразующих комплексах [8], где они успешно анализируются, линеаризуются и настраиваются. Однако настройка и синтез корректирующих звеньев (КЗ) нелинейных импульсных САР, к которым относятся ККМ, подробно нигде не представлены, поэтому эти вопросы являются актуальными.

Мощным инструментом при решении поставленных задач является программа Matlab Simulink, которая по имитационной модели импульсного преобразователя позволяет в несколько этапов осуществить данный синтез. Первым этапом синтеза является получение частотных характеристик разомкнутого нескорректированного контура тока. Эти характеристики можно получить методом синусоидальной волны [2] с помощью инструмента Frequency response estimation [3]. Для этого необходимо предварительно разорвать цепи обратных связей по току и напряжению, заменить входное переменное напряжение постоянным, величина которого равна амплитудному значению входного напряжения, а постоянным сигналом на входе ШИМ установить заданный уровень выходного напряжения, после чего снять частотные характеристики, добавляя к постоянному сигналу на входе

ШИМ переменную составляющую. По полученным частотным характеристикам функцией МАТЛАБ-tfest [4] идентифицируется линейное динамическое звено, которое методом билинейного преобразования переводится в дискретный вид функцией МАТЛАБ-c2d [5]. По дискретной передаточной функции с помощью инструмента Control System Designer [6], определяется требуемое последовательное КЗ $G_I(z)$, обеспечивающее достижение желаемой ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутого токового контура. Далее контур тока с помощью сумматора СУМ2 замыкается обратной связью и аналогичным способом определяется передаточная функция разомкнутого контура по напряжению, в который, соответственно, входит замкнутый «внутренний» контур тока.

Для синтеза КЗ в контуре напряжения $G_U(z)$ обратная связь по напряжению остается разомкнутой, а заданная величина выходного напряжения устанавливается с помощью задатчика постоянного напряжения $U_{зд}$, к которому добавляется переменная составляющая, необходимая для снятия частотных характеристик внешнего контура. После синтеза последовательного КЗ внешнего контура по напряжению с помощью сумматора СУМ1 замыкается обратная связь по напряжению.

Такой способ синтеза КЗ был применен к имитационной модели ККМ мощностью 1,6 кВт с напряжением сети, изменяющимся в диапазоне от 90 до 264 В, с частотой сети от 47 до 63 Гц и выходным напряжением 400 В. Частота работы ШИМ и соответственно выборки составляла 100 кГц.

На рис. 2 приведены частотные характеристики дискретных передаточных функций скорректированного разомкнутого контура по току и напряжению. При идентификации передаточных функций с применением инструментов Matlab фаза может начинаться со значений, кратных 360° .

Контур по току был настроен на максимальную полосу пропускания (в нашем случае это 10 кГц) при запасах по амплитуде не менее 15 дБ и запасах по фазе более 45° . Контур по напряжению был настроен на фильтр низких частот с полосой пропускания 50 Гц. Настраивая контур на данные параметры, важно помнить, что для систем с дискретным управлением частоты сопряжения $\omega_i = \frac{1}{2\pi T_i}$, со-

ответствующие постоянным времени КЗ, не должны превышать половину частоты преобразования ШИМ. Для контура тока КЗ $G_I(z)$ состоит из инерционного, форсирующего и пропорционального звеньев,

а для контура напряжения $G_U(z)$ – из инерционного и пропорционального:

$$G_I(z) = \frac{k_1(1 + \tau \cdot w)}{1 + T_1 w}, \quad G_U(z) = \frac{k_2}{1 + T_2 w},$$

где $k_1 = 11,879$, $k_2 = 0,37949$ – коэффициенты пропорциональности;
 $\tau = 3,965 \cdot 10^{-5}$ с, $T_1 = 0,003519$ с, $T_2 = 0,2803$ с – постоянные времени;
 $w = \frac{z-1}{T_s}$, $T_s = 10^{-5}$ с – время выборки.

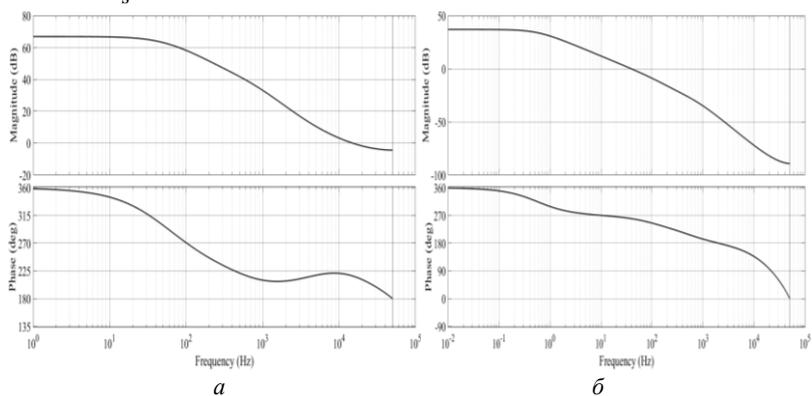


Рис. 2. Частотные характеристики разомкнутого скорректированного контура тока (а) и напряжения (б) с дискретными корректирующими звеньями

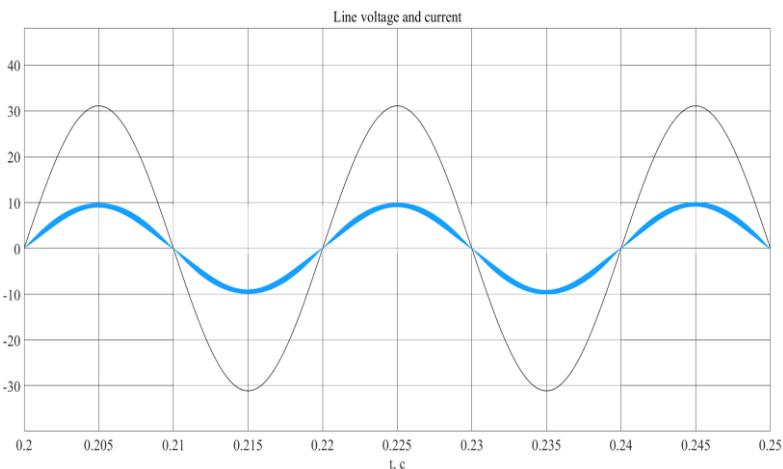


Рис. 3. Осциллограммы входного напряжения и потребляемого тока сети

Определим частоты сопряжения для постоянных времени КЗ:

$$\omega_1 = \frac{1}{2\pi T} = 4,013 \text{ кГц}; \quad \omega_2 = \frac{1}{2\pi T_1} = 45,22 \text{ Гц}; \quad \omega_3 = \frac{1}{2\pi T_2} = 0,568 \text{ Гц}.$$

Данные частоты соответствуют требованиям, предъявляемым к системам с дискретным управлением.

На рис. 3 показаны осциллограммы потребляемого тока и масштабированного входного напряжения, полученные в программе Matlab Simulink.

Коэффициент мощности составляет 0,999, суммарный коэффициент гармонических искажений потребляемого из сети тока (THD) – 6,44%.

ЛИТЕРАТУРА

1. Мелешин В.И., Овчинников Д.А. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии. – М.: Техносфера, 2011. – 576 с.
2. Семенов А.Д., Артамонов Д.В., Брюхачев А.В. Идентификация объектов управления: учеб. пособие. – Пенза: Изд-во Пенз. гос. ун-та, 2003. – 211 с.
3. Frequency Response Estimation Basics [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.mathworks.com/help/slcontrol/ug/what-is-a-frequency-response-model.html> (дата обращения: 09.01.2021).
4. Estimate transfer function [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.mathworks.com/help/ident/ref/tfest.html> (дата обращения: 09.01.2021).
5. Convert model from continuous to discrete time [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.mathworks.com/help/control/ref/c2d.html> (дата обращения: 09.01.2021).
6. Getting Started with the Control System Designer [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.mathworks.com/help/control/ug/getting-started-with-the-control-system-designer.html> (дата обращения: 09.01.2021).
7. Слежановский О.В., Дацковский Л.Х., Кузнецов И.С. и др. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями. – М.: Энегоатомиздат, 1983. – 256 с.
8. Винтоняк Н.П., Семенов В.Д., Кабилов В.А., Тюнин С.С., Бородин Д.Б. Реализация двухконтурной системы управления энергопреобразующим комплексом в режиме стабилизации выходного напряжения каналом преобразования энергии аккумуляторной батареи // Доклады ТУСУР. – 2018. – Т. 21, № 4-1. – С. 61–70.

**МОДЕЛЬ ИМПУЛЬСНОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ ДЛЯ
КОМБИНИРОВАННЫХ ПРОЦЕССОВ МАГНЕТРОННОГО
РАСПЫЛЕНИЯ HIPIMS+MFMS**

А.О. Колмаков, магистрант каф. ПрЭ;

В.О. Оскирко, н.с. ИСЭ СО РАН, к.т.н.;

г. Томск, ТУСУР, alexkolmakov365@gmail.com

Представлена компьютерная модель источника питания, обеспечивающего комбинированные режимы дуального магнетронного распыления HIPIMS+MFMS. В разработанной модели используется новый способ управления мощностью среднечастотных и низкочастотных импульсов. Управление мощностью разряда осуществляется путем регулирования частоты сильноточных низкочастотных импульсов и относительной длительности среднечастотных импульсов.

Ключевые слова: сильноточное импульсное магнетронное распыление, магнетронная распылительная система, импульсный источник питания.

Магнетронное распыление импульсами высокой мощности (high power impulse magnetron sputtering – HIPIMS) представляет собой современный метод физического осаждения из паровой фазы с высокой степенью ионизации распыленного материала. HIPIMS разработан на основе технологии магнетронного распыления на постоянном токе (DCMS) [1]. Средняя мощность разряда в HIPIMS не отличается от классических режимов DCMS. Благодаря высокой скважности импульсов, плотность мощности на мишени магнетрона может достигать чрезвычайно высоких мгновенных значений (до нескольких кВт/см²) [2]. Существуют примеры применения комбинированных систем, сочетающих в себе HIPIMS и MFMS (middle frequency magnetron sputtering). Такие системы позволяют использовать преимущества обеих технологий: высокую скорость напыления и высокое качество покрытий. Успех реализации технологии комбинированного магнетронного распыления в значительной степени зависит от эффективности работы системы электропитания [3]. В настоящее время существует необходимость создания систем электропитания нового поколения, способных обеспечивать формирование последовательности среднечастотных и сильноточных импульсов.

В работе [4] приводится описание гибридной системы электропитания HIPIMS+MFMS, структурная схема которой изображена на рис. 1. Преимуществами схемы является широкий диапазон регулирования частоты и амплитуды импульсов напряжения. Это позволяет

работать с различными материалами и в широком диапазоне регулировать давление рабочего газа в камере.

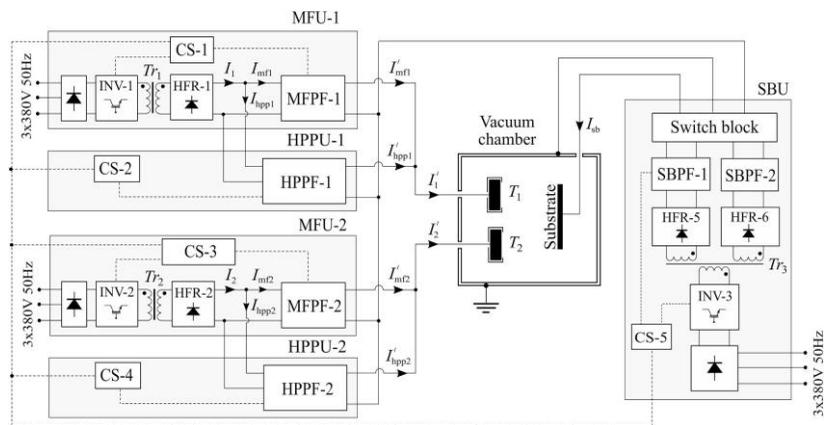


Рис. 1. Структурная схема гибридной системы электропитания HIPIMS+MFMS

На рис. 2 представлена разработанная модель формирователя выходных импульсов, входящего в состав гибридной системы электропитания HIPIMS+MFMS. Данная модель была построена в компьютерной программе PSIM, предназначенной для моделирования электрических схем.

Формирователи выходных импульсов выполнены в виде четырех двухтранзисторных прямоходовых преобразователей. Такая схема позволяет использовать два источника напряжения и независимо регулировать амплитуду положительных и отрицательных импульсов. Топология схемы позволяет избежать возникновения сквозных токов при одновременном включении транзисторов и ограничивать выбросы выходного напряжения. В случае изменения проводимости нагрузки индуктивная энергия, накопленная в дросселе, возвращается обратно в накопительный конденсатор через обратный диод.

В среднечастотном канале используются MOSFET-транзисторы, а в канале формирования сильноточных импульсов применяются IGBT-транзисторы. В каждом канале присутствует накопительный конденсатор ($C_1 - C_4$), способный запасть энергию, необходимую для генерации импульса. Дроссели $L_1 - L_4$ ограничивают скорость роста выходного тока. Индуктивность дросселей L_1 и L_2 составляет 40 мкГн, индуктивность дросселей L_3 и L_4 составляет всего 10 мкГн. MFPPF1 и MFPPF2 вместе образуют полный мост, который генерирует среднечастотные импульсы.

стотные биполярные импульсы на выходе гибридной системы электропитания. HPPF 1 и HPPF 2 совместно образуют мост, который генерирует сильноточные низкочастотные биполярные импульсы.

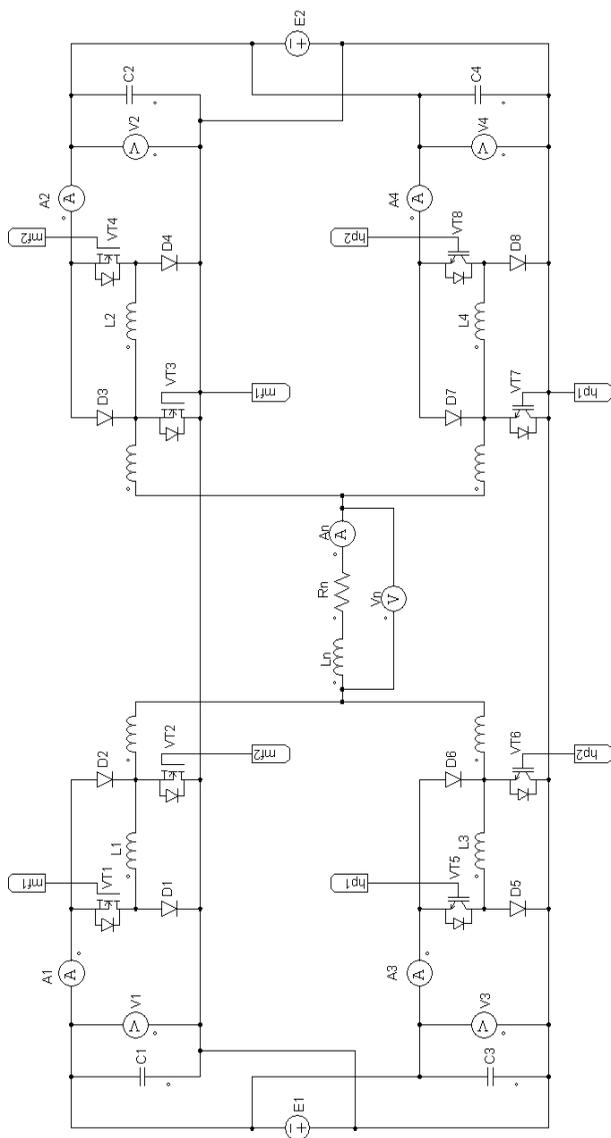


Рис. 2. Модель формирователя среднечастотных и сильноточных импульсов

В состав модели входит электрическая схема замещения нагрузки. Она состоит из последовательной индуктивности и сопротивления. Индуктивность ограничивает скорость роста выходного тока, имитируя процесс генерации носителей зарядов в разрядном промежутке магнетронной распылительной системы. Активное сопротивление ограничивает максимальную амплитуду импульсов тока, определяя ток насыщения в установившемся режиме.

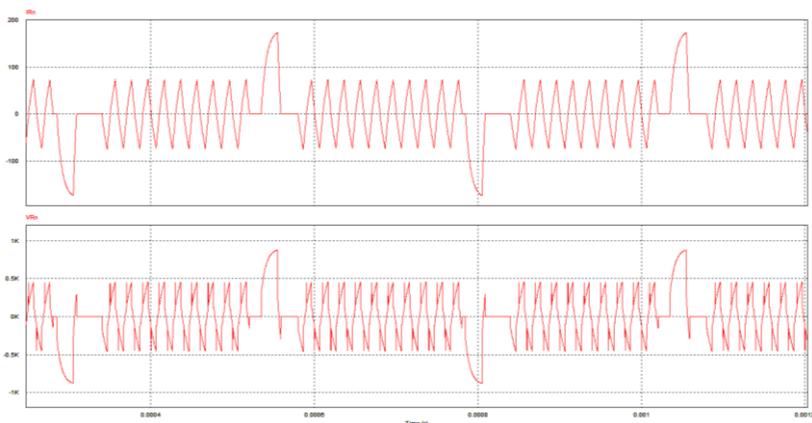


Рис. 3. Эпюры напряжения и тока на нагрузке

В разработанной модели был использован новый принцип управления амплитудой разрядного тока. Амплитуда импульсов регулируется путем изменения длительности среднечастотных и низкочастотных импульсов [5]. На рис. 3 представлены эпюры импульсов тока и напряжения, полученные в комбинированном режиме.

В рассматриваемом примере частота среднечастотных импульсов составляет 50 кГц, длительность – 8 мкс. Частота сильноточных импульсов – 2 кГц, длительность – 20 мкс. При этом амплитуда среднечастотных импульсов тока достигает 60 А, а амплитуда сильноточных импульсов составляет 170 А.

В процессе моделирования изменялась частота формирования сильноточных импульсов в диапазоне от 0–4 кГц, при этом длительность импульсов и их амплитуда оставались неизменными – 20 мкс, 900 В. Частота среднечастотных импульсов составляла 50 кГц. При этом осуществлялась компенсация увеличения средней мощности разряда так, чтобы суммарная мощность разряда оставалась неизменной. Активное сопротивление нагрузки составляло 7 Ом, индуктив-

ность 50 мкГн. В таблице представлены результаты измерений средней мощности каждого канала.

Зависимость регулируемых параметров и мощности для гибридной MPC

Mode	f_{hpp} , кГц	k_{mf}	P_{mf1} , кВт	P_{mf2} , кВт	P_{hpp1} , кВт	P_{hpp2} , кВт	P_{sum} , кВт
1	0	0,45	4,1	4,2	0,0	0,0	8,3
2	1	0,42	3,1	3,0	1,0	1,1	8,2
3	2	0,32	2,1	1,9	2,1	2,1	8,2
4	3	0,26	1,1	1,10	3,1	3,1	8,4
5	4	0,0	0,0	0,0	4,1	4,2	8,3

В таблице f_{hpp} – частота сильноточных низкочастотных импульсов; k_{mf} – коэффициент заполнения среднечастотных импульсов; P_{mf1} , P_{mf2} , P_{hpp1} , P_{hpp2} – средняя мощность в каждом канале; P_{sum} – суммарная мощность.

Результаты моделирования, представленные в таблице, показывают, что путем увеличения f_{hpp} удается достичь увеличения средней мощности сильноточных импульсов P_{hpp1} и P_{hpp2} . Чтобы суммарная выходная мощность разряда P_{sum} оставалась неизменной и не превысила максимальное допустимое значение, увеличение мощности сильноточных импульсов удалось компенсировать путем увеличения скважности среднечастотных импульсов. Коэффициент заполнения среднечастотных импульсов k_{mf} уменьшается с 0,45 до 0,26 в комбинированных режимах.

Вывод. В настоящей работе представлена модель формирователя импульсов, входящего в состав импульсной системы электропитания, для комбинированных режимов работы дуальных магнетронных распылительных систем. Рассмотрен новый способ регулировки мощности HIPIMS- и MFMS-разряда, в котором изменяются относительная длительность среднечастотных импульсов и частота повторения сильноточных импульсов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Kouznetsov V., Mac'ak K., Schneider J., Helmersson U., Petrov I. A novel pulsed magnetron sputter technique utilizing very high target power densities. – Surf. Coating. Technol, 1999.
2. Bohlmark J., Alami J., Christou C., Ehiasarian A., Helmersson U. Ionization of sputtered metals in high power pulsed magnetron sputtering. // J. Vac. Sci. Technol. – 2005.
3. <https://www.melec.de/wp-content/uploads/MelecPulseBook.pdf>
4. Oskirko V.O., Zakharov V.S. Pavlov A.N., Solovyev A.A., Semenov V.A., Rabotkin S.V. Hybrid HIPIMS+MFMS power supply for dual magnetron sputtering systems // Vacuum. – 2020.
5. Chistyakov R., Abraham B., Sproul W.D. Advances in high power pulse reactive magnetron sputtering. – Scopus, 2006.

**УПРАВЛЕНИЕ ПЕРЕХОДНЫМИ ПРОЦЕССАМИ
В РЕЗОНАНСНОМ ИНВЕРТОРЕ**

Ю.А. Кремзуков, с.н.с. отд. проектирования и развития инновационной инфраструктуры; М.П. Сухоруков, зав. лаб. цифровых систем управления (ЦСУ) НИИ Космических технологий (КТ);

Д.С. Торгаева, м.н.с. лаб. ЦСУ НИИ КТ;

М.А. Костина, с.н.с. отд. проектирования и развития инновационной инфраструктуры, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, belial1349@mail.ru

Рассмотрено влияние вида фильтра и сопротивления нагрузки на протекающие в резонансном инверторе переходные процессы.

Ключевые слова: резонансный инвертор, фильтрация, нагрузка, переходный процесс.

Одной из современных тенденций является применение альтернативных источников энергии. Солнечные батареи (СБ) в качестве первичного источника энергии нашли применение в промышленности, быту, а также в системах электропитания космических аппаратов и судов различного назначения [1]. Одними из функциональных узлов систем электропитания с солнечными батареями являются инверторы, необходимые для обеспечения заданных параметров и качества напряжения питания полезной нагрузки, в частности, наибольшее практическое значение имеют переходные процессы при изменении нагрузки.

Для схемы резонансного преобразователя, приведенной на рис. 1, существуют следующие пути улучшения качества переходного процесса: снижение емкости входного фильтра, увеличение емкости выходного фильтра, увеличение добротности. С точки зрения обеспечения качества переходных процессов емкость входного фильтра должна быть нулевой, однако возможность её снижения ограничена значением, обеспечивающим допустимый уровень пульсаций напряжения СБ. Увеличение емкости выходного фильтра способно обеспечить требуемое качество переходного процесса при смене нагрузки, но следует учесть, что снижение амплитуды колебаний пропорционально квадратному корню от увеличения емкости [2]. Кроме того, при этом увеличивается амплитуда колебаний напряжения на СБ. Очевидно, что в рассматриваемой схеме существует противоречие между динамикой напряжений на выходе и на СБ. Значительно улучшает динамику включение между плюсовыми контактами СБ и выпрямителя RC-фильтра ($R1$, $C1$, см. рис. 1), который подавляет переменную со-

ставляющую напряжения на СБ, данное решение позволяет значительно сократить время переходных процессов, но амплитуда напряжения на нагрузке остается прежней (рис. 2).

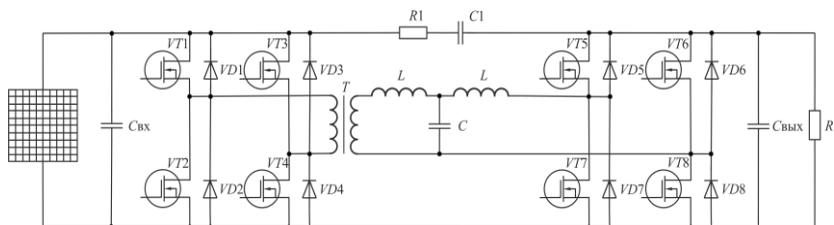


Рис. 1. Схема преобразователя с RC-фильтром в цепи питания

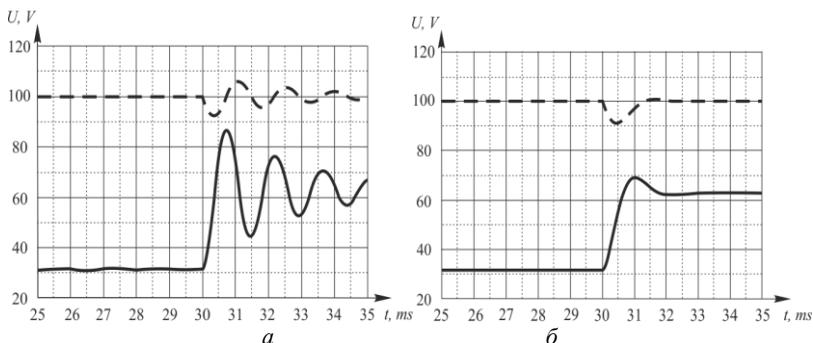


Рис. 2. Сравнительные диаграммы переходных процессов при снижении сопротивления нагрузки в 2 раза:
а – схема без RC-фильтра; б – схема с RC-фильтром

Альтернативным решением является применение дополнительной схемы на выходе так называемого «клампа» (рис. 3). В отличие от схемы с RC-фильтром «кламп» улучшает динамику напряжений как на выходе, так и на входе (рис. 4).

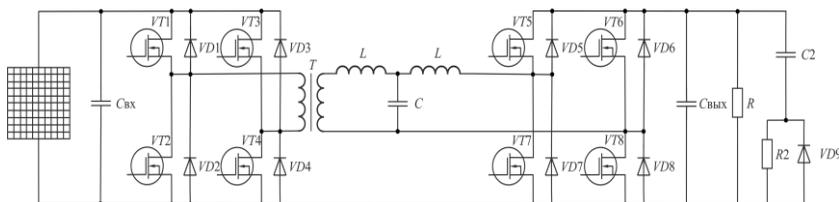


Рис. 3. Схема преобразователя с улучшенной динамикой напряжения

Таким образом, несмотря на то, что резонансный преобразователь энергии солнечной батареи имеет сложную динамику, существуют пути обеспечения качества переходных процессов, которые

будут удовлетворять современным требованиям к подобным схемам. Дополнительные элементы схемы будут определяться требуемыми параметрами пульсаций входного и выходного напряжения и требуемой длительностью переходного процесса.

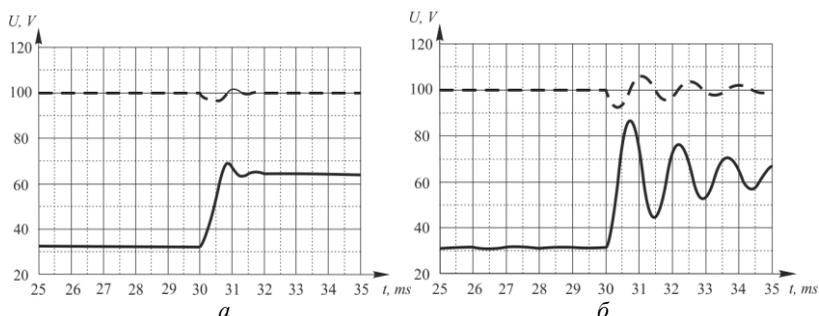


Рис. 4. Сравнительные диаграммы переходных процессов при снижении сопротивления нагрузки в 2 раза: *а* – схема без R2, VD9; *б* – схема с R2, VD9

Статья подготовлена в рамках выполнения работы FEWM-2020-0046 «Фундаментальные основы и методология создания высокоэффективного энергопреобразования для систем космического и морского назначения на базе интеллектуальных силовых модулей сверхвысокой степени интеграции».

ЛИТЕРАТУРА

1. Shkolnyi V.N., Semenov V.D., Kabirov V.A., Sukhorukov M.P., Torgaeva D.S. The method of synthesis of the digital controller for a solar energy conversion channel of the solar battery in the power supply system of a spacecraft // *Siberian Journal of Science and Technology*. – 2019. – Т. 20, № 1. – С. 74–86.
2. Obach I.I., Abouellail A.A., Soldatov A.I., Soldatov A.A., Sorokin P.V., Shinyakov Y.A., Sukhorukov M.P. Monitoring of power supply // *2019 International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON-2019. – Proceedings*. – 2019. – P. 8729572.

УДК: 629.311.61

СИСТЕМА БАЛАНСИРОВКИ ЛИТИЙ-ИОННЫХ АККУМУЛЯТОРНЫХ БАТАРЕЙ

*В.А. Лозовик, магистрант; Н.С. Легостаев, проф., к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф ПрЭ, vovalozovik@inbox.ru*

Описаны особенности методов балансировки литий-ионных аккумуляторных батарей, представлена имитационная модель балансировки в среде MATLAB-Simulink.

Ключевые слова: литий-ионные аккумуляторы, балансировка батарей.

Балансировка ячеек аккумуляторных батарей (АКБ) является одной из ключевых задач систем энергообеспечения, например систем гарантированного электропитания. Ячейки АКБ имеют разброс в своих характеристиках, что приводит к разбалансу по напряжению и емкости между ячейками, а это, в свою очередь, сокращает срок службы АКБ и снижает эффективность использования АКБ.

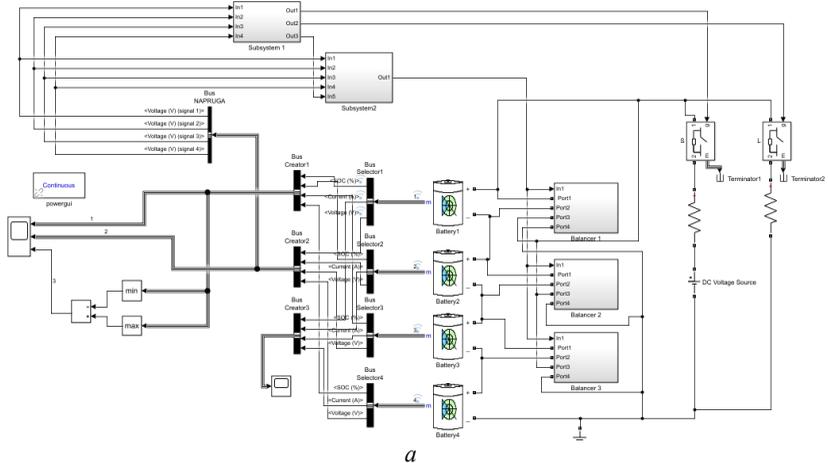
Для балансировки ячеек АКБ находят применение пассивный и активный методы. Метод пассивной балансировки можно использовать только для свинцово-кислотных и никелевых батарей [1]. Метод активной балансировки заключается в распределении энергии между ячейками и для литий-ионных АКБ обеспечивает требуемый уровень напряжений, а это, в свою очередь, обеспечивает температурный режим работы АКБ в целом. Известны схемотехнические решения активной балансировки, которые направлены на распределение энергии из группы ячеек в группу, при этом энергия из ячейки в ячейку может передаваться посредством буферных конденсаторов, трансформаторов и энергетических преобразователей [1]. С точки зрения сохранения энергии АКБ метод, основанный на перераспределении энергии между ячейками АКБ посредством буферных конденсаторов, является простым в реализации и достаточно эффективным.

Имитационная модель системы балансировки литий-ионных аккумуляторных батарей, реализованная в среде MATLAB-Simulink, представлена на рис. 1, а. В качестве модели аккумуляторов Battery1, Battery2, Battery3, Battery4 используется стандартная модель литий-ионного аккумулятора в программе MATLAB-Simulink. Разбалансировка АКБ по напряжению составляет $20\% - 0,9U_{\text{номАКБ}}$, $0,85U_{\text{номАКБ}}$, $0,75U_{\text{номАКБ}}$ и $0,7U_{\text{номАКБ}}$ для батарей Battery1, Battery2, Battery3, Battery4 соответственно. Номинальное напряжение $U_{\text{номАКБ}} = 3,6$ В, номинальная емкость 100 А·ч.

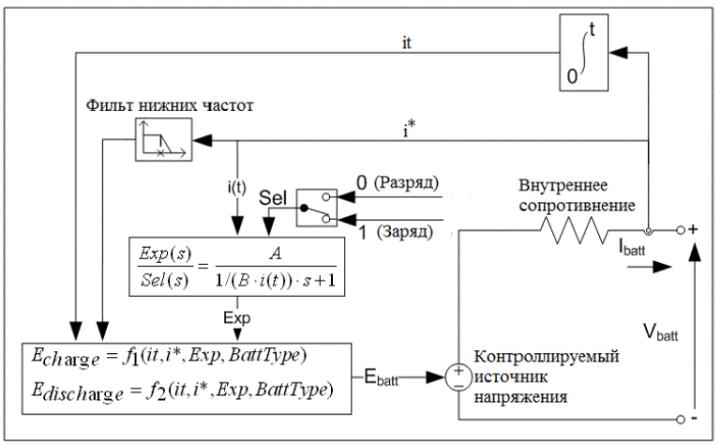
Имитационная модель позволяет проводить анализ процессов заряда и разряда литий-ионных АКБ. Заряд АКБ производится током 3 А до тех пор, пока напряжение на любом из аккумуляторов не достигнет значения 4,2 В. Разряд АКБ осуществляется током 20 А до тех пор, пока напряжение на любом АКБ не снизится до значения 3,0 В.

Заряд аккумуляторной батареи происходит от источника постоянного напряжения DC Voltage Source при замыкании ключа S1. Разряд АКБ осуществляется при подключении к АКБ нагрузки R2 посредством замыкания ключа S2. На информационные шины Bus Selector 1 – Bus Selector 4 поступает информация величины напряжения и степени заряда каждой АКБ. На шине Bus Creator 1 формирует-

ся информация о степени заряда Battery 1 – Battery 4. На шине Bus Creator 2 формируется информация о состоянии Battery 1 – Battery 4 по напряжению.



a



б

Рис. 1. Имитационная модель системы балансировки литий-ионных аккумуляторных батарей в среде MATLAB-Simulink – а; эквивалентная схема замещения литий-ионной ячейки – б

Отображение уровня напряжения каждой АКБ и передачу информации в подсистемы Subsystem 1 и Subsystem 2 обеспечивает шина Bus NAPRUGA. Подсистема Subsystem 1 через выходы Out 1 и Out 2 управляет зарядом и разрядом системы балансировки литий-ионных АКБ с помощью ключей S1 и S2. Работа этой подсистемы

основана на измерении напряжений аккумуляторов Battery 1 – Battery 4.

Алгоритм работы подсистемы Subsystem 2 основан на сравнении максимального $U_{\max \text{ АКБ}}$ и минимального $U_{\min \text{ АКБ}}$ значений напряжений АКБ, получения величины $\Delta U = (U_{\max \text{ АКБ}} - U_{\min \text{ АКБ}})$ и сравнении ΔU с заданным разбалансом $\Delta U_{\text{разб}} = 0,1\text{В}$. При $\Delta U > \Delta U_{\text{разб}}$ включается подсистемы Balancer 1 – Balancer 3. При $\Delta U \leq \Delta U_{\text{разб}}$ в работу включается подсистема Subsystem 1, которая формирует управляющие сигналы для отключения подсистем Balancer1 – Balancer3 и подключения АКБ к нагрузке.

На рис. 1, б представлена эквивалентная схема замещения литий-ионной АКБ. Эквивалентная схема содержит внутреннее сопротивление, управляемый источник напряжения литий-ионной батареи, фильтр нижних частот и блок экспоненциальной динамической зоны. Блок Sel управляет ключами заряда/разряда [2].

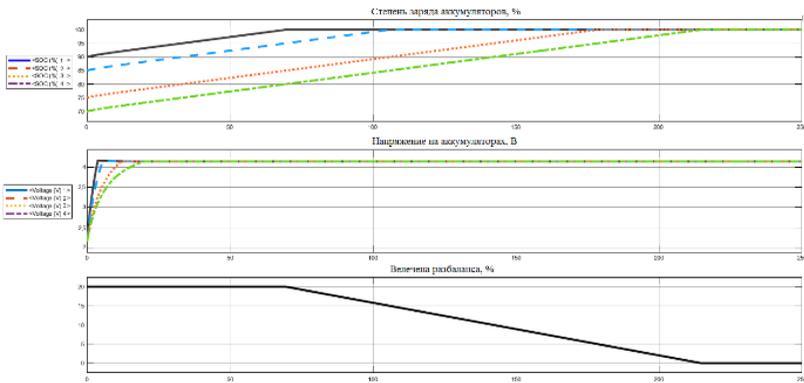
Математическая модель литий-ионной батареи при разряде:

$$f_1(it, i^*, i, Exp) = E_0 - K \cdot \frac{Q}{Q-it} \cdot i^* - K \cdot \frac{Q}{Q-it} \cdot it + \text{Laplace}^{-1} \left(\frac{\text{Exp}(s)}{\text{Sel}(s)} \cdot 0 \right).$$

Математическая модель литий-ионной батареи при заряде:

$$f_2(it, i^*, i) = E_0 - K \frac{Q}{|it| + 0,1 \cdot Q} \cdot i^* - K \frac{Q}{Q-it} it + A \exp(-B \cdot it).$$

На рис. 3, а представлены осциллограммы, отражающие процесс балансировки литий-ионных аккумуляторных батарей в процессе заряда, а на рис. 3, б – осциллограммы при разряде.



а

Рис. 3 (начало)

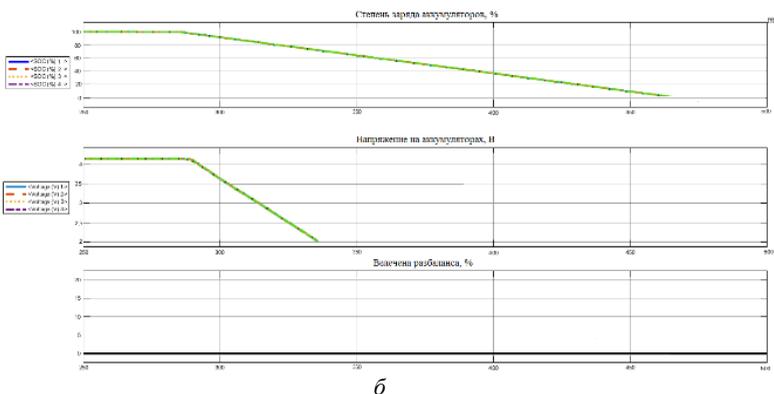


Рис. 3 (окончание). Результаты моделирования системы балансировки в среде MATLAB-Simulink

Система балансировки литий-ионных АКБ в среде MATLAB-Simulink позволяет определить продолжительность балансировки ячеек АКБ при использовании метода активной балансировки путем перераспределения энергии между ячейками АКБ посредством буферных конденсаторов и заданном разбалансе.

ЛИТЕРАТУРА

1. Daowd M., Omar N., Van Den Bossche P., Van Mierlo J. Passive and Active Battery Balancing comparison based on MATLAB Simulation. – 2008.
2. Кушнир А.П. Системы MATLAB Simulation: метод. пособие по курсам «Интегрированные системы проектирования и управления», «Моделирование систем». – 2006.

УДК 621.319.44

АНАЛИЗ ГАРМОНИЧЕСКИХ СОСТАВЛЯЮЩИХ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА ЕМКОСТНОГО ДАТЧИКА УГЛА ПОВОРОТА

*Ю.В. Надымова, аспирант; В.Д. Семенов, проф. каф. ПрЭ;
С.Г. Малофиенко, с.н.с. АО «НПЦ «Полюс»
Научный руководитель В.Д. Семенов, проф. каф. ПрЭ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, Julia7@list.ru*

Проведена оценка нелинейности выходного сигнала емкостного датчика. Получено выражение для расчета нелинейности выходного сигнала методом графического разложения в ряд Фурье. Определено оптимальное количество гармоник для точного расчета.

Ключевые слова: дифференциальный емкостный датчик; датчик угла поворота; графический метод разложения в ряд Фурье; амплитудный метод; гармонический состав выходного напряжения; нелинейность выходного сигнала.

Графический (графоаналитический) метод разложения в ряд Фурье используется для разложения кривых геометрически правильных и неправильных форм [1]. Этот метод основан на разложении графика в ряд гармоник, имеющий конечное число слагаемых.

Ранее была рассмотрена конструкция емкостного датчика при использовании амплитудного способа измерения, построена его математическая модель, благодаря которой получено выражение для расчета зависимости выходного сигнала от угла поворота $\left| \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_n} \right|$ [2].

Для исследования нелинейности выходного напряжения необходимо оценить отклонение полученной характеристики от прямой линии. Рассчитаем нелинейность выходного сигнала емкостного датчика, которую можно записать как разность между линейной и нелинейной составляющими выходной характеристики:

$$\Delta \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_n}(\alpha) = \sqrt{\left(\frac{-0,676\alpha + 0,338}{0,782\alpha^4 - 1,56\alpha^3 + 1,17\alpha^2 - 0,391\alpha + 0,454} \right)^2 + \left(\frac{1,49\alpha^3 + 2,241\alpha^2 - 1,12\alpha + 0,186}{1,27\alpha^4 - 2,49\alpha^3 + 1,88\alpha^2 - 0,622\alpha + 0,725} \right)^2} - 0,787(2\alpha - 1). \quad (1)$$

На основании полученного выражения построим данную зависимость в диапазоне угла $\alpha = 0,5 \dots 1$ с шагом 0,001 (рис. 1).

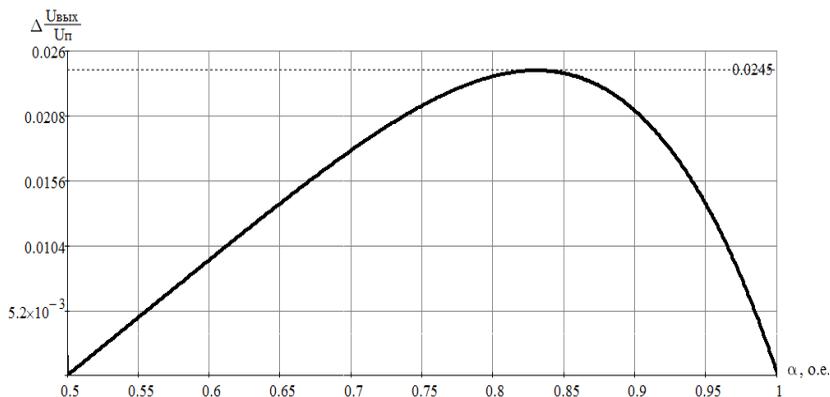


Рис. 1. Нелинейность выходного сигнала датчика

Для устранения нелинейности выходного сигнала необходимо проанализировать выражение (1) и выявить влияние переменной емкости датчика на характер этой нелинейности. Чтобы решить постав-

ленную задачу, воспользуемся методом графического разложения в ряд Фурье зависимости, представленной на рис. 1.

Выражение для расчета нелинейности выходного сигнала емкостного датчика $\Delta \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{нФ}}}(\alpha)$ примет вид

$$\Delta \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{нФ}}}(\alpha) = -U_{m1} \sin(2\pi\alpha) - U_{m2} \sin(4\pi\alpha) + \\ + U_{m3} \sin(6\pi\alpha - 2\pi\beta_0) + U_{m4} \sin(8\pi\alpha - 6\pi\beta_1),$$

где $U_{m1}, U_{m2}, U_{m3}, U_{m4}$ – амплитуды гармоник, а β_0, β_1 – коэффициенты.

Подставив численные значения в данное уравнение, получим

$$\Delta \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{нФ}}}(\alpha) = -0,2323 \sin(2\pi\alpha) - 0,00637 \sin(4\pi\alpha) + 0,023 \sin(6\pi\alpha - 1,09\pi) + \\ + 0,000715 \sin(8\pi\alpha - 3,342\pi). \quad (2)$$

Для оценки точности полученного уравнения построим данную зависимость и сравним ее с графиком, показанным на рис. 1.

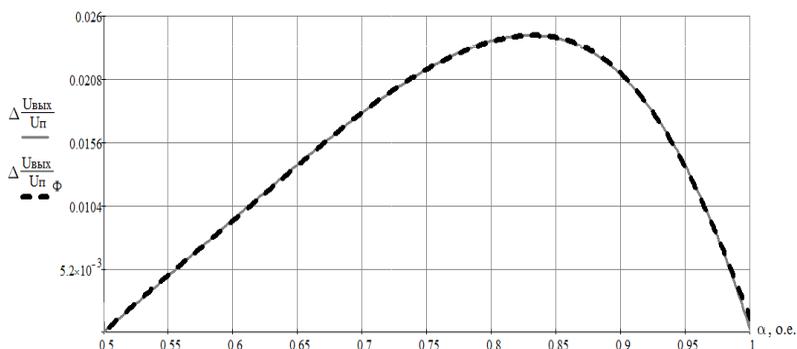


Рис. 2. Нелинейность выходного сигнала датчика

Несмотря на то, что для описания формы нелинейности выходного сигнала (см. рис. 1) было использовано только четыре гармоники, графики, показанные на рис. 2, практически совпадают. Амплитуда пятой гармоники, равная $U_{m5} = 0,00009$, почти не влияет на форму полученного графика нелинейности, так как ее значение примерно в 260 раз меньше значения амплитуды первой гармоники.

На основании вышеизложенного полученное выражение (2) можно использовать для дальнейшего исследования и коррекции нелинейности выходного сигнала емкостного датчика.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи. – 9-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1996. – 638 с.
2. Надьмова Ю.В., Семенов В.Д., Малофиенко С.Г. Построение математической модели дифференциального емкостного датчика угла поворота // Сб. избр. статей научной сессии ТУСУР. – Томск, 2020. – Т. 1. – С. 190–192.

УДК 621.314

ИССЛЕДОВАНИЕ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ОБРАТНОХОДОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С LCDD-СНАББЕРОМ

А.А. Дубина, А.Е. Грезева, студентки;

П.А. Стрельников, аспирант каф. ПрЭ; В.Д. Семенов, проф., к.т.н.

Научный руководитель В.Д. Семенов, проф., к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, nastya05_99@mail.ru

Представлен анализ частотных характеристик обратноходового преобразователя с LCDD-снаббером.

Ключевые слова: обратноходовой преобразователь, LCDD-снаббер, частотные характеристики.

Важным моментом при проектировании силовых преобразователей электрической энергии является расчет цепи обратной связи и правильный выбор методологии коррекции их динамических свойств при замыкании обратной связи. Назначением и основной функцией петли обратной связи в рассматриваемом обратноходовом преобразователе (ОХП) является поддержание выходного напряжения на заданном уровне. Выбор корректирующего звена для объекта регулирования, которым является в данном случае обратноходовой преобразователь с LCDD-снаббером, реализуем на основе его частотных характеристик с разомкнутой обратной связью. В статье [1] представлены расчеты данного преобразователя, но не получены частотные характеристики. Аналитический расчет частотных характеристик обратноходового преобразователя с LCDD-снаббером трудоемок из-за того, что он является сложной импульсной нелинейной системой. В связи с этим снятие частотных характеристик обратноходового преобразователя с LCDD-снаббером осуществлялось на имитационной модели в среде Matlab Simulink.

Имитационная модель преобразователя в среде Matlab Simulink представлена на рис. 1.

Построение логарифмических амплитудно-частотных характеристик (ЛАЧХ) и логарифмических фазо-частотных характеристик

(ЛФЧХ) разомкнутой (нескорректированной) цепи ОХП будем осуществлять следующим образом.

Для того чтобы инструментальными средствами MATLAB [2] получить линеаризованную в рабочей точке передаточную функцию, необходимо выполнить следующие действия:

1. На имитационной модели обозначаем точки входа и выхода нескорректированного объекта управления (input, output) (см. рис. 1).

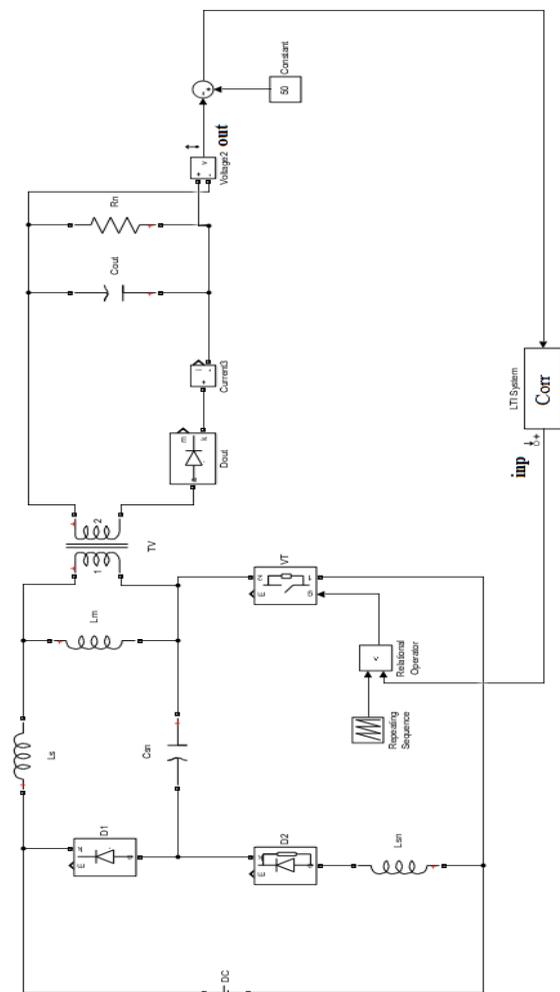


Рис. 1. Имитационная модель обратного преобразователя с LCDD-снаббером с токами линеаризации (input, output)

2. Открываем приложение Linear Analysis Tool и настраиваем параметры постоянного и синусоидального воздействия (Sinestream) в точке *inр*. Постоянное значение воздействия определяет выбранную рабочую точку, а для синусоидального воздействия задаем: единицы измерения частоты – Гц; диапазон частот – от 2 до 25 кГц; тридцать точек по частоте; число периодов входного сигнала; «малую» величину амплитуды переменной составляющей входного сигнала, не приводящую к появлению в системе нелинейных эффектов.

3. Запускаем процесс моделирования, при котором программа Matlab с помощью настроенного в п. 2 синусоидального воздействия вычисляет значения частотной характеристики в выбранной рабочей точке.

4. По полученным частотным характеристикам запускаем идентификацию имитационной модели и ее описания в виде передаточной функции, для которой необходимо указать количество полюсов и нулей.

Передаточная функция нескорректированного ОХП в выбранной рабочей точке имеет вид

$$W_{pц} = 145 \cdot \frac{4 \cdot 10^{-6} \cdot s + 1}{5 \cdot 10^{-15} \cdot s^3 + 1 \cdot 10^{-9} \cdot s^2 + 5.8 \cdot 10^{-5} \cdot s + 1}.$$

На рис. 2 представлены ЛАЧХ и ЛФЧХ нескорректированной разомкнутой цепи.

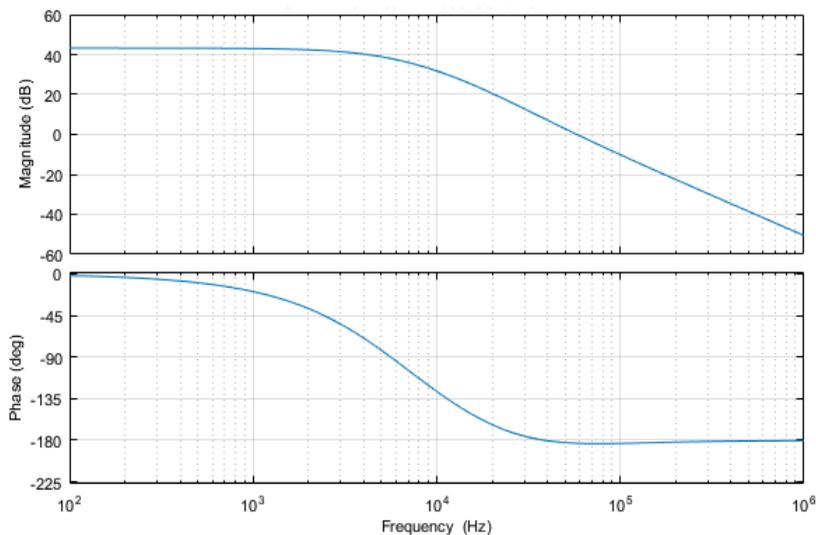


Рис. 2. Передаточная функция, полученная в среде моделирования MatLab

5. Открывая приложение Control System Designer, синтезируем корректирующее звено. В качестве корректирующего звена был выбран ПИД-регулятор

$$W_{\text{КЗ}} = 3,1 \cdot 10^{-7} \frac{7,33 \cdot 10^{-5} \cdot s + 1}{s}$$

На рис. 3 представлены ЛАЧХ и ЛФЧХ скорректированной разомкнутой цепи ОХП.

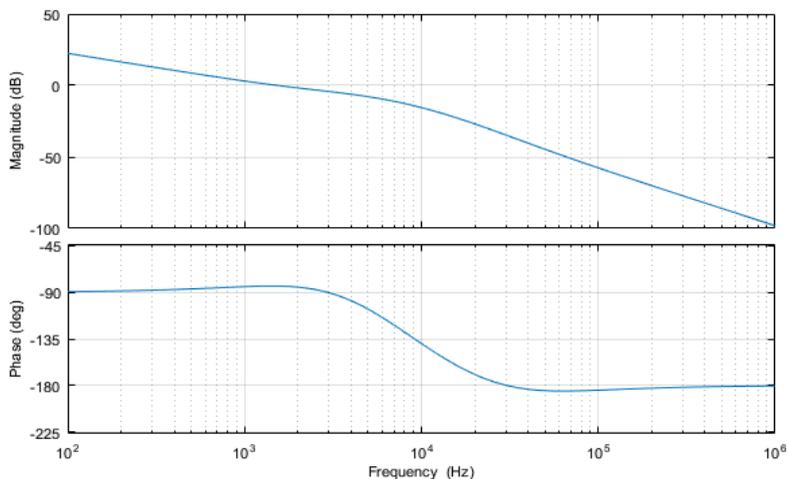


Рис. 3. ЛАЧХ и ЛФЧХ скорректированной системы

На рис. 4 представлено выходное напряжение при пуске обратного преобразователя с LCDD-снаббером с выбранной корректирующей цепью и замкнутой цепью обратной связи.

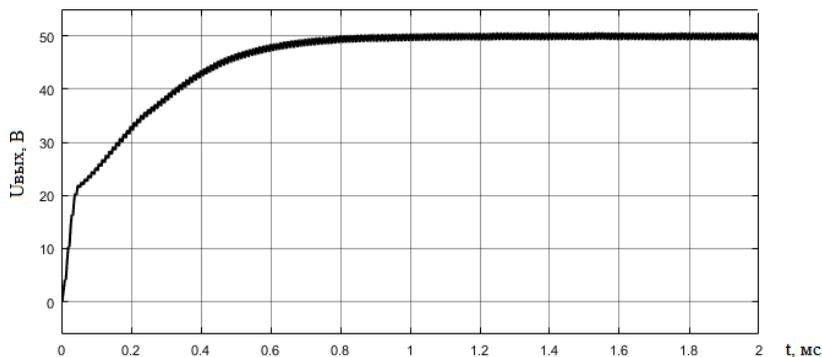


Рис. 4. Выходное напряжение скорректированной системы обратного преобразователя с LCDD-снаббером

Выводы. В ходе работы были получены частотные характеристики обратного преобразователя с LCDD-снаббером, идентифицирована передаточная функция, выбрано корректирующее звено.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дубина А.А., Грезева А.Е., Стрельников П.А., Семенов В.Д. Обратной преобразователь напряжения с мягкой коммутацией силового транзисторного ключа // XVI Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления». – Томск, 18–20 ноября 2020.

2. Черных И.В. Simulink: Инструмент моделирования динамических систем. – СПб.: ДМК-Пресс, 2008. – 400 с.

УДК 621.396.41

РЕЗОНАНСНЫЙ LLC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЭНЕРГИИ АБ СО СВЯЗАННЫМИ ДРОССЕЛЯМИ

О.Ю. Шемолina, студентка; И.С. Шемолin, аспирант;

А.В. Осипов, доцент каф. ПрЭ, к.т.н.;

И.В. Калашников, зав. 15-м отделом НИИАЭМ

г. Томск, ТУСУР, k.y.seletskaya@gmail.com

Приведены результаты исследования по улучшению характеристик повышающего LLC-преобразователя с перенесенным контуром в системе гарантированного электропитания для систем оповещения населения. Показаны возможности конструктивного объединения резонансных индуктивностей при помощи магнитосвязанных дросселей и выполнения шунтирующей индуктивности на одном магнитопроводе.

Ключевые слова: повышающий преобразователь, резонансный контур, LLC-преобразователь.

В связи с необходимостью обеспечивать информирование и оповещение населения в отдаленных районах страны, крайне важную роль играет возможность улучшения массогабаритных характеристик такой аппаратуры. Системы питания и оповещения помещаются в единый корпус, конечная масса которого сильно зависит от преобразователя.

Учитывая ограниченность длительности непрерывной работы системы на номинальную нагрузку от аккумуляторных батарей (АБ), преобразователь должен обладать высоким КПД, так как недостаточная эффективность преобразования может привести к необходимости использования аккумулятора большей емкости, с большими массой и габаритами. Это обуславливает применение резонансных LLC-преобразователей [1–5], имеющих высокие энергетические характеристики.

Нагрузкой преобразователя в случае [1] выступают трансляционные низкочастотные усилители, которые требуют достаточно высокого напряжения питания. Таким образом, преобразователь должен повышать напряжение АБ до необходимого значения.

В работе [1] показано, что габаритные размеры резонансного контура значительно зависят от тока и уменьшение габаритов может быть достигнуто переносом элементов контура во вторичную цепь. Однако для питания усилителей требуется формирование средней точки обмотки трансформатора, что ведет к введению шунтирующей индуктивности и удвоению элементов резонансного контура. Уменьшения размеров резонансного контура в топологии рис. 1 можно достичь применением магнитосвязанных резонансных индуктивностей. Аналогично можно поступить и с шунтирующими дросселями. Модель повышающего *LLC*-преобразователя постоянного тока с учетом их емкостей приведена на рис. 1. Следует отметить, что для уменьшения габаритов имеет смысл только согласованное включение индуктивностей.

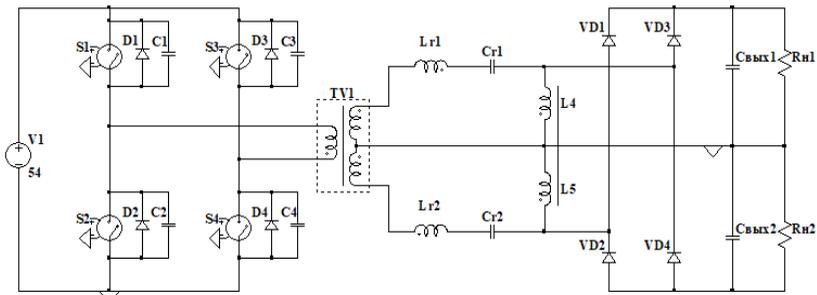


Рис. 1. Имитационная модель повышающего *LLC*-преобразователя со связанными индуктивностями

Задавшись коэффициентом связи $K_{св}$ катушек резонансного контура $Lr1$ и $Lr2$, можно уменьшить их суммарную индуктивность (1), при этом диаграммы работы преобразователя (рис. 2, а) останутся неизменными.

$$\frac{L1 + L2 + 2K_{св} \sqrt{L1 \cdot L2}}{L1 + L2} = \frac{1 + 2K_{св} \cdot a}{a^2 + 1}, \quad (1)$$

где $a = \sqrt{L1/L2}$.

Для шунтирующей индуктивности связывание катушек единым магнитопроводом даст вдвое меньшее влияние на их суммарную индуктивность, так как они включены в электрическую цепь параллельно.

но. Так, при равном соотношении индуктивностей и $K_{св}$, равном 0,5, можно уменьшить резонансную индуктивность почти в 1,5 раза. Для шунтирующих индуктивностей такое уменьшение возможно при $K_{св}$, равном 1.

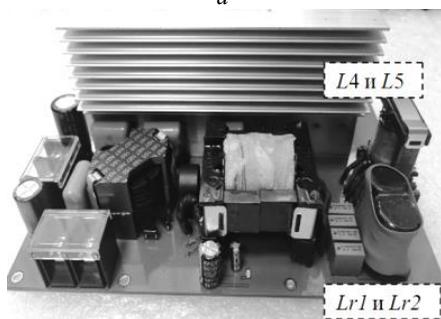
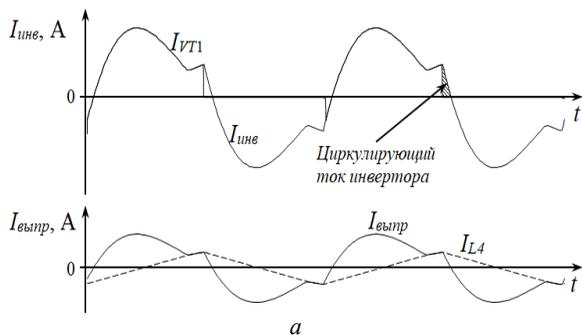


Рис. 2. Диаграммы работы резонансного преобразователя в повышающем режиме (а) и макет преобразователя (б)

Практическая верификация полученных соотношений сделана при построении макета повышающего преобразователя (рис. 2, б). Связанные резонансные дроссели выполнены на сердечниках DR2W 18×22 материала F2. Количество витков каждого магнитопровода $N = 9$, а индуктивность составила 5,5 мкГн. Благодаря фиксированному зазору между катушками суммарная индуктивность согласованных катушек составила около 15 мкГн. Ближайший не связанный аналог катушек – магнитопровод ETD 29 – имеет практически вдвое больший габарит при учете размеров его каркаса.

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 Informat-

ics, Electronics, and Radio Engineering (PIERE). – Novosibirsk, 2020. – P. 121–127. doi: 10.1109/PIERE51041.2020.9314661

2. Jovanović Milan M., Irving Brian T. Efficiency optimization of LLC resonant converters operating in wide input-and/or output-voltage range by on-the-fly topology-morphing control // IEEE. – 2015.

3. Xiang F., Haibing H., Shen Z.J., Batarseh I. Operation mode analysis and peak gain approximation of the LLC resonant converter // IEEE Transactions On Power Electronics. – April 2012. – Vol. 27, No. 4.

4. Steigerwald R.L., De Doncker R.W., Kheraluwala H. A comparison of high-power DC-DC soft-switched converter topologies // IEEE Transactions on Industry Applications. – Sept.–Oct. 1996. – Vol. 32, No. 5. – P. 1139–1145. doi: 10.1109/28.536876

5. Yang Bo, Lee F.C., Zhang A.J., Huang G. LLC resonant converter for front end DC/DC conversion // APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.02CH37335). – Dallas, TX, USA. – 2002. – Vol. 2. – P. 1108–1112. doi: 10.1109/APEC.2002.989382

УДК 621.316.91

ОБЕСПЕЧЕНИЕ НЕПОВРЕЖДАЕМОСТИ ПАРАЛЛЕЛЬНОГО ОГРАНИЧИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

И.О. Суховерков, аспирант каф. ПрЭ

*Научный руководитель С.Г. Михальченко, доцент, д.т.н., зав. каф. ПрЭ
г. Томск, ТУСУР, syhoverkovio@gmail.com, msg@ie.tusur.ru*

Проведено описание части искрозащитного барьера, с точки зрения его функционирования и безопасности согласно ГОСТ 31610.11–2014 [1]. Данный метод оценки работоспособности и критических режимов работы защитных цепей и выходных каскадов является обязательным при разработке искробезопасных источников питания. Схема ограничителей напряжения на основе стабилизатора известна широко, однако в среде барьеров обеспечения искробезопасности к этой схеме прилагаются дополнительные специфические требования.

Ключевые слова: искробезопасность, защитные цепи, взрывоопасные среды, ограничители напряжения, неповреждаемость.

Основная задача схем типа ПОН [2] (параллельный ограничитель напряжения) – ограничить уровень напряжения на участке цепи согласно ГОСТ 31610.11–2014 (п. 7.5.2 – шунты, ограничивающие напряжение). Полупроводниковые элементы могут использоваться в качестве шунтирующих устройств для ограничения напряжения при условии, что с учетом переходных процессов они удовлетворяют указанным в этом пункте требованиям.

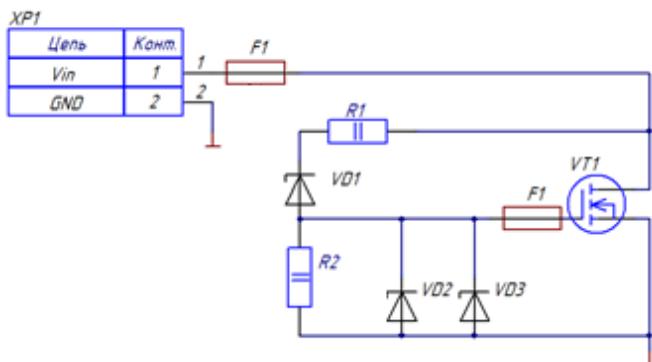


Рис. 1. Схема электрическая принципиальная ПОН-С

Принцип работы ПОН-С основан на свойствах работы стабилитрона: основную задачу по детектированию напряжения выполняет VD1 – при превышении заданного напряжения он начинает пропускать ток, создавая падение напряжения между анодом VD1 и катодом VD2//R2. Это напряжение, является открывающим для шунтирующего выход транзистора VT1.

В случае если на вход V_{in} подается напряжение свыше установленного стабилитроном VD1 напряжения, то через FU1 попадает на схему ПОН-С. В этом случае транзистор VT2 открывается. Сопротивление открытого канала транзистора составляет десятки единицы миллиом Ом, назовем его R_{vt2} , тогда получается следующая схема замещения, показанная на рис. 2.

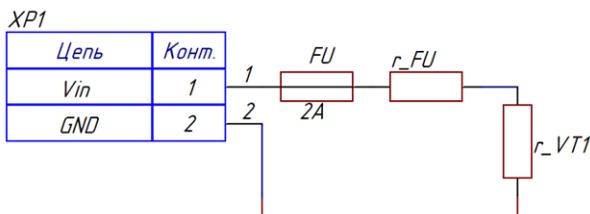


Рис. 2. Схема замещения при полном шунтировании выхода

То есть получается обычный резистивный делитель, где выходное напряжение схемы равно напряжению на транзисторе (нижним плечом делителя служит сопротивление открытого канала, которое много ниже сопротивления предохранителя).

Данная схемы выполнена в соответствии с требованиями п. 7.5.2 ГОСТ 31610.11–2014.

Расчёт нагрузки компонентов схемы при вносимых повреждениях следует проводить с учётом требований по полуторакратному запасу по току, напряжению и мощности по ГОСТ 31610.11–2014.

В случае повреждения VD1 на короткую, максимальное напряжение будет приложено к VD2, и образуется параметрический стабилизатор с R1. Мощность на резисторе будет заведомо меньше, чем описанная выше, за счёт меньшего падения напряжения.

Резистор R2 предназначен для установки напряжения на затворе VT1. Наихудший случай его работы будет при пробое цепи сток-затвор транзистора.

Транзистор VT2 должен иметь полуторакратный запас по напряжению и не менее чем $1,5 \times 1,7$ запас по току исходя из значения тока предохранителя силовой цепи.

Мощность с полуторакратным запасом на VD2//VD3 должна быть меньше 5 Вт на каждый корпус в отдельности, т.е. мощности не суммируются, а дублирование стабилизатора предусмотрено только с точки зрения гарантирования напряжения в затворной цепи.

Выводы. При соблюдении вышеупомянутых условий, все элементы схемы ПОН-С являются соответствующими требованиям п. 7.1 по ГОСТ 31610.11–2014 и являются не повреждаемыми. В п. 7.5.2 ГОСТ 31610.11–2014 указано, что «в электрических цепях, выполненных в соответствии с вышеуказанными требованиями, устройства с дублированием считают неповреждаемым блоком». В схеме ПОН-С узлы ограничения напряжения дублируются, следовательно, блок схем ПОН-С можно считать неповреждаемым блоком и его выходное напряжение можно считать стабилизированным [3].

ЛИТЕРАТУРА

1. ГОСТ 31610.11–2014 (IEC 60079-11:2011). Взрывоопасные среды. Ч. 11: Оборудование с видом взрывозащиты «искробезопасная электрическая цепь «i»», дата введения 2016-12-01. – URL: <http://docs.cntd.ru/document/1200121999> (дата обращения: 10.21.2020).

2. Взрывозащита // Гражданская защита: энциклопедия: в 4 т. – Т. 1 (А – И). – М.: ФГБУ ВНИИ ГОЧС (ФЦ), 2015.

3. Надежность силовых устройств в России: мифы и реалии, проблемы и пути решения // Силовая электроника. – 2009. – Ч. 3, № 1.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НА ОСНОВЕ ТОПОЛОГИИ ДВОЙНОГО АКТИВНОГО МОСТА В РЕЖИМЕ ЗАРЯДА

А.Э. Цифра, студент; И.С. Шемолин, аспирант;

А.В. Осипов, доцент каф. ПрЭ, к.т.н.;

И.В. Калашиников, зав. 15-м отд. НИИАЭМ

г. Томск, ТУСУР, fw1_91@mail.ru

Приведены результаты исследования и практический опыт построения зарядного устройства на преобразователе двойного активного моста в системе гарантированного электропитания для систем оповещения населения. Показаны принципы регулирования, построены основные характеристики и получены диаграммы работы.

Ключевые слова: источник питания, активный выпрямитель, мягкая коммутация, зарядно-разрядное устройство.

В системах бесперебойного питания звукового усилителя оповещения населения зарядные устройства гарантируют заряд аккумуляторных батарей и при этом формируют напряжение питания для служебных компонентов. Топология зарядного устройства на основе двойного активного моста, в зарубежной литературе носящее название Dual Active Bridge (DAB), является одним из наиболее перспективных решений, применяемых в СГЭП в качестве преобразователя энергии аккумуляторной батареи. Как правило, это системы, содержащие в себе несколько первичных источников электрической энергии, в качестве которых выступают аккумуляторные батареи, в том числе различного напряжения и емкости [1, 2]. Такие преобразователи могут применяться в качестве зарядного устройства аккумуляторной батареи в режиме однонаправленного протекания энергии. Несомненным плюсом является наличие активного выпрямителя в высокоточной стороне аккумуляторной батареи и мягкой коммутации всех транзисторов преобразователя. Оба условия значительно увеличивают КПД.

Классический DAB состоит из входного высоковольтного моста, построенного на транзисторах VT_1, \dots, VT_4 , дросселя L , трансформатора T_1 , выходного низковольтного моста на транзисторах VT_5, \dots, VT_8 [4].

Транзисторы высоковольтного моста управляются синфазно по диагонали. Диагонали работают в противофазе с фиксированным интервалом паузы. Транзисторы низковольтного моста управляются аналогично. Регулирование преобразователем производится сдвигом фаз управляющих импульсов выходного моста относительно входного на угол φ .

Для получения диаграмм работы и регулировочной характеристики преобразователя была собрана модель в LTspice (рис. 1). Входной источник преобразователя – высоковольтная шина однофазного корректора коэффициента мощности, выходной источник – группа последовательных аккумуляторных батарей суммарным напряжением до 54 В. На рис. 2 продемонстрированы диаграммы работы преобразователя.

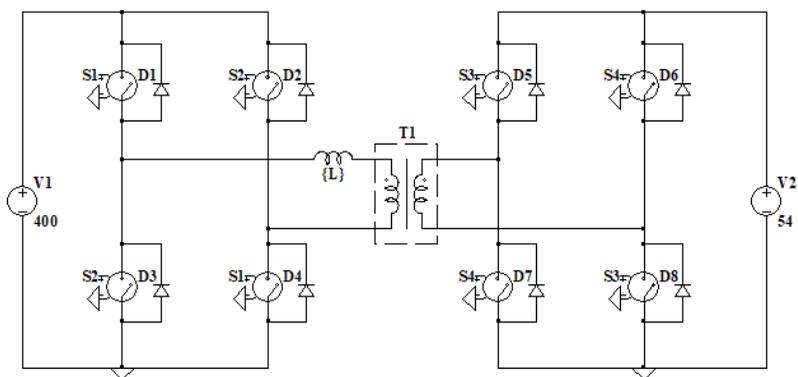


Рис. 1. Преобразователь на основе двойного активного моста

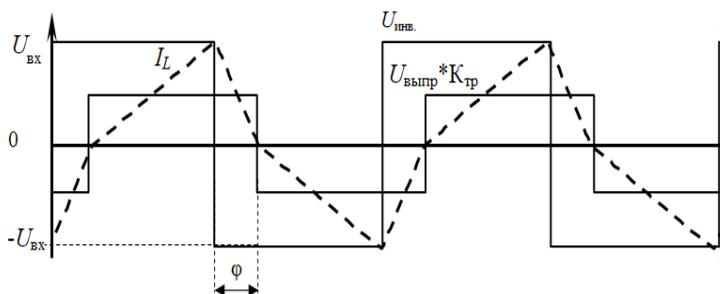


Рис. 2. Диаграммы работы преобразователя в режиме заряда

Благодаря расположению дросселя по переменному току и зафиксированным напряжениям источников ЭДС [4], регулировочная характеристика преобразователя задает выходной ток в зависимости от сдвига фаз (рис. 3), а симметричность топологии позволяет двунаправленное протекание электрической энергии [5].

Приведенная характеристика нормирована по отношению к номинальному току заряда аккумуляторных батарей. При малых углах ϕ характеристика близка к линейной. На практике, оба этих свойства

могут значительно упростить систему управления зарядным устройством.

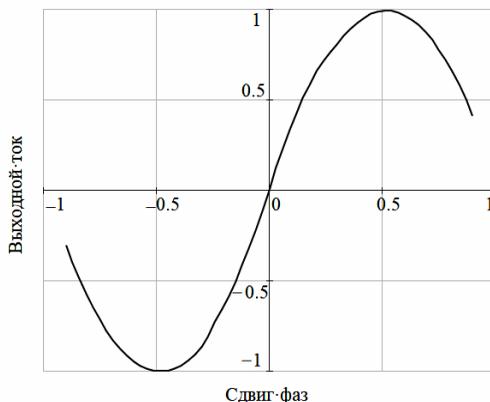


Рис. 3. Регуляционная характеристика ДАВ-преобразователя

Однако следует отметить, что при малых углах регулирования выпрямительный мост выходит из режима мягкой коммутации, а также возрастает реактивная составляющая его тока. Это ограничивает область применения преобразователя, а решение данной проблемы является актуальной научной задачей в исследовании данной топологии.

ЛИТЕРАТУРА

1. Barone G. et al. A dual active bridge dc-dc converter for application in a smart user network // Australasian Universities Power engineering conference (aupec). – perth, wa, australia, 2014. – P. 1–5. doi: 10.1109/AUPEC.2014.6966538
2. Stieneker M., De Doncker R.W. Dual-active bridge dc-dc converter systems for medium-voltage DC distribution grids // IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC). – Fortaleza, Brazil, 2015. – P. 1–6. doi: 10.1109/COBEP.2015.7420246
3. Steigerwald R.L., De Doncker R.W., Kheraluwala H. A comparison of high-power DC-DC soft-switched converter topologies // in IEEE Transactions on Industry Applications. – Sept.–Oct. 1996. – Vol. 32, No. 5. – P. 1139–1145. doi: 10.1109/28.536876
4. Rodriguez Alonso A.R., Sebastian J., Lamar D.G., Hernando M.M., Vazquez A. An overall study of a Dual Active Bridge for bidirectional DC/DC conversion // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. – Atlanta, GA, USA, 2010. – P. 1129–1135. doi: 10.1109/ECCE.2010.5617847
5. Krismer F., Kolar J.W. Efficiency-Optimized High-Current Dual Active Bridge Converter for Automotive Applications // IEEE Trans. On Ind. Electron. – 2012. – Vol. 59, No. 7. – PP. 2745–2760.

**ИССЛЕДОВАНИЕ ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ ТЯГОВОГО
ЭЛЕКТРОПРИВОДА НА БАЗЕ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ
С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ И Z-ИНВЕРТОРОМ
В ПРОГРАММНОЙ СРЕДЕ MATLAB SIMULINK**

*А.В. Васильев, магистрант; В.Д. Семенов, к.т.н., проф. каф. ПрЭ
Научный руководитель В.Д. Семенов, к.т.н., проф. каф. ПрЭ
г. Томск, ТУСУР, wassel@sibmail.com*

Реализован способ управления Z-инвертором в системе электропривода на базе синхронной машины, построена и исследована имитационная модель электропривода с применением пакета программ Matlab.

Ключевые слова: электропривод, синхронная машина с постоянными магнитами, Z-фильтр, Z-инвертор, векторная ШИМ, имитационная модель, Matlab, Simulink.

В современном мире все более широкое распространение получает электротранспорт. Особенность его эксплуатации характеризуется чередованием изменения скоростных режимов и снижением напряжения аккумуляторной батареи. Синхронная машина с постоянными магнитами [1] имеет высокие технические показатели, такие как высокий КПД, высокий крутящий момент, высокая удельная мощность [2]. Для компенсации снижения значения напряжения на аккумуляторной батарее, а также для обеспечения возможности форсажа максимальной частоты вращения предлагается использовать в структуре электропривода Z-фильтр, который в сочетании с трехфазным мостовым преобразователем и системой управления обеспечивает структуру Z-инвертора [3].

Функциональная схема электропривода, представленная на рис. 1, состоит из пяти основных блоков: аккумуляторной батареи, системы управления, трехфазного мостового инвертора, Z-фильтра, электродвигателя. В исследуемой имитационной модели применена система управления электроприводом с векторной ШИМ [2]. Сочетание двух блоков: Z-фильтра и трехфазного мостового инвертора – образует Z-инвертор [3, 4].

Для того чтобы обеспечить работу Z-инвертора, нужно изменить алгоритм переключения стоек силовых ключей трехфазного мостового инвертора, организовав одновременное включение обоих ключей стойки. За основу принят стандартный алгоритм реализации векторной ШИМ [2] с выделением трех зон для введения коррекции алгоритма переключения ключей. Рассмотрим алгоритм работы на примере первой стойки трехфазного инвертора, что соответствует второму сектору векторной диаграммы (рис. 2, б).

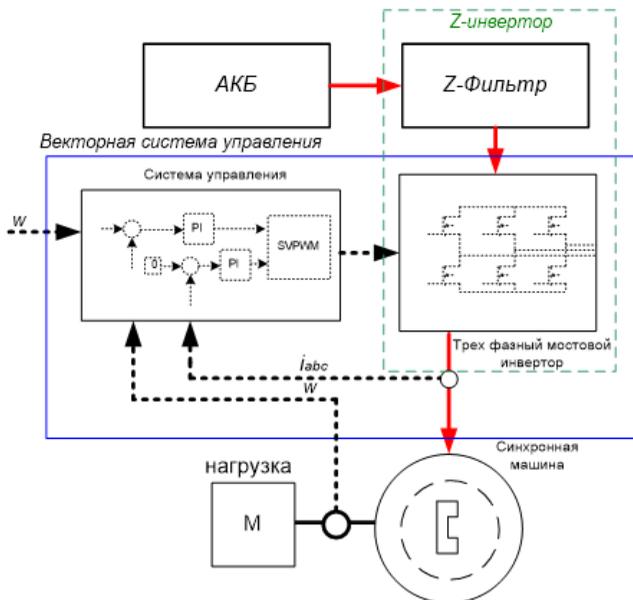
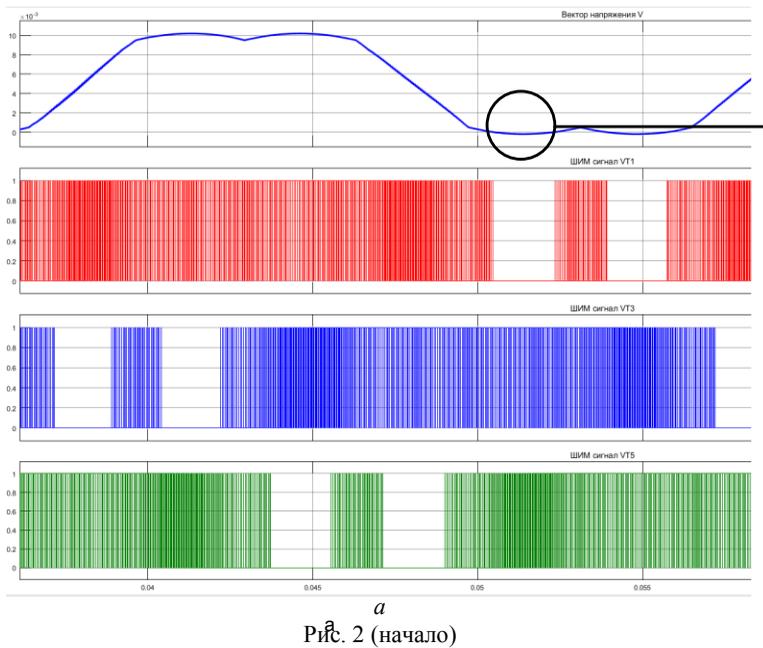


Рис. 1. Функциональная схема электропривода с Z-фильтром



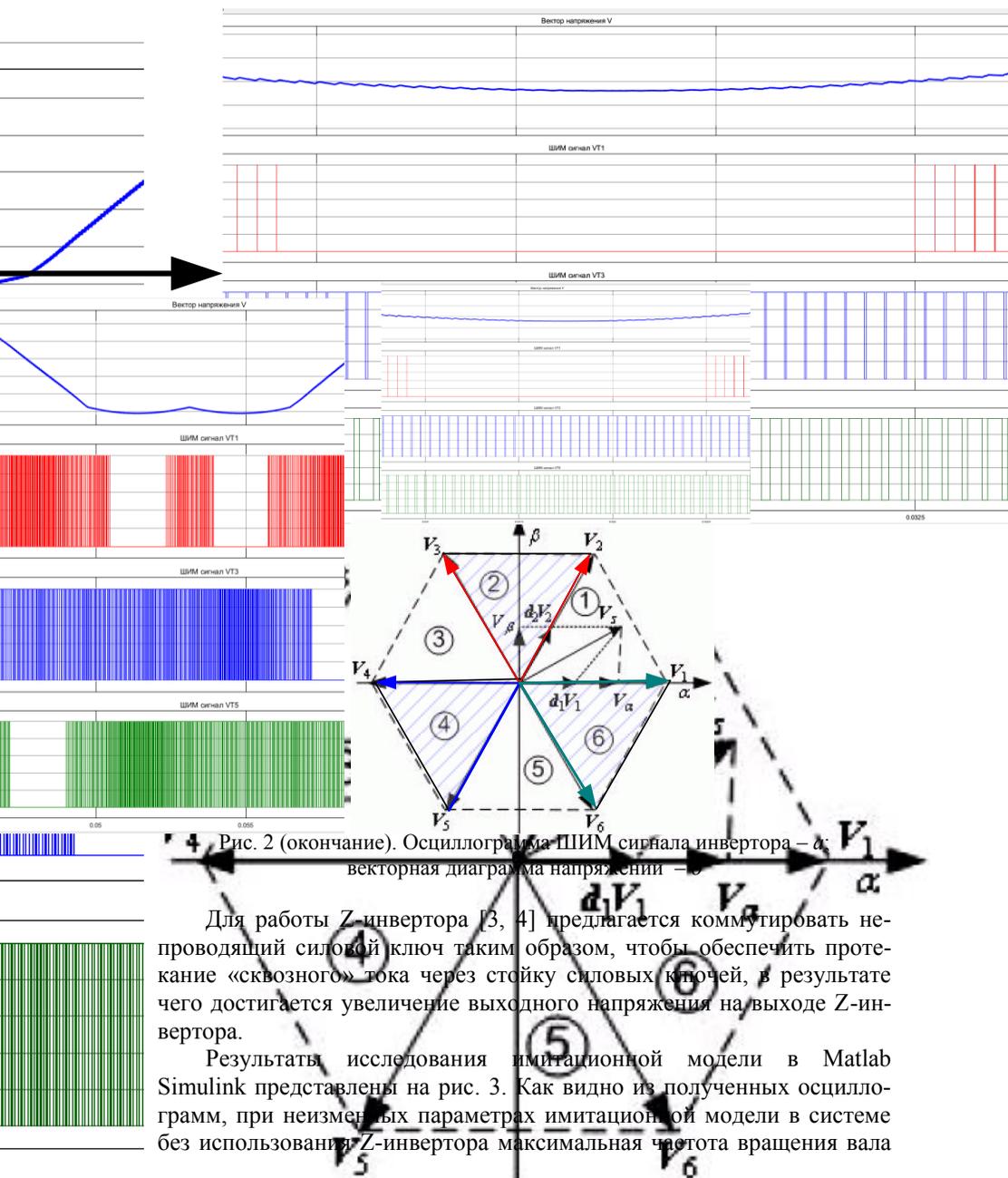


Рис. 2 (окончание). Осциллограмма ШИМ сигнала инвертора – α векторная диаграмма напряжений – β

Для работы Z-инвертора [3, 4] предлагается коммутировать непроводящий силовой ключ таким образом, чтобы обеспечить протекание «сквозного» тока через стойку силовых ключей, в результате чего достигается увеличение выходного напряжения на выходе Z-инвертора.

Результаты исследования имитационной модели в Matlab Simulink представлены на рис. 3. Как видно из полученных осциллограмм, при неизменных параметрах имитационной модели в системе без использования Z-инвертора максимальная частота вращения вала

двигателя составляет 310 об/мин, она ограничена значением питающего напряжения, о чем свидетельствуют искаженные формы токов и пульсации момента. При включении в структуру САР Z-инвертора частота вращения вала двигателя выходит на заданную и равна 380 об/мин, искажения формы фазных токов и момента значительно ниже. В исследуемой имитационной модели форсирование частоты вращения вала двигателя составило 22%.

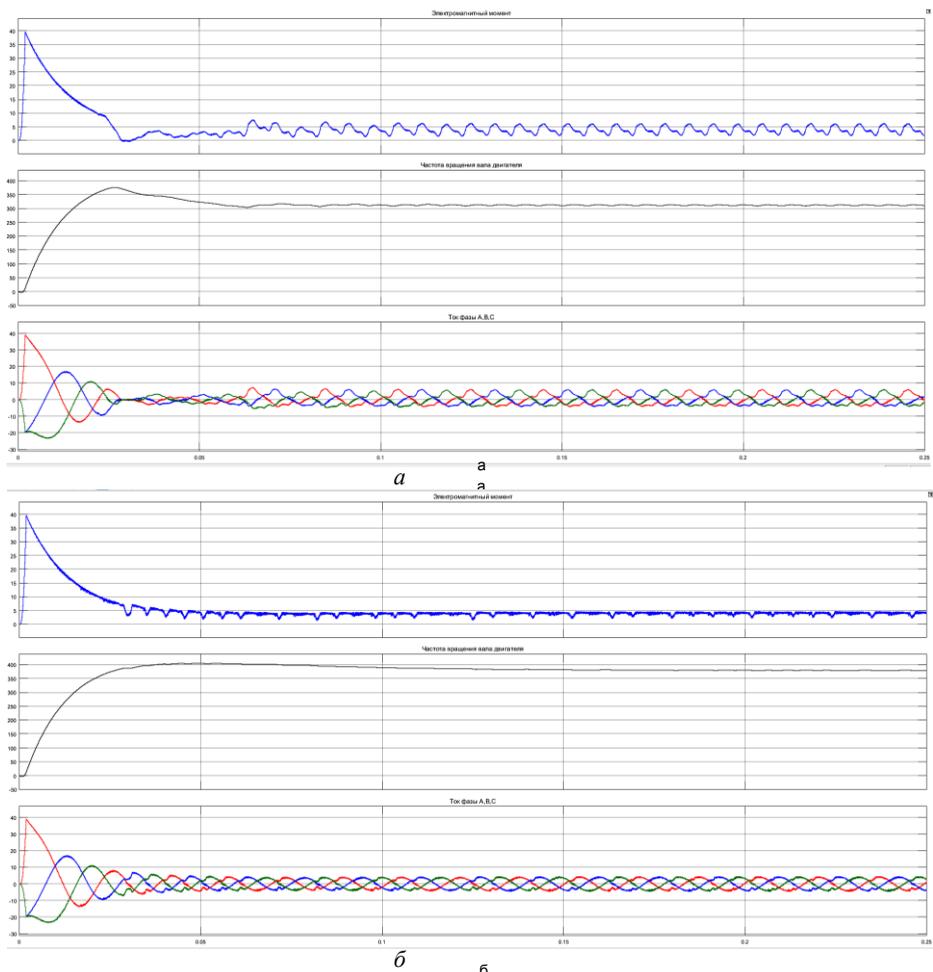


Рис. 3. Результаты моделирования характеристик электропривода:
 а – без использования Z-инвертора; б – с использованием Z-инвертора

Заключение. Построенная и исследованная имитационная модель показывает работоспособность системы управления Z-инвертора в структуре электропривода. Результаты показывают, что использование Z-инвертора позволило форсировать максимальную частоту вращения вала двигателя без использования дополнительных силовых ключей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Мигаль В.Д., Двадненко В.Я. Выбор электродвигателей для электро-мобилей и гибридных автомобилей // Вестник ХНАДУ. – 2016. – Вып. 75. – 116 с.
2. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. – Екатеринбург, УРО РАН, 2000. – 654 с.
3. Gain U., Shajith A., Kamaraj V. Z-source inverter with a new space vector pwm algorithm for high voltage // ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences. – Department of Electrical and Electronics Engineering, SSN College of Engineering, Chennai, Tamilnadu, India. – June 2011. – Vol. 6, No. 6.
4. Asghar Taheri, Jamal Abbasi Bolaghi, Mohammad Hossein Babaei. LC-Z-Source Inverter Design and Control Chinese // Journal of Electronics. – May 2020. – Vol. 29, No. 3 (Department of Electrical Engineering, University of Zanjan, Zanjan 4531751, Iran).

УДК 621.396.41

ИСТОЧНИК ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ НА ОСНОВЕ РЕЗОНАНСНОГО LLC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ СИСТЕМ ОПОВЕЩЕНИЯ НАСЕЛЕНИЯ

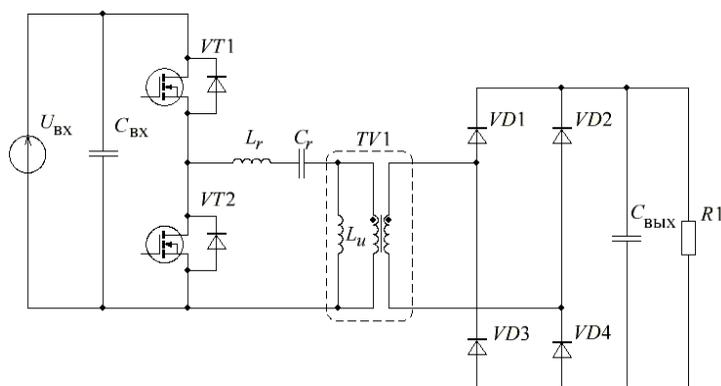
А.И. Зазыгин, студент; И.С. Шемолин, аспирант; А.В. Осипов, доцент каф. ПрЭ, к.т.н.; И.В. Калашиников, зав. 15-м отд. НИИАЭМ г. Томск, ТУСУР, andrey.zazygin@mail.ru

Приведены результаты исследования и практический опыт построения стабилизатора напряжения на основе LLC-преобразователя, в системе гарантированного электропитания для систем оповещения населения. Проведен анализ коммутационных процессов, получены диаграммы работы и регулировочные характеристики. Сформулированы преимущества использования данного преобразователя в системах вторичного электропитания.

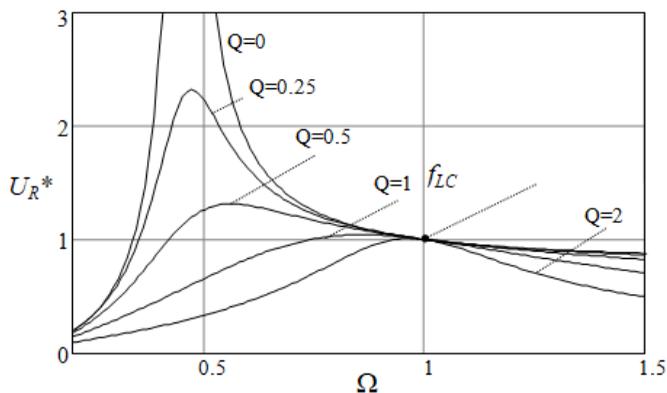
Ключевые слова: источник питания, резонансный LLC-преобразователь, частотное регулирование, мягкая коммутация.

На сегодняшний день важную роль в обеспечении безопасности населения играют системы оповещения при чрезвычайных ситуациях, что предъявляет высокие требования к их электроснабжению в системах гарантированного электроснабжения (СГЭП), в частности к энер-

гетическим характеристикам преобразователя электроэнергии. Существующая тенденция роста интереса к резонансным преобразователям обусловлена их высоким КПД, достигаемым за счет мягкой коммутации транзисторов, позволяющей минимизировать динамические потери и улучшить внутрисистемную электромагнитную обстановку. При этом изолированные топологии резонансных преобразователей позволяют формировать двуполярное напряжение, необходимое при питании низкочастотных усилителей, и произвольно согласовывать уровни входного и выходного напряжений. Другим важным свойством резонансных преобразователей является способность параметрически ограничивать ток контура при перегрузках за счет увеличения его реактивного сопротивления (рис. 1).



a



б

Рис. 1. Полумостовой резонансный LLC-преобразователь – *a*;
АЧХ преобразователя при различных добротностях – *б*

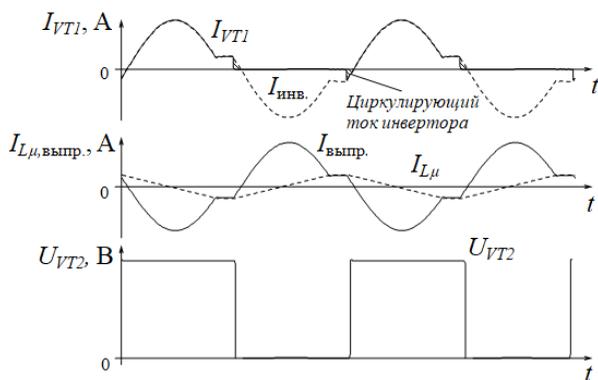
Следует отметить особенность режима работы системы, заключающуюся в том, что низкочастотные усилители периодически воспроизводят голосовые сообщения или сигнал сирены, оповещающей о чрезвычайной ситуации, поэтому нагрузка преобразователя является импульсной, изменяющейся от номинальной до холостого хода.

Наиболее распространенная LC -топология резонансного преобразователя не позволяет работать в условиях холостого хода [1], поэтому используется LLC -преобразователь с шунтирующей индуктивностью в виде индуктивности намагничивания трансформатора L_{μ} [2–5]. Резонансный LLC -преобразователь (см. рис. 1, а) построен на основе полумостового инвертора на транзисторах $VT1$, $VT2$, резонансного контура, состоящего из конденсатора C_r , дросселя L_r и индуктивности L_{μ} , трансформатора $TV1$, выпрямителя на диодах $VD1 \dots VD4$ и выходного емкостного фильтра $C_{\text{вых}}$.

Амплитудно-частотную характеристику, нормированную относительно резонансной частоты, можно построить с помощью (1)

$$U_R^*(\Omega) = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\Omega^2 - 1}{\Omega^2 m} + 1\right)^2 + \left(Q \frac{\Omega^2 - 1}{\Omega}\right)^2}}, \quad (1)$$

$\Omega = \omega \sqrt{L_r C_r}$ – относительное изменение частоты, $m = L_{\mu} / L_r$ – соотношение индуктивностей контура, Q – добротность резонансного контура. Применено частотное регулирование, регулировочная характеристика показана на рис. 1, б.



а

Рис. 2 (начало)

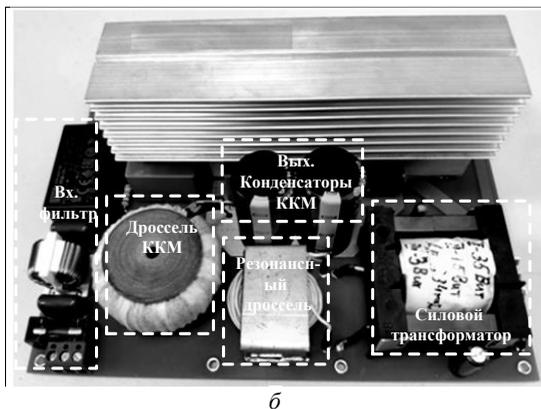


Рис. 2 (окончание). Диаграммы работы резонансного преобразователя: в повышающем режиме – *а*; макет преобразователя – *б*

При работе на частотах ниже резонансной преобразователь находится в повышающем режиме, при этом шунтирующая индуктивность позволяет сохранить прежнее направление протекания тока в момент коммутации транзисторов [5]. Перезаряд емкостей сток-исток транзисторов происходит циркулирующим током инвертора, не зависящим от мощности нагрузки (рис. 2).

Таким образом, за счет приведенных характеристик, преобразователь является энергоэффективным решением для СГЭП систем опощения населения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Осипов В.А. и др. Последовательный резонансный преобразователь для систем электропитания от аккумуляторов // Доклады ТУСУР. – 2017. – Т. 20, № 2. – С. 103–110. doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-2-103-110
2. Jovanović M.M., Irving Brian T. Efficiency optimization of LLC resonant converters operating in wide input-and/or output-voltage range by on-the-fly topology-morphing control // IEEE. – 2015.
3. Xiang F., Haibing H., Shen J.Z., Batarseh I. Operation mode analysis and peak gain approximation of the LLC-resonant converter», IEEE Transactions On Power Electronics. – April 2012. – Vol. 27, No. 4.
4. Сайт компании «Texas Instruments Incorporated». Designing an LLC-Resonant Half-Bridge Power Converter [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.ti.com/seclit/ml/slup263/slup263.pdf>, свободный (дата обращения: 08.03.2021).
5. 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

ИССЛЕДОВАНИЕ СОСТАВА, СТРУКТУРЫ И ОПТИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ПОРОШКОВ $BaTi_{(1-x)}Zr_xO_3$, СИНТЕЗИРОВАННЫХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НАНОЧАСТИЦ TiO_2

*М.М. Михайлов, рук. лаб. РКМ; О.А. Алексеева, с.н.с. лаб. РКМ
г. Томск, ТУСУР, membrana2010@mail.ru*

Осуществлен синтез твердотельным способом при последовательном прогреве ($800\text{ }^\circ\text{C} \times 2\text{ ч} \rightarrow 1200\text{ }^\circ\text{C} \times 2\text{ ч}$) смесей порошков (микро $BaCO_3$ + нано TiO_2 + микро ZrO_2), проведено исследование гранулометрического и фазового составов, структуры спектров диффузного отражения в области 0,2–2,2 мкм, интегрального коэффициента поглощения солнечного излучения и ИК-Фурье-спектров.

Ключевые слова: порошки, синтез, титанаты бария, наночастицы, состав, структура, оптические свойства.

Титанаты бария обладают примечательным свойством – наличием фазовых переходов (ФП) в области температур, незначительно отличающихся от комнатной. Поэтому их кристаллическая структура [1], электрические [2], диэлектрические [3] и оптические [4] свойства существенно изменяются в диапазоне температур от 120–1и Кюри ($120\text{--}130\text{ }^\circ\text{C}$) – в области ФП от кубической к тетрагональной сингонии.

Порошки титанатов бария могут использоваться в качестве пигментов отражающих термостабилизирующих покрытий. Для смещения точки Кюри в область комнатной температуры и изменения излучательной способности осуществляют частичное замещение атомов титана атомами других элементов. Ранее такое замещение осуществляли атомами циркония [5].

Для увеличения фото- и радиационной стойкости при синтезе порошков $BaTi_{(1-x)}Zr_xO_3$ используют наночастицы ZrO_2 [6, 7]. Представляет научный интерес использование наночастиц TiO_2 вместо наночастиц ZrO_2 при синтезе соединений $BaTi_{(1-x)}Zr_xO_3$, объемная доля которых в исходных смесях порошков ($BaCO_3 + TiO_2 + ZrO_2$) существенно большая. При этом концентрация наночастиц TiO_2 должна быть несколько большей по сравнению с расчетной, необходимой для смещения ФП до определенной температуры. Непрореагировавшая часть наночастиц будет выполнять роль центров релаксации первичных дефектов, образованных действием излучений.

В настоящей работе осуществляли синтез порошков $BaTi_{(1-x)}Zr_xO_3$ с использованием наночастиц TiO_2 и исследование фазового и гранулометрического составов, структуры и оптических свойств: спектров диффузного отражения в области 0,2–2,2 мкм, интегрального коэффи-

циента поглощения солнечного излучения и ИК-Фурье спектров. Для каждой концентрации замещающих атомов Zr ($x = 0,1; 0,2; 0,3; 0,4; 0,5$) готовили смеси исходных микропорошков $BaCO_3$, ZrO_2 и нанопорошка TiO_2 , которые прогревали в атмосфере: 2 ч при 800 °С, затем (после полного остывания) 2 ч при 1200 °С.

Экспериментальные результаты показали (таблица), что в составе синтезированных порошков имеются непрореагировавшие наночастицы TiO_2 , максимальное содержание которых достигает 7,3% от суммарной концентрации всех фаз для порошка $BaTi_{0,3}Zr_{0,7}O_3$.

Зависимости содержания различных соединений (%) от концентрации атомов Zr в синтезированных порошках $BaZr_xTi_{(1-x)}O_3$

Наименование соединения	Содержание атомов Zr (x)				
	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5
$BaZr_xTi_{(1-x)}O_3$	88,5	83,2	78,5	74,6	72,8
ZrO_2	1,8	0,7	9,7	18,1	6,1
TiO_2	1,6	4,7	7,3	2,3	4,3
$ZrTiO_4$	3,9	5,2	1,0	0,9	4,4
$BaCO_3$	3,8	5,6	1,9	3,9	11,3
$BaZrO_3$	0,4	0,6	1,7	0,2	1,1

Такой состав смесей (применение наночастиц TiO_2 вместо ранее использованных наночастиц ZrO_2) и режим двойного прогрева при синтезе позволяют получать порошки $BaTi_{(1-x)}Zr_xO_3$, состоящие из зерен со средними размерами 0,45 и 0,52 мкм и гранул со средними размерами 2,0 и 5,2 мкм. Гранулы обоих типов состоят из зерен таких же размеров. На поверхности зерен, существующих отдельно и в составе гранул, присутствуют вода и ОН-группы.

Наличие наночастиц приводит к смещению края основного поглощения в коротковолновую область спектра. Наночастицы могут препятствовать спеканию зерен порошка в гранулы. Такие порошки обладают высокой отражательной способностью в видимой и ближней ИК-областях спектра, коэффициент отражения достигает 96%.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, проект № 19-32-60067.

ЛИТЕРАТУРА

1. Acosta M., Novak N., Rojas V. et al. $BaTiO_3$ -based piezoelectrics: Fundamentals, current status, and perspectives // *Appl. Phys. Rev.* – 2017. – Vol. 4. – P. 041305.
2. Takahisa Yamamoto, Yukio Sato, Tomohito Tanaka et.al. Electron transport behaviors across single grain boundaries in *n*-type $BaTiO_3$, $SrTiO_3$ and ZnO // *Journal of Vaterials Science.* – 2005. – Vol. 40. – P. 881–887.

3. Nawal Binhayeeniyi, Pisan Sukwisute, Safitree Nawae et al. Energy Conversion Capacity of Barium Zirconate Titanate // *Materials*. – 2020. – Vol. 13. – P. 315.
4. Rout S.K. Phase Formation and Dielectric Studies of Some BaO-TiO₂-ZrO₂ Based Perovskite System // *A Thesis in Physics (Materials Science)*. – April 2006. – Department of Physics National Institute of Technology, Rourkela-769 008 (A Deemed University). – Orissa, India. – 166 p.
5. Mikhailov M.M., Ulyanitskii V.Y., Vlasov V.A. et al. Thermostabilizing BaTiO₃ coatings synthesized by detonation spraying method // *Surface and Coatings Technology*. – 2017. – Vol. 319. – P. 70–75.
6. Утебеков Т.А. Структура, оптические свойства и радиационная стойкость синтезированных порошков BaTiZrO₃: дис. ... канд. физ.-мат. наук / Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. – Томск, 2013. – 123 с.
7. Mikhailov M.M. Optical features and the powders ZnO, TiO₂, BaTiO₃, Gd₃Ga₅O₁₂, modified by nanoparticles // *Scientific Work*. Publishing house of Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics. – 2016. – Vol. 5. – P. 308.

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.

В.В. Егоров

СИСТЕМА БЕСПРОВОДНОЙ АВАРИЙНОЙ СИГНАЛИЗАЦИИ
В ДИАПАЗОНЕ УКВ-2 11

Л.О. Лобова

ТЕРАГЕРЦОВАЯ СПЕКТРОСКОПИЯ ВОДНЫХ И ВОДНЫХ
СОЛЕВЫХ РАСТВОРОВ В СВЯЗАННОМ СОСТОЯНИИ 14

Т. Абдирасул уулу, Г.Г. Жук, А.В. Щегляков, Д. Кречетов
ЧИСЛЕННАЯ ОЦЕНКА ПОВЫШЕНИЯ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ
МНОГОПРИЕМНИКОВОГО РАДИОМЕТРА 18

К.Д. Зайков

ВЕРИФИКАЦИЯ АЛГОРИТМОВ РАСЧЁТА КАСКАДНОГО
СОЕДИНЕНИЯ МНОГОПОЛЮСНИКОВ 22

Ч.М. Куулар, К.Д. Зайков

РАСЧЕТ РЕЗУЛЬТИРУЮЩЕЙ ВОЛНОВОЙ МАТРИЦЫ
КАСКАДНОГО СОЕДИНЕНИЯ СВЧ-УСТРОЙСТВ 25

П.А. Полянских, А.А. Мещеряков, В.П. Денисов, Е.С. Паскаль
ОЦЕНКА НЕКОТОРЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ИМПУЛЬСОВ,
ОТРАЖЕННЫХ ОТ ЭЛЕМЕНТОВ РЕЛЬЕФА ПРИ
ДВУХПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИИ НА ЗЕМНЫХ ТРАССАХ .. 28

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., доцент

А.И. Боярчук

ПРИМЕНЕНИЕ ЖИДКОГО МЕТАЛЛА В КАЧЕСТВЕ
ТЕРМОИНТЕРФЕЙСА ДЛЯ ТЕПЛООТВОДА
ОТ ЭЛЕКТРОРАДИОЭЛЕМЕНТОВ 32

М.Е. Коберник, А.А. Копытов, Д.В. Щуцкая, К.В. Семенюта
GSM-СИГНАЛИЗАЦИЯ ДЛЯ МОТОЦИКЛОВ 35

А.П. Концевая ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИСТОЧНИКА ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ДЛЯ УСТРОЙСТВА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭНЕРГИИ ДВИЖЕНИЯ ЧЕЛОВЕКА	37
В.Р. Генкель, А.Р. Абубакирова, Р.З. Бурангулов, А.Н. Кенжитаева, Г.В. Сентябрьев, К.В. Смолькин РАЗРАБОТКА НАЗЕМНОЙ СТАНЦИИ ЦЕНТРА УПРАВЛЕНИЯ ПОЛЁТАМИ МАЛЫХ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ НА БАЗЕ РКФ ТУСУРА.....	40
К.А. Петрухин, А.Ю. Колесников, С.А. Степанов НЕЛИНЕЙНАЯ МОДЕЛЬ БИПОЛЯРНОГО СВЧ-ТРАНЗИСТОРА	44
Д.А. Лужайцев, А.О. Туров РАСЧЕТ ТЕМПЕРАТУРЫ КАНАЛА Р-НЕМТ В СОСТАВЕ GAN МИС .	48

Подсекция 1.3

РАДИОТЕХНИКА

*Председатель – Семенов Э.В., проф. каф. РЗИ, д.т.н., доцент;
зам. председателя – Артищев С.А., доцент каф. КУДР, к.т.н.*

В.Г. Баканова МИКРОПОЛОСКОВАЯ АНТЕННАЯ РЕШЁТКА С-ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН.....	51
Е. Кудабай, А. Кривцун, В.А. Мосейчук, А. Салих ОПТИМАЛЬНОЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ РЕСУРСОВ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ ДАННЫХ.....	54
И.Г. Нанешвили РАСЧЕТ ПОЛОЖЕНИЯ ТОЧКИ ПОДКЛЮЧЕНИЯ КООКСИАЛЬНОГО ЗОНДА К ПРЯМОУГОЛЬНОЙ ПЕЧАТНОЙ АНТЕННЕ	57
А.В. Щегляков О КОНФИГУРАЦИИ РАДИОМЕТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ НА БАЗЕ ПЛАТФОРМЫ SOFTWARE DEFINED RADIO ОТ ANALOG DEVICES. 60	
Д.С. Кречетов, А.В. Щегляков, Г.Г. Жук, Т. Абдирасул уулу ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ИНТЕРФЕРЕНЦИИ СОБСТВЕННЫХ ШУМОВ ПРИЕМНИКА НА РЕЗУЛЬТАТЫ РАДИОМЕТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ.....	62

Подсекция 1.4

АУДИОВИЗУАЛЬНАЯ ТЕХНИКА, ЦИФРОВОЕ ТЕЛЕРАДИОВЕЩАНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЙ СЕРВИС

Председатель – Курячий М.И., доцент каф. ТУ, к.т.н.

Т.М. Акаева ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМА АДАПТИВНОЙ МЕДИАННОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ЦИФРОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ В ЗАВИСИМОСТИ ОТ ПЛОТНОСТИ ИМПУЛЬСНОГО ШУМА.....	66
--	----

Н.А. Бородина	
ПОДГОТОВКА НАБОРА ДАННЫХ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ КЛАССИФИКАЦИИ РЕНТГЕНОВСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ	70
Я.К. Карпова, Г.Е. Эдель	
АЛГОРИТМ РАСПОЗНАВАНИЯ ДОРОЖНЫХ ЗНАКОВ	73
И.А. Ходкевич, С.Е. Бояркин	
ПРЕДОБРАБОТКА МЕДИЦИНСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ	77
Г.Е. Эдель, Д.А. Лазарева, М.Е. Сукотнова	
ИССЛЕДОВАНИЕ НАДЕЖНОСТИ АЛГОРИТМА ОБНАРУЖЕНИЯ ПЕШЕХОДОВ ПО ВИДЕОДАНЫМ	81
М. Назарбек	
ПОВЫШЕНИЕ КАЧЕСТВА ИЗОБРАЖЕНИЙ АКТИВНО- ИМПУЛЬСНЫХ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ	85
А.А. Новгородов	
ЭФФЕКТИВНОСТЬ ФИЛЬТРАЦИИ НА ОСНОВЕ КРАТНОМАСШТАБНОГО ВЕЙВЛЕТ-РАЗЛОЖЕНИЯ В ЗАДАЧАХ ШУМОПОДАВЛЕНИЯ	89
М.А. Першин, Г.А. Хайрушева	
МОДЕЛИРОВАНИЕ СТРУКТУРЫ НЕЙРОННОЙ СЕТИ ДЛЯ АВТОМАТИЗАЦИИ АНАЛИЗА ЭЛЕКТРОКАРДИОГРАММ ПРИ ДИАГНОСТИКЕ ГИПЕРТРОФИИ МИОКАРДА	92

Подсекция 1.5

ИНФКОММУНИКАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И СИСТЕМЫ ШИРОКОПОЛОСНОГО БЕСПРОВОДНОГО ДОСТУПА

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

А.Б. Гомбоин	
ПРОГРАММА ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ МНОГОЛУЧЕВОГО КАНАЛА 5G B NS-3	96
Е. Кудабай, А. Кривцун, В.А. Мосейчук, А. Салих	
ПОДКЛЮЧЕНИЕ ВНЕШНЕГО АЦП К МК С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ DMA	99
Т.В. Васильева	
ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМ СКРЫТОЙ ПЕРЕДАЧИ	103

Подсекция 1.6

РОБОТОТЕХНИКА

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

Е.А. Архипова	
ИССЛЕДОВАНИЯ МИРОВОГО РЫНКА РОБОТОТЕХНИКИ	107
В.А. Горячев, А.В. Одинцев, В.Ю. Незнамов	
РОБОТ-МАНИПУЛЯТОР С ТЕХНОЛОГИЕЙ «МАШИННОГО» ЗРЕНИЯ	111

Подсекция 1.7

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

*Председатель – Шурыгин Ю.А., директор департамента управления
и стратегического развития ТУСУРа, зав. каф. КСУП, д.т.н., проф.;*
*зам. председателя – Черкашин М.В., декан ФВС,
доцент каф. КСУП, к.т.н.*

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

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА И ПРОГРАММЫ
АВТОМАТИЗИРОВАННОГО СИНТЕЗА СВЧ-УСИЛИТЕЛЕЙ
С РАСПРЕДЕЛЕННЫМ УСИЛЕНИЕМ 115

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., доцент;
зам. председателя – Романовский М.Н., доцент каф. КУДР, к.т.н.

А.С. Степанова, А.В. Кинах, А.А. Абакиин

МЕТОД ДИАГНОСТИКИ СТЕПЕНИ ДЕГРАДАЦИИ
СВЕТОДИОДНЫХ ГЕТЕРОСТРУКТУР 119

А.С. Степанова, А.В. Кинах, А.С. Карпова

ОБРАБОТКА ЦИФРОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ СВЕТЯЩЕЙСЯ
ПОВЕРХНОСТИ СИД С ПОМОЩЬЮ MathCad 123

Ю.Д. Люшневская, Ф.А. Губарев

ПРИМЕНЕНИЕ КОГЕРЕНТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ДЛЯ АНАЛИЗА
АГРЕГАЦИОННОЙ АКТИВНОСТИ ТРОМБОЦИТОВ 127

А.С. Степанова, А.В. Кинах, Д.Ю. Попов

ВЛИЯНИЕ ПРОЦЕССА ИЗМЕРЕНИЯ НА ВИД ВОЛЬТ-АМПЕРНЫХ
ХАРАКТЕРИСТИК (ВАХ) ГЕТЕРОСТРУКТУР
СВЕТОИЗЛУЧАЮЩИХ ДИОДОВ (СИД) 130

Р.Р. Рожин, Н.В. Пасека

К ВЛИЯНИЮ РИТМИЧЕСКОЙ ВИЗУАЛЬНОЙ СТИМУЛЯЦИИ
НА ЭНЦЕФАЛОГРАММУ И ПРОПУСКНУЮ СПОСОБНОСТЬ
ЧЕЛОВЕКА-ОПЕРАТОРА 134

П.А. Надеев, А.А. Швадленко ВОЗДЕЙСТВИЕ ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА РАСПАД РАДИОАКТИВНОГО ИЗОТОПА КАЛИЯ	137
---	-----

Подсекция 2.2

РАЗРАБОТКА КОНТРОЛЬНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЫ

<i>Председатель – Лоцилов А.Г., проректор по научной работе и инновациям ТУСУРа, зав. каф. КУДР, к.т.н.;</i>	
<i>зам. председателя – Бомбизов А.А., начальник СКБ «Смена», к.т.н.</i>	
Т.А. Ченко, Г.А. Малиютин МЕТОД НАХОЖДЕНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ МАТЕРИАЛОВ НА СВЧ	141
Г.А. Малиютин ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ НЕВЗАИМНОГО УПРАВЛЯЕМОГО УСТРОЙСТВА НА ОСНОВЕ РАСЩЕПЛЕННОЙ ПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ, СОДЕРЖАЩЕЙ ФЕРРИТОВУЮ ПОДЛОЖКУ	145
Э.Р. Рагимов РАЗРАБОТКА 3D-ПРИНТЕРА ДЛЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ МНОГОСЛОЙНЫХ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ	149
Э.Р. Рагимов ИЗМЕРЕНИЕ ТВЁРДОСТИ ИЗДЕЛИЙ, ИЗГОТОВЛЕННЫХ МЕТОДОМ 3D-ПЕЧАТИ.....	152
С.М. Салиев РАЗРАБОТКА ТЕРМОВАКУУМНОГО СТОЛА ДЛЯ УСТРОЙСТВА ПРИНТЕРНОЙ ПЕЧАТИ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ.....	156
И.В. Лаптев, В.В. Шадрин СВЧ-ЗОНДЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПЛАНАРНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ	159
Н.С. Труфанова, А.С. Труфанова ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ПЛАНАРНЫХ КОМПОНЕНТОВ МЕТОДОМ ПРИНТЕРНОЙ ПЕЧАТИ.....	162
А.С. Труфанова, Н.С. Труфанова ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПАСТЫ	165
В.С. Поздняков, Н.М. Ахраров СТЕНД ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МАТРИЦЫ ОБРАТНОГО РАССЕЯНИЯ ИССЛЕДУЕМЫХ ОБЪЕКТОВ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ НА НИХ РАДИОЧАСТОТНЫМИ ИМПУЛЬСАМИ	168
Н.М. Ахраров УСЛОВИЯ ВЫРОЖДЕНИЯ ВСЕПРОПУСКАЮЩИХ СВОЙСТВ СЕКЦИИ НА СВЯЗАННЫХ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЯХ С НЕРАВНЫМИ ФАЗОВЫМИ СКОРОСТЯМВ.....	171

Т.Т. Чинь

К ОПРЕДЕЛЕНИЮ МАТРИЧНЫХ ПАРАМЕТРОВ СВЯЗАННЫХ
ЛИНИЙ С НЕУРАВНОВЕШЕННОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ
СВЯЗЬЮ 175

Подсекция 2.3

ФИЗИЧЕСКАЯ И ПЛАЗМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

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

М.М. Михайлов, О.А. Алексеева

ИССЛЕДОВАНИЕ СОСТАВА, СТРУКТУРЫ И ОПТИЧЕСКИХ
СВОЙСТВ ПОРОШКОВ $BaTi_{(1-x)}Zr_xO_3$, СИНТЕЗИРОВАННЫХ
С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НАНОЧАСТИЦ TiO_2 180

А.В. Долгова, А.С. Климов, В.Т. Чан

ВЛИЯНИЕ РЕЖИМОВ ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВОГО НАГРЕВА
НА РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ТЕПЛОВЫХ ПОЛЕЙ В КОМПОЗИТНОЙ
КЕРАМИКЕ НА ОСНОВЕ $ZrO_2-Al_2O_3$ 181

М.С. Майбах, Р.А. Гальченко

ФОРМИРОВАНИЕ ТЕКСТУРИРОВАННОЙ ПОВЕРХНОСТИ
ИК-ДИОДОВ НА ОСНОВЕ $AlGaAs$ 184

М.М. Михайлов, В.А. Горончко

ИССЛЕДОВАНИЕ ОПТИЧЕСКИХ СВОЙСТВ И РАДИАЦИОННОЙ
СТОЙКОСТИ ПОЛИПРОПИЛЕНА, МОДИФИЦИРОВАННОГО
НАНОЧАСТИЦАМИ ДИОКСИДА КРЕМНИЯ 187

М.М. Михайлов, А.Н. Лапин, С.А. Юрьев, В.В. Каранский

ИССЛЕДОВАНИЕ ОПТИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ПОРОШКОВ $BaSO_4$
ПРИ ОДНОВРЕМЕННОМ ОБЛУЧЕНИИ КВАНТАМИ
СОЛНЕЧНОГО СПЕКТРА И ЭЛЕКТРОНАМИ 190

М.М. Михайлов, А.Н. Лапин, С.А. Юрьев, В.В. Каранский

ОДНОВРЕМЕННОЕ И РАЗДЕЛЬНОЕ ОБЛУЧЕНИЕ ЭЛЕКТРОНАМИ
И ПРОТОНАМИ ПОРОШКА $BaSO_4$ В УСЛОВИЯХ,
ИМИТИРУЮЩИХ ИХ СПЕКТРЫ НА ВЫСОКИХ ОРБИТАХ 192

А.В. Казаков, А.С. Кузьмин, Н.А. Панченко

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ЭМИССИИ ЭЛЕКТРОНОВ
НА НАПРЯЖЕНИЕ ГОРЕНИЯ КОНТРАГИРОВАННОГО ДУГОВОГО
РАЗРЯДА ПРИ ФУНКЦИОНИРОВАНИИ В ФОРВАКУУМЕ 194

Ю.В. Пилипенко, Ф.И. Федотова

ИССЛЕДОВАНИЕ ОСОБЕННОСТЕЙ ФОРМИРОВАНИЯ
ПРИБОРНЫХ СТРУКТУР ГЕТЕРОБИПОЛЯРНЫХ
ТРАНЗИСТОРОВ НА АРСЕНИДЕ ГАЛЛИЯ 197

А.А. Поддубнов, А.С. Климов, В.Т. Чан

ОСОБЕННОСТИ ЗАЖИГАНИЯ РАЗРЯДА ЧЕРЕЗ УЗКУЮ
ПРОТЯЖЕННУЮ ЩЕЛЬ В КАТОДЕ БОЛЬШОГО ОБЪЕМА 201

Д.Г. Токмакова, Ю.С. Приходько ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ЭЛЕКТРОННОГО ОБЛУЧЕНИЯ НА МИКРОПОРОШКИ ЖЕЛЕЗА МЕТОДОМ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО ТЕРМИЧЕСКОГО АНАЛИЗА	204
Е.Д. Тихонова РАЗРАБОТКА ТЕХНОЛОГИИ ПОЛУЧЕНИЯ ЛИНИЙ ЗАТВОРА МЕТОДОМ ДВОЙНОГО ПАТТЕРНИРОВАНИЯ	207
Ю.С. Приходько, Д.Г. Токмакова ИССЛЕДОВАНИЕ ФИЗИКО-ХИМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК МИКРО- И НАНОПОРОШКОВ АЛЮМИНИЯ ПОСЛЕ ИМПУЛЬСНОГО СВЧ-ВОЗДЕЙСТВИЯ	210
А.А. Зенин ПАРАМЕТРЫ ПУЧКОВОЙ ПЛАЗМЫ ПЛАЗМЕННОГО ИСТОЧНИКА ЭЛЕКТРОНОВ ПРИ ИНЖЕКЦИИ НИЗКОЭНЕРГЕТИЧНЫХ ЭЛЕКТРОНОВ	212
К.И. Карпов, Д.Б. Золотухин МЕТОДИКА УПРАВЛЕНИЯ ПОТЕНЦИАЛОМ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МИШЕНИ, ОБЛУЧАЕМОЙ ЭЛЕКТРОННЫМ ПУЧКОМ В СРЕДНЕМ ВАКУУМЕ	215
И.Ю. Проказина МЕТОД ИНВЕРТИРОВАНИЯ ТОПОЛОГИИ РЕЗИСТИВНОЙ МАСКИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ 3D-ЛИТОГРАФИИ.....	218

Подсекция 2.4

ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

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

Е.А. Чеботарев, Д.Б. Бородин ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ УПРАВЛЯЮЩЕГО ТРАНСФОРМАТОРА ТОКА НА РАБОТУ ПОЛУМОСТОВОГО РЕЗОНАНСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ СО СХЕМОЙ ДВОЙНОГО НАКОПЛЕНИЯ ЗАРЯДА	223
Д.Б. Бородин, Т.В. Лобанова, В.Д. Семёнов РАСЧЕТ И МОДЕЛИРОВАНИЕ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПОЛУМОСТОВОГО РЕЗОНАНСНОГО LLC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ.....	228
И.Е. Гедзенко, В.Д. Семёнов, Д.Б. Бородин, В.А. Кабилов СИНТЕЗ ЦИФРОВЫХ КОРРЕКТИРУЮЩИХ ЗВЕНЬЕВ ДЛЯ КОРРЕКТОРА КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ НА ОСНОВЕ ПОВЫШАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ В ПРОГРАММЕ МАТЛАВ.	231
А.О. Колмаков, В.О. Оскирко МОДЕЛЬ ИМПУЛЬСНОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ ДЛЯ КОМБИНИРОВАННЫХ ПРОЦЕССОВ МАГНЕТРОННОГО РАСПЫЛЕНИЯ HIPIMS+MFMS	236

Ю.А. Кремзуков, М.П. Сухоруков, Д.С. Торгаева, М.А. Костина УПРАВЛЕНИЕ ПЕРЕХОДНЫМИ ПРОЦЕССАМИ В РЕЗОНАНСНОМ ИНВЕРТОРЕ	241
В.А. Лозовик, Н.С. Легостаев СИСТЕМА БАЛАНСИРОВКИ ЛИТИЙ-ИОННЫХ АККУМУЛЯТОРНЫХ БАТАРЕЙ.....	243
Ю.В. Надымова, В.Д. Семенов, С.Г. Малофиеенко АНАЛИЗ ГАРМОНИЧЕСКИХ СОСТАВЛЯЮЩИХ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА ЕМКОСТНОГО ДАТЧИКА УГЛА ПОВОРОТА.....	247
А.А. Дубина, А.Е. Грезева, П.А. Стрельников, В.Д. Семенов ИССЛЕДОВАНИЕ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ОБРАТНОХОДОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С LCDD-СНАББЕРОМ	250
О.Ю. Шемолкина, И.С. Шемолкин, А.В. Осипов, И.В. Калашиников РЕЗОНАНСНЫЙ LLC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЭНЕРГИИ АБ СО СВЯЗАННЫМИ ДРОССЕЛЯМИ.....	254
И.О. Суховерков ОБЕСПЕЧЕНИЕ НЕПОВРЕЖДАЕМОСТИ ПАРАЛЛЕЛЬНОГО ОГРАНИЧИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ.....	257
А.Э. Цифра, И.С. Шемолкин, А.В. Осипов, И.В. Калашиников ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НА ОСНОВЕ ТОПОЛОГИИ ДВОЙНОГО АКТИВНОГО МОСТА В РЕЖИМЕ ЗАРЯДА.....	260
А.В. Васильев, В.Д. Семенов ИССЛЕДОВАНИЕ ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ ТЯГОВОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА НА БАЗЕ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ И Z-ИНВЕРТОРОМ В ПРОГРАММНОЙ СРЕДЕ MATLAB SIMULINK	263
А.И. Зазыгин, И.С. Шемолкин, А.В. Осипов, И.В. Калашиников ИСТОЧНИК ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ НА ОСНОВЕ РЕЗОНАНСНОГО LLC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ СИСТЕМ ОПОВЕЩЕНИЯ НАСЕЛЕНИЯ	267
М.М. Михайлов, О.А. Алексеева ИССЛЕДОВАНИЕ СОСТАВА, СТРУКТУРЫ И ОПТИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ПОРОШКОВ $\text{BaTi}_{(1-x)}\text{Zr}_x\text{O}_3$, СИНТЕЗИРОВАННЫХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НАНОЧАСТИЦ TiO_2	271

Научное издание

Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР

**По материалам
Международной научно-технической конференции
студентов, аспирантов и молодых ученых
«Научная сессия ТУСУР–2021»**

19–21 мая 2021 г., г. Томск

В трех частях

Часть 1

**Корректор – В.Г. Лихачева
Верстка В.М. Бочкаревой**

Издательство «В-Спектр».
Сдано на верстку 15.04.2021. Подписано к печати 10.05.2021.
Формат 60×84¹/₁₆. Печать трафаретная. Печ. л. 17,75
Тираж 100 экз. Заказ 6.

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