



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 ТУСУРа



**ПО МАТЕРИАЛАМ МЕЖДУНАРОДНОЙ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЙ КОНФЕРЕНЦИИ
СТУДЕНТОВ, АСПИРАНТОВ
И МОЛОДЫХ УЧЕНЫХ**

«НАУЧНАЯ СЕССИЯ ТУСУР–2019»

г. Томск, 22–24 мая 2019 г.

(в двух частях)

ЧАСТЬ 1

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 ТУСУРа

**по материалам
Международной научно-технической конференции
студентов, аспирантов и молодых ученых
«Научная сессия ТУСУР–2019»**

22–24 мая 2019 г., г. Томск

В двух частях

Часть 1

В-Спектр
2019

УДК 621.37/.39+681.518 (063)

ББК 32.84я431+32.988я431

С 23

С 23 Сборник избранных статей научной сессии ТУСУРа (Томск, 22–24 мая 2019 г.): в 2 ч. – Томск: В-Спектр, 2019. – Ч. 1. – 320 с.

ISBN 978-5-91191-410-3

ISBN 978-5-91191-411-0 (Ч. 1)

Сборник включает избранные статьи 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, нанопотоники, физической, плазменной, квантовой, промышленной электроники, радиотехники, информационно-измерительных приборов и устройств, распределенных информационных технологий, вычислительного интеллекта, автоматизации технологических процессов, в частности, в системах управления и проектирования, информационной безопасности и защиты информации. Представлены статьи по математическому моделированию в технике, экономике и менеджменте, антикризисному управлению, правовым проблемам современной России, автоматизации управления в технике и образовании, а также работы, касающиеся социокультурных проблем современности, экологии, мониторинга окружающей среды и безопасности жизнедеятельности.

УДК 621.37/.39+681.518 (063)

ББК 32.84я431+32.988я431

ISBN 978-5-91191-410-3

ISBN 978-5-91191-411-0 (Ч. 1)

© Том. гос. ун-т систем управления
и радиоэлектроники, 2019

Сборник избранных статей научной сессии ТУСУРа

**по материалам
Международной научно-технической конференции
студентов, аспирантов и молодых ученых
«Научная сессия ТУСУР–2019», 22–24 мая 2019 г.**

ПРОГРАММНЫЙ КОМИТЕТ

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

- Малюк А.А., проф. каф. «Кибербезопасность» НИЯУ МИФИ, к.т.н., г. Москва;
- Малютин Н.Д., гл.н.с. НИИ систем электрической связи, проф. каф. КУДР ТУСУРа, д.т.н.;
- Медовник А.В., начальник научного управления ТУСУРа, к.т.н.;
- Михальченко Г.Я., директор НИИ ПрЭ ТУСУРа, д.т.н., проф.;
- 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., доцент;
- Покровская Е.М., зав. каф. ИЯ ТУСУРа, доцент, к. филос.н.;
- Разинкин В.П., проф. каф. ТОР НГТУ, д.т.н., г. Новосибирск;
- Ромашко Р.В., член-корреспондент РАН, член Президиума ДВО РАН, проф. ДВФУ, д.ф.-м.н., проф., г. Владивосток;
- Семенов В.Д., проф. каф. ПрЭ ТУСУРа, к.т.н.;
- Семенов Э.В., проф. каф. РЗИ ТУСУРа, д.т.н., доцент;
- Сенченко П.В., декан ФСУ, доцент каф. АОИ ТУСУРа, к.т.н.;
- Сулова Т.И., декан ГФ, зав. каф. ФиС ТУСУРа, д. филос.н., проф.;
- Троян П.Е., директор департамента образования, зав. каф. ФЭ, д.т.н., проф.;
- Хаминов Д.В., зав. каф. ТП ТУСУРа, к.и.н.;
- Ходашинский И.А., проф. каф. КИБЭВС ТУСУРа, д.т.н.;
- Шарангович С.Н., проф., зав. каф. СВЧиКР ТУСУРа, к.ф.-м.н.;
- Шостак А.С., проф. каф. КИПР ТУСУРа, д.т.н.
- Шурыгин Ю.А., директор департамента управления и стратегического развития ТУСУРа, зав. каф. КСУП ТУСУРа, д.т.н., проф.

ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ

- Шелупанов А.А. - председатель Организационного комитета, ректор ТУСУРа, директор Института системной интеграции и безопасности, председатель правления Томского профессорского собрания, д.т.н., проф.;
- Рулевский В.М. – заместитель председателя Организационного комитета, проректор по научной работе и инновациям ТУСУРа, к.т.н.;
- Медовник А.В., начальник научного управления ТУСУРа, к.т.н.;
- Коротина Т.Ю., заведующая аспирантурой и докторантурой ТУСУРа, к.т.н.;
- Юрченкова Е.А., вед. инженер ОППО ТУСУРа, к.х.н.;
- Боберь Ю.Н., инженер ОППО ТУСУРа;
- Покровская Е.М., зав. каф. ИЯ ТУСУРа, доцент, к. филос.н.

СЕКЦИИ КОНФЕРЕНЦИИ

Секция 1. Радиотехника и связь

Подсекция 1.1. Радиотехнические системы и распространение радиоволн. Председатель секции – Тисленко Владимир Ильич, проф. каф. РТС, д.т.н.; зам. председателя – Захаров Фёдор Николаевич, доцент каф. РТС, к.т.н.

Подсекция 1.2. Проектирование и эксплуатация радиоэлектронных средств. Председатель секции – Шостак Аркадий Степанович, проф. каф. КИПР, д.т.н.; зам. председателя – Озёркин Денис Витальевич, декан РКФ, доцент, к.т.н.

Подсекция 1.3. Радиотехника. Председатель секции – Семенов Эдуард Валерьевич, проф. каф. РСС, доцент, д.т.н.; зам. председателя – Артищев Сергей Александрович, доцент каф. РСС, м.н.с. СКБ «Смена», к.т.н.

Подсекция 1.5. Аудиовизуальная техника, цифровое телерадиовещание и информационный сервис. Председатель секции – Курячий Михаил Иванович, доцент каф. ТУ, к.т.н.; зам. председателя – Костевич Анатолий Геннадьевич, доцент каф. ТУ, к.т.н., с.н.с.

Подсекция 1.6. Инфокоммуникационные технологии и системы широкополосного беспроводного доступа. Председатель секции – Демидов Анатолий Яковлевич, зав. каф. ТОР, к.ф.-м.н.; зам. председателя – Рогожников Евгений Васильевич, доцент каф. ТОР, к.т.н.

Подсекция 1.7. Робототехника. Председатель секции – Коцубинский Владислав Петрович, доцент каф. КСУП, к.т.н.

Подсекция 1.8. 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, доцент каф. КСУП, к.т.н.

Секция 2. Электроника и приборостроение

Подсекция 2.1. Проектирование биомедицинских электронных и наноэлектронных средств. Председатель секции – Еханин Сергей Георгиевич, проф. каф. КУДР, д.ф.-м.н. доцент; зам. председателя – Романовский Михаил Николаевич, доцент каф. КУДР, к.т.н., доцент.

Подсекция 2.2. Разработка контрольно-измерительной аппаратуры. Председатель секции – Лошилов Антон Геннадьевич, зав. каф. КУДР, начальник СКБ «Смена», к.т.н.; зам. председателя – Бомбизов Александр Александрович, доцент каф. КУДР, с.н.с. СКБ «Смена», к.т.н.

Подсекция 2.3. Физическая и плазменная электроника. Председатель секции – Троян Павел Ефимович, директор департамента образования, зав. каф. ФЭ, д.т.н., проф.; зам. председателя – Смирнов Серафим Всеволодович, проф. каф. ФЭ, д.т.н., проф.

Подсекция 2.4. Промышленная электроника. Председатель секции – Михальченко Геннадий Яковлевич, директор НИИ ПрЭ, д.т.н., проф.; зам. председателя – Семёнов Валерий Дмитриевич, проф. каф. ПрЭ, к.т.н.

Подсекция 2.5. Оптические информационные технологии, нанофотоника и оптоэлектроника. Председатель секции – Шарангович Сергей Николаевич, проф., зав. каф. СВЧикР, к.ф.-м.н.; зам. председателя – Перин Антон Сергеевич, доцент каф. СВЧикР, к.т.н.

Подсекция 2.6. Электромагнитная совместимость. Председатель секции – Заболоцкий Александр Михайлович, проф. каф. ТУ, д.т.н.; зам. председателя – Куксенко Сергей Петрович, доцент каф. ТУ, к.т.н.

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

Секция 3. Информационные технологии и системы

Подсекция 3.1. Интегрированные информационно-управляющие системы. Председатель секции – Катаев Михаил Юрьевич, проф. каф. АСУ, д.т.н., проф.; зам. председателя – Суханов Александр Яковлевич, доцент каф. АСУ, к.т.н.

Подсекция 3.2. Распределённые информационные технологии и системы. Председатель секции – Сенченко Павел Васильевич, декан ФСУ, доцент каф. АОИ, к.т.н.; зам. председателя – Сидоров Анатолий Анатольевич, зав. каф. АОИ, к.т.н., доцент.

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., проф.; зам. председателя – Сарин Константин Сергеевич, доцент каф. КИБЭВС, к.т.н.

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

Подсекция 3.7. Разработка программного обеспечения. Председатель секции – Зариковская Наталья Вячеславовна, доцент каф. ЭМИС, зам. генерального директора ООО «СибирьСофтПроект», к.ф.-м.н., доцент.

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, ректор ТУСУРа, директор ИСИБ, д.т.н., проф.; зам. председателя – Конев Антон Александрович, доцент каф. КИБЭВС, к.т.н.

Подсекция 4.2. Радиоэлектронные системы передачи информации и средства их защиты. Председатель секции – Голиков Александр Михайлович, доцент каф. РТС, к.т.н.; зам. председателя – Бернгардт Александр Самуилович, доцент каф. РТС, к.т.н.

Подсекция 4.3. Экономическая безопасность. Председатель секции – Кузьмина Елена Александровна, доцент каф. КИБЭВС, к.т.н.; зам. председателя – Глухарева Светлана Владимировна, ст. преподаватель каф. КИБЭВС.

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

Подсекция 5.1. Моделирование в экономике. Председатель секции – Мицель Артур Александрович, проф. каф. АСУ, д.т.н.; зам. председателя – Грибанова Екатерина Борисовна, доцент каф. АСУ, к.т.н.

Подсекция 5.2. Информационные системы в экономике. Председатель секции – Исакова Анна Ивановна, доцент каф. АСУ, к.т.н.; зам. председателя – Григорьева Марина Викторовна, доцент каф. АСУ, к.т.н.

Подсекция 5.3. Реализация современных экономических подходов в финансовой и инвестиционной сферах. Председатель секции – Васильковская Наталья Борисовна, доцент каф. экономики, к.э.н.; зам. председателя – Цибулькиова 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. кафедрой менеджмента, д.э.н.; зам. председателя – Богомолова Алена Владимировна, декан ЭФ, доцент каф. менеджмента, к.э.н.

Подсекция 5.5. Современные социокультурные технологии в организации работы с молодежью. Председатель секции – Сулова Татьяна Ивановна, декан ГФ, зав. каф. ФиС, д.филол.н., проф.; зам. председателя – Орлова Вера Вениаминовна, проф. каф. ФиС, директор НОЦ «СГТ», д.соц.н.

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

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

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

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

Секция 8. Postgraduate and Master Students' Research in Electronics and Control Systems. (Секция на английском языке). Председатель секции – Покровская Елена Михайловна, зав. каф. ИЯ, доцент, к.филол.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

E-mail: nstusur@main.tusur.ru

1 часть – 1-я секция (подсекции 1.1, 1.3, 1.5–1.8);
2-я секция (подсекции 2.1 – 2.7); 3-я секция (начало подсекции 3.1).
2 часть – 3-я секция (окончание подсекции 3.1; подсекции 3.2 – 3.4;
3.6 – 3.8); 4-я секция (подсекция 4.1); 5-я секция (подсекция 5.1 – 5.7);
6-я секция; 8-я секция.

СЕКЦИЯ 1

РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ

(стр. 9–77)

СЕКЦИЯ 2

ЭЛЕКТРОНИКА И ПРИБОРОСТРОЕНИЕ

(стр. 78–294)

СЕКЦИЯ 3

**ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ
И СИСТЕМЫ**

(начало подсекции 3.1, стр. 295–307)

СЕКЦИЯ 1

РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ

ПОДСЕКЦИЯ 1.1

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

Председатель – Тисленко В.И., проф. каф. РТС, д.т.н.;
зам. председателя – Захаров Ф.Н., доцент каф. РТС, к.т.н.

УДК 621.396.41

НЕКОТОРЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УГЛОВОГО РАЗРЕШЕНИЯ ФАЗОВОГО ПЕЛЕНГАТОРА, ИСПОЛЬЗУЮЩЕГО МЕТОД СУММИРОВАНИЯ КОСИНУСОИД

Д.В. Ерофеев, аспирант каф. РТС

Научный руководитель В.П. Денисов, профессор каф. РТС, д.т.н.
г. Томск, ТУСУР, erofeev_dv@mail.ru

Анализируются результаты моделирования работы многобазового фазового пеленгатора с устранением неоднозначности методом суммирования косинусоид, когда на его вход падают две плоские волны. Показано, как погрешность пеленгования каждого из источников сигнала зависит от их углового разнесения и параметров решетки.

Ключевые слова: фазовый пеленгатор, устранение неоднозначности, метод суммирования косинусоид, разрешающая способность.

В работах [1, 2] показано, что многобазовые фазовые пеленгаторы с антенными системами в виде линейных решеток, при соответствующем построении, обладают угловым разрешением, предел которого равняется $0,85 \cdot \frac{\lambda}{L}$, где λ – длина волны, L – размер решетки.

При этом наблюдается подавление слабого сигнала сильным и, кроме того, пеленг как более сильного, так и более слабого сигналов измеряется с некоторыми погрешностями. Физическая природа этих погрешностей и их зависимость от структуры антенной решетки не выяснены.

Цель работы – связать погрешности пеленгования с параметрами решетки.

Метод суммирования косинусов описан в [1–3] и заключается в том, что формируются n (по числу фазометрических баз) гармонических колебаний, начальные фазы φ_i которых равны разностям фаз на соответствующих базах, а частоты f_i пропорциональны базам.

Пеленг определяется по положению максимума суммы полученных колебаний.

$$S_{\bar{\varphi}}(v) = \sum_{i=1}^n A_0 \cos(2\pi f_i t - \varphi_i). \quad (1)$$

Будем считать, что на антенной системе фазового пеленгатора сформирована полная система баз, как показано на рис. 1.

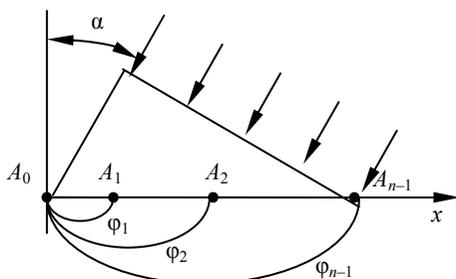


Рис. 1. Антенная система фазового пеленгатора

Если на решетку падают две плоские волны, разность фаз сигналов на базе l_i можно вычислить, воспользовавшись формулами, приведенными в [1]:

$$\psi_i = kl_i v_1 + \arctg \frac{R \sin[kl_i(v_2 - v_2) + \gamma]}{1 + R \cos[kl_i(v_2 - v_2) + \gamma]} - \arctg \frac{R \sin \gamma}{1 + R \cos \gamma}, \quad (2)$$

где $v_i = \sin \alpha$; $R = \frac{U_2}{U_1}$; γ – разность фаз падающих волн на антенне A_0 .

Положив $\gamma = 0$, получим

$$\psi_i = kl_i v_1 + \arctg \frac{R \sin[kl_i(v_2 - v_2) + \gamma]}{1 + R \cos[kl_i(v_2 - v_2) + \gamma]}. \quad (3)$$

Такого же типа формула получается при усреднении φ_i по γ в пределах $\pm \pi$. Поэтому далее пользуемся формулой (3).

Алгоритмы оценки v_1 и v_2 можно записать в виде

$$v_j = \sum_{i=1}^n q_i (\varphi_i + k_{ij}), \quad (4)$$

где k_{ij} – полное число периодов разности фаз на i -й базе для j -й цели; $j=1,2$; q_i – весовые коэффициенты [1].

Для сильного и слабого сигнала меняются только k_{ij} , результаты измерений φ_i одни и те же.

Поскольку второй член в правой части формулы (3) не превосходит 90° , он не может изменить k_i для сильного сигнала.

$$v_1 = \sum_{i=1}^n q_i (\varphi_{1i} + k_{1j} + \Delta\varphi_i), \quad (5)$$

где $\varphi_{1i} + k_{1j}$ – полная разность фаз сигналов на i -й базе в отсутствии слабого сигнала, а $\Delta\varphi_i$ – второй член формулы (3).

Погрешность измерения «сильного» сигнала

$$\Delta v_1 = \sum_{i=1}^n q_i \Delta\varphi_i. \quad (6)$$

Так как $\Delta\varphi_i$ – осциллирующая функция базы, погрешность Δv_1 уменьшается с увеличением длины решетки и количества баз.

Для «слабой» цели имеем

$$v_1 = \sum_{i=1}^n q_i (\varphi_{1i} + k_{1j} + \Delta k_i + \Delta\varphi_i) = v_1 + \sum_{i=1}^n q_i \Delta k_i, \quad (7)$$

где Δk_i – изменение целого числа периодов разности фаз при переходе от «сильной» цели к «слабой»; Δk_i могут быть как положительными, так и отрицательными.

Подбирая соответствующие значения Δk_i , можно приближаться к истинному значению v_2 , что автоматически происходит в методе «суммирования косинусоид».

Размерность вектора $\vec{\Delta k}$ равна количеству фазометрических баз пеленгатора. Поэтому для уменьшения погрешности пеленгования слабой цели следует увеличивать количество баз.

Полученные соотношения проверены путем моделирования работы пеленгатора, использующего метод суммирования косинусоид с векторами баз $\vec{n}_x = (2, 3)$, $\vec{n}_x = (1, \dots, 11)$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Денисов В.П. Фазовые радиопеленгаторы / В.П. Денисов, Д.В. Дубинин. – Томск: ТУСУР, 2002. – 251 с
2. Денисов В.П. Вопросы разрешающей способности фазовых радиопеленгаторов с антенными системами в виде линейных решеток / В.П. Денисов, Д.В. Дубинин, Д.В. Ерофеев // Доклады ТУСУР. – 2017. – Т. 20, № 4. – С. 11–16. DOI: 10.21293/1818-0442-2017-20-4-11-16
3. Белов В.И. Теория фазовых измерительных систем. – Томск: Изд-во ТУСУРа, 1994. – 102 с.

УДК 621.3.091.1

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА КОЭФФИЦИЕНТОВ ЗАТУХАНИЯ МОДЕЛИ ОСЛАБЛЕНИЯ РАДИОСИГНАЛА В ТИПОВОМ ПАНЕЛЬНОМ ДОМЕ

А.В. Ларионов, И.А. Куан, магистранты каф. ТОР

Научный руководитель А.В. Пуговкин, проф. каф. ТОР, д.т.н.

г. Томск, ТУСУР, pngn@7fff00.com

Представлена экспериментальная оценка коэффициентов затухания модели Мотли–Кинана в условиях типового панельного дома на частоте 869 МГц. На основе данной модели была построена картина затуханий радиосигнала.

Ключевые слова: модель Мотли–Кинана, РРВ в здании, затухание, панельный дом.

В настоящее время активно внедряются автоматизированные системы сбора данных с устройств индивидуального учета коммунальных ресурсов, таких как электричество, газ, вода и др. Для передачи данных со счетчиков на сервер обычно используется радиоканал в безлицензионном диапазоне частот 868,7–869,2 МГц. Для оценки зоны уверенного приема в многоквартирном типовом панельном доме необходима математическая модель ослабления сигнала.

Для требуемого частотного диапазона существуют три модели затухания радиосигнала внутри помещений, учитывающих затухания в стенах и межэтажных перекрытиях:

- COST-231 Multi-Wall [1];
- модель Мотли–Кинана [1, 2];
- МСЭ-R 1238 [3].

Из вышеперечисленных моделей только модель Мотли–Кинана учитывает конфигурацию стен внутри здания. Данная модель учитывает затухание в каждой стене и межэтажных перекрытиях и описывается выражением

$$L = 20 \log \left(\frac{4\pi df}{c} \right) + k \times K + w \times W, \quad (1)$$

где d – расстояние между модемами, м; c – скорость света в воздухе, м/с; f – частота сигнала, МГц; k – количество межэтажных перекрытий между радиомодемами; K – затухание в межэтажном перекрытии, дБ; w – количество стен между радиомодемами; W – затухание в стене, дБ.

Затухания в стенах для частоты 900 МГц известны для многих типов стен [4], однако для типовой панельной застройки России таких данных нет. Целью работы является экспериментальное определение затухания, вносимого стенами типового панельного дома.

Эксперимент производился в типовом 17-этажном панельном доме в микрорайоне «Южные ворота» г. Томска. Эксперимент проводился в двух подъездах на первом, втором и четвертом этажах. Средний уровень сигнала был измерен в 66 точках. Передатчик при этом располагался в одной точке, а приемник перемещался между точками измерения. Следует учесть, что в данных условиях наблюдается выраженная интерференционная картина, приводящая к изменению уровня принятого сигнала на 20–30 дБ при перемещении приемника на несколько сантиметров.

В среде Matlab была создана модель дома [5] с учетом всех стен. При сопоставлении экспериментальных и расчетных данных были найдены затухания, вносимые стенами и межэтажными перекрытиями. Они составили:

- 3 дБ для тонких перегородок;
- 10 дБ для стен;
- 8 дБ для межэтажных перекрытий.

На рис. 1 представлена картина ослаблений на основе модели Мотли–Кинана и экспериментально полученных коэффициентов ослаблений (K , W). Белым перекрестием обозначена точка, в которой расположен передатчик.

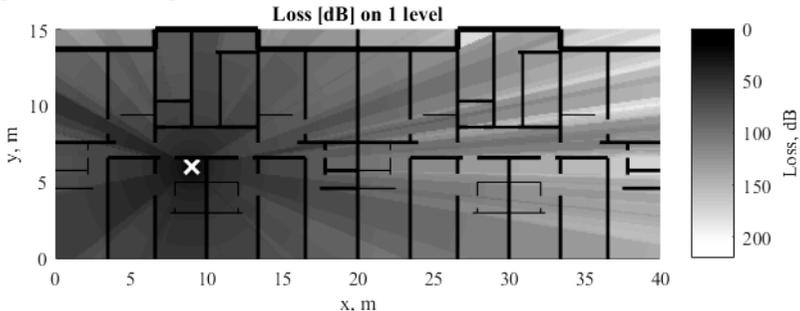


Рис. 1. Картина ослаблений для первого этажа

В результате работы были экспериментально получены коэффициенты затухания для модели Мотли–Кинана и разработана программа оценки ослабления радиосигнала в типовом многоквартирном панельном доме. Математическое ожидание разницы экспериментальных данных и результатов моделирования составило $-1,8$ дБ ($+0,8$ дБ для первого этажа), а среднеквадратическое отклонение – $8,5$ дБ. Модель Мотли–Кинана не учитывает многолучевого распространения радиоволн, поэтому необходимо обеспечить запас по усилению не менее 10 дБ при проектировании системы радиосвязи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Investigation of Indoor Propagation Models At 900 1800 And 1900 MHz Bands [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.wseas.us/e-library/conferences/athens2003/papers/465-118.pdf> (дата обращения: 05.03.2019).
2. Zhang Y., Wang F., Shen Y., Huo W. A Study of Indoor Distributed Calculation Model of Mobile Communication // Information Computing and Application. – Springer, 2011. – P. 458–465.
3. Рекомендация МСЭ-R P.1238-5 // Международный союз электросвязи. – 2007. – 19 с.
4. Indoor Path Loss [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://ftp1.digi.com/support/images/XST-AN005a-IndoorPathLoss.pdf> (дата обращения: 05.03.2019).
5. Ларионов А.В. Радиомодем для систем сбора и передачи данных. Бакалаврская работа по направлению 11.03.02. – ТУСУР, 2017. – 47 с.

УДК 621.371: 519.633

ОПТИМИЗАЦИЯ ФОРМЫ ПОГЛОЩАЮЩИХ СЛОЁВ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ПАРАБОЛИЧЕСКОГО УРАВНЕНИЯ МЕТОДОМ ДИСКРЕТНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ

А.В. Могильников, студент каф. РТС

*Научный руководитель Ю.П. Акулиничев, проф. каф. РТС, д.т.н.
г. Томск, ТУСУР, mog.v.andrey@yandex.ru*

Показано, какими формами должны обладать поглощающие слои при расчёте электромагнитного поля путем численного решения параболического уравнения методом дискретного преобразования Фурье при использовании модифицированных коэффициентов передачи гармоник.

Ключевые слова: электромагнитное поле, параболическое уравнение, метод ДПФ, поглощающий слой.

Популярной математической моделью для описания любой из поляризационных составляющих электромагнитного поля (ЭМП) в процессе распространения радиоволн (РРВ) в условиях тропосферы является скалярное параболическое уравнение [1]

$$\frac{\partial^2 u(x, z)}{\partial z^2} + 2ik \frac{\partial u(x, z)}{\partial x} + k^2 [\varepsilon(x, z) - 1] u(x, z) = 0, \quad (1)$$

где $u(x, y) \Psi(x, z) \cdot \exp(-ikx)$ – огибающая ЭМП $\Psi(x, z)$, распространяющегося в среде с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon(x, z)$; $k = 2\pi\lambda$ – волновое число. Эта модель является достаточно точной, когда углы β между векторами Пойтинга и осью Ox малы ($|\beta| \leq \beta_{\max} = 10 \dots 15^\circ$).

В практических задачах ПУ (1) решают численно, т.е. в области «дальность – высота» $0 \leq x \leq D = \Delta x \cdot N$, $0 \leq z \leq H = \Delta z \cdot M$ вычисляются значения поля $u_{n,m} = u(m \cdot \Delta x, n \cdot \Delta z)$, $0 \leq m \leq M$, $0 \leq n \leq N$ в узлах дискретной сетки, разнесённых в пространстве на расстояния шагов дискретизации по дальности Δx и высоте Δz .

На сегодняшний день существуют три основных численных метода решения ПУ: метод конечных разностей, метод дискретного преобразования Фурье (ДПФ) и метод конечных элементов [2]. Но наибольшее распространение получил метод ДПФ с расщеплением, предложенный еще в 1973 г. и позднее адаптированный к использованию на ЭВМ [3]. Суть его заключается в следующем.

Чтобы получить вектор-столбец $\mathbf{u}(x)$ значений поля по высоте на расстоянии от источника x , используется связка прямого \mathbf{F} и обратного \mathbf{F}^{-1} преобразований Фурье, применяемая к вектору отсчетов поля предыдущего шага по дальности $\mathbf{u}(x - \Delta x, z)$ с промежуточным умножением результатов прямого преобразования на диагональную матрицу $\mathbf{K}_{\text{тр}}(\beta)$ из коэффициентов передачи гармоник ряда Фурье (КПГ). Согласно принципу расщепления полученный вектор корректируется умножением на диагональные матрицы: искусственного поглощающего слоя \mathbf{L} (ПС), учитывающую влияние границ расчётной области, и \mathbf{E} , учитывающую рассеяние ЭМП на атмосферных неоднородностях. Таким образом, в случае однородной среды (\mathbf{E} – единичная матрица) на каждом шаге по дальности выполняются операции

$$\mathbf{u}(x + \Delta x, z) = \mathbf{L} \cdot \mathbf{F}^{-1} \left\{ \mathbf{K}_{\text{тр}}(\beta) \cdot \mathbf{F}[\mathbf{u}(x, z)] \right\}. \quad (2)$$

Традиционные применяемые несколько десятилетий, коэффициенты передачи гармоник ряда Фурье $\mathbf{K}_{\text{тр}}(\beta)$ (3) были получены из формального решения ПУ в безграничной области пространства. На практике же расчетная область ограничена по высоте $z_{\max} = H$, и поэтому более оправдано использование коэффициентов $\mathbf{K}_{\text{ан}}(\beta)$ (4), отличных от традиционных $\mathbf{K}_{\text{тр}}(\beta)$ (3) наличием дополнительного амплитудного множителя, но значительно повышающих точность проводимых расчётов поля [4],

$$\mathbf{K}_{\text{тр}}(\beta_n) = \exp(-i\pi\beta_n^2 \Delta x_n), \quad (3)$$

$$\mathbf{K}_{\text{ан}}(\beta_n) = \exp\left[\Delta x_n \left(-3,44 - 11,92 \cdot \beta_n / N - i\pi\beta_n^2\right)\right], \quad (4)$$

где $\beta_n = \beta/\beta_{\text{max}}$; $\Delta x_n = \Delta x \cdot \beta_{\text{max}}^2 / \lambda$; N – число узлов сетки по высоте.

Поглощающий слой \mathbf{L} вводится на каждом шаге по дальности в методе (2) для задания граничного условия и компенсации свойства периодичности дискретного преобразования Фурье. Несмотря на многолетнюю историю использования, точной методики определения ПС пока нет, их задают чисто из интуитивных соображений в виде косинусных окон или степенных функций. Хотя для достижения максимальной точности расчётов необходимо использовать комплексные ПС, значительно отличающиеся по форме от традиционных [5].

Целью работы является выявление зависимости от x формы поглощающего слоя, который совместно с коэффициентами передачи гармоник ряда Фурье (4) обеспечивает минимум среднеквадратической ошибки расчета напряженности ЭМП на каждом шаге.

Был проведён вычислительный эксперимент. Входное воздействие задавалось в виде отрезка плоской волны, распространяющейся под углом β_n . Для каждого шага по дальности и угла β_n определялся вектор эталонных значений поля, полученный в расчётной области такого большого размера, что напряженность поля на границах была практически нулевой. Значения ПС определялись как отношение эталонных отсчетов и получаемых использованием $\mathbf{K}_{\text{ан}}(\beta)$ (4) с последующим усреднением по всем углам β_n . Такие ПС являются комплексными (см. пример на рис. 1), их формы зависят от расчетной дальности x_n и числа узлов сетки по высоте N , что согласуется с [5], но привести аналитическое выражение этих зависимостей пока не удалось.

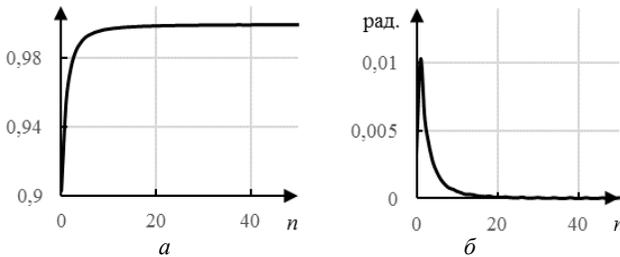


Рис. 1. Модуль (а) и аргумент (б) поглощающего слоя, пригодного к использованию вместе с (4), усреднённый по 128 шагам по дальности; $N = 128$, $\Delta x_n = 1$

Тем не менее, уже сейчас можно сделать следующие предварительные выводы. Для повышения точности расчётов поля методом

ДПФ полезно применение нетрадиционных КПП (4) и ПС. Эти ПС должны корректировать не только амплитуды, но и фазы рассчитываемого ЭМП, и их формы существенно отличаются от традиционных ПС.

ЛИТЕРАТУРА

1. Levy M. Parabolic equation methods for electromagnetic wave propagation // IEEE. – 2000. – 336 p.

2. Zhang P., Bai L., Wu Zh., Guo L. Applying the parabolic equation to tropospheric groundwave propagation: a review of recent achievements and significant milestones // IEEE Trans. Antennas Propagation. – 2016. – Vol. 58, No. 3. – P. 31–44. DOI: 10.1109/MAP.2016.2541620

3. Kuttler J.R., G.D. Dockery. Theoretical description of parabolic approximation / Fourier split-step method of representing electromagnetic propagation in the troposphere // Radio Science. – 1991. – Vol. 26, No. 2. – P. 381–393. DOI: 10.1029/91RS00109

4. Акулиничев Ю.П., Могильников А.В. Простая аппроксимация дискретной функции Грина в частотной области при численном решении параболического уравнения // Доклады ТУСУР. – 2018. – Т. 21, № 4-1. – С. 16–21.

5. Акулиничев Ю.П., Могильников А.В., Колединцева М.А. Форма оптимального искусственного поглощающего слоя для численного решения параболического волнового уравнения методом ДПФ // VII Междунар. науч.-практ. конф. «Актуальные проблемы радиофизики», г. Томск, 18–22 сентября 2017 г. – Томск: СТТ, 2017. – С. 61–64.

УДК 621.396.949

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВИДИМОСТИ СИГНАЛОВ ГНСС ГЛОНАСС GPS НА ВЭО ПРИ СКОЛЬЗЯЩЕМ ПРОХОЖДЕНИИ СИГНАЛА НАД ЗЕМЛЕЙ

С.Е. Тарасов, Б.В. Уткин, студенты каф. РТС

*Научный руководитель А.А. Мещеряков, доцент каф. РТС,
вед. науч. сотрудник НИИ РТС, ТУСУР*

Рассмотрена видимость сигналов ГНСС на борту КА на ВЭО, определено время видимости сигналов за время моделирования и рассчитана минимальная трасса радиолинии НКА – КА на ВЭО.

Ключевые слова: ГНСС, ГЛОНАСС, GPS, время видимости, высота трассы радиолинии, STK.

Для задач автономной навигации космических аппаратов (КА), находящихся на высокоэллиптических орбитах (ВЭО), могут быть использованы сигналы глобальных навигационных систем: ГЛОНАСС, GPS и др. Однако при нахождении космических аппаратов на высоких орбитах (выше 20 тыс. км) эти аппараты оказываются

в зоне бокового и заднего излучения передающих антенн навигационных спутников. В этом случае возможно использование сигналов навигационных аппаратов, находящихся с противоположной стороны Земли [1].

Моделирование проводилось в программном пакете STK (Satellite Tool Kit), где были сформированы орбитальные группировки систем GPS и ГЛОНАСС и орбита КА на ВЭО с параметрами: высота апогея 40000 км, высота перигея 500 км, наклонение $64,8^\circ$, направление на восходящий узел 60° , аргумент перигея 270° .

Моделирование видимости КА систем ГЛОНАСС и GPS с борта КА на ВЭО проводилось в течение двух суток следующим образом.

К каждому КА СРНС «подключалась» антенна с шириной ДН в 19° без боковых и задних лепестков. Антенна КА на ВЭО считалась изотропной.

В процессе моделирования сформированы массивы данных, включающих в себя начальный и конечный момент времени видимости каждого КА СРНС на борту «Молнии», высоту «Молнии» с течением времени. Полученные данные обрабатывались в Excel.

В ходе обработки построены графики зависимостей количества видимых КА для каждой системы и одновременно двух систем. Построен график зависимости высоты «Молнии» от времени.

На рис. 1 представлен график количества видимых КА СРНС ГЛОНАСС и GPS. Анализ данных показал, что одновременная видимость КА систем ГЛОНАСС и GPS от 4 до 6 КА составляет 15% времени от двух суток.

Далее моделирование проводилось с установленной на борту КА на ВЭО направленной параболической антенны. Антенна диаметром 1 м, усилением 20 дБ и шириной ДН 10° .

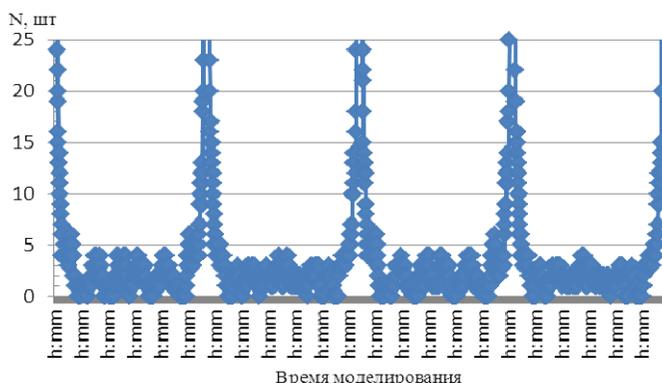


Рис. 1. График зависимости видимых КА СРНС GPS от времени

Потери мощности сигнала при прохождении атмосферы учитываются согласно ITU-R P676-9 [2] с упрощённым расчётом на частотах от 1 до 350 ГГц. С помощью массива данных, полученных при моделировании, рассчитывались высота трассы радиолинии НКА–КА на ВЭО, уровень принимаемой мощности с учётом потерь в атмосфере.

Минимальная высота трассы радиолинии над поверхностью Земли рассчитывалась согласно формуле:

$$h = \frac{\bar{r}_{\text{ВЭО}} \bar{r}_{\text{НКА}} \times \sin \varphi}{R},$$

где R – расстояние между НКА и КА на ВЭО; $\bar{r}_{\text{ВЭО}}$ – радиус-вектор от центра Земли до КА на ВЭО; $\bar{r}_{\text{НКА}}$ – радиус-вектор от центра Земли до НКА, φ – угол между векторами $\bar{r}_{\text{ВЭО}}$, $\bar{r}_{\text{НКА}}$.

В результате моделирования было установлено, что выше минимальной высоты трассы 1000 км над поверхностью Земли видимость сигнала на борту КА на ВЭО составляет 27% от общего времени видимости.

Свыше 1000 км видимость сигналов наблюдается в течение 27% от общего времени видимости. Остальное время сигналы проходят до 1000 км.

Выводы. По результатам работы получены следующие данные:

1. Максимальное число видимых НКА (32) наблюдается при прохождении КА на ВЭО точки перигея, ниже орбит НКА ГЛОНАСС и GPS.
2. Отдельное использование СРНС ГЛОНАСС или GPS не позволяет решать навигационную задачу из-за малого числа видимых НКА.
3. Совместное использование СРНС ГЛОНАСС и GPS позволяет принимать сигналы от 4 до 6 НКА, при движении КА на ВЭО от перигея к апогею в течение 15% времени от двух суток.
4. Прохождение радиотрассы НКА – «Молния» на высоте до 1000 км достигает 93% от времени видимости п. 3.
5. Суммарные потери в свободном пространстве и атмосфере земли достигают 195 дБ во время нахождения КА на ВЭО близко к точке апогея.
6. Математическое ожидание частоты доплеровского сдвига частоты сигнала составляет $-0,07$ кГц с дисперсией 29,9 кГц.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шарыгин Г.С., Мещеряков А.А., Королев Д.О. Влияние атмосферной рефракции на запаздывание сигналов глобальных навигационных систем при автономной навигации высокоорбитальных аппаратов // Изв. вузов. – 2016. – Т. 59, № 7. – С. 137–140.
2. Рекомендации МСЭ-R P.676-9 (02/2012). Затухание в атмосферных газах // Международный союз электросвязи. – 2012. – 22 с.

БИОАКУСТИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС ОБНАРУЖЕНИЯ И ОТПУГИВАНИЯ ПТИЦ В АЭРОПОРТАХ

Е.В. Власов, инженер, м.н.с.; А.А. Кузьмин, инженер;

А.С. Раков, м.н.с., НИИ РТС ТУСУРА, ИМКЭС СО РАН

*Научный руководитель Н.П. Красненко, проф. каф. РТС, д.ф.-м.н.
г. Томск, ТУСУР, evvicvl@gmail.com*

Рассматривается биоакустический метод отпугивания птиц в рамках орнитологического обеспечения безопасности полётов в аэропортах и его модернизация с целью улучшения показателей эффективности.

Ключевые слова: обеспечение орнитологической безопасности, отпугивание птиц, акустический излучатель, компьютерное зрение.

Во всем мире в аэропортах существует проблема обеспечения орнитологической безопасности полетов самолетов. Для её обеспечения в каждом достаточно большом аэропорту существует орнитологическая служба, применяющая различные методы отпугивания птиц со взлетно-посадочной полосы (ВПП) [1].

В Томском аэропорту в 2016–2017 гг. в результате столкновения самолетов с птицами произошло три авиапроисшествия, повлёкшие за собой повреждения их двигателей. Это случилось из-за недостаточной эффективности средств отпугивания птиц, используемых в аэропорту [2].

Существует достаточно большое разнообразие средств отпугивания птиц. Наиболее распространёнными являются биоакустические отпугиватели, которые излучают звуковые сигналы (звуки хищных птиц), отпугивающие птиц [3]. Они устанавливаются вдоль ВПП аэропорта и работают автоматически в периодическом режиме излучения. Их основными недостатками являются всенаправленность излучения и соответственно не слишком большая дальность действия; неизбирательность к видам птиц и привыкание обитающих в аэропорту птиц к сигналам отпугивающих средств вследствие их автоматической работы.

Для повышения эффективности акустического отпугивания птиц был разработан биоакустический комплекс нового типа, включающий в себя не только акустический излучатель, но и встроенную систему видеонаблюдения. Данный комплекс решает задачи обнаружения птиц и автоматического воспроизведения отпугивающего акустического сигнала. Такой режим работы должен уменьшить привыкание птиц. В комплексе используется мощный направленный акустический излучатель, который обеспечивает высокий уровень звукового воздействия на птиц.

Алгоритм работы системы видеонаблюдения представлен на рис. 1. Программа работы обеспечивает обнаружение птиц и автоматическое воспроизведение звуковых сигналов.



Рис. 1. Схема алгоритма работы программы

Структурная схема комплекса представлена на рис. 2. Для реализации аппаратной части по обнаружению птиц были выбраны цифровая видеокамера и компьютер на четырёхядерном процессоре Intel Pentium. Программа реализована в среде программирования Qt на языке C++ с использованием библиотеки OpenCV [4].

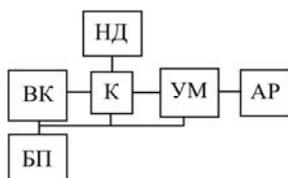


Рис. 2. Структурная схема биоакустического комплекса: ВК – видеокамера; БП – блок питания; НД – накопитель данных; К – компьютер; УМ – усилитель мощности; АР – акустическая решётка

Для реализации задачи отпугивания птиц был разработан акустический излучатель в виде плоской антенной решетки, состоящий из 25 электроакустических пьезокерамических преобразователей, обеспечивающий мощное направленное акустическое излучение.

Общий вид биоакустический комплекса показан на рис. 3.

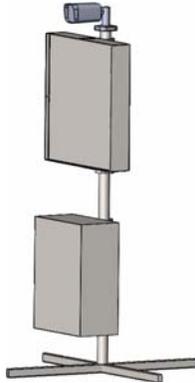


Рис. 3. Внешний вид биоакустического комплекса на стойке:
сверху вниз – видеочкамера, акустический излучатель, блок электроники

Разработанный комплекс выполняет автоматическое воспроизведение выбранного мощного направленного акустического сигнала при наличии птиц в фиксированном районе аэропорта.

Работа выполняется при поддержке Фонда содействия инновациям в рамках программы «УМНИК–2018».

ЛИТЕРАТУРА

1. Отраслевая группа авиационной орнитологии. Сайт, посвященный тематике «Защита от птиц» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.otrugivanie.narod.ru/> (дата обращения: 01.10.2018).
2. «Аэрофлот» потребовал от аэропорта Томска заплатить за поврежденный птицами самолет // Международная информационная группа «Интерфакс» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.interfax.ru/russia/633566> (дата обращения: 01.10.2018).
3. Кухта А.Е., Большакова Н.П., Мацюра А.В. Концептуальные подходы к орнитологическому обеспечению безопасности полётов воздушных судов // Вестник Тувинского гос. ун-та. – 2017. – № 2: Естественные и сельскохозяйственные науки. – С. 96–105.
4. Справочник по OpenCV [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://opencv-tutorial.ru> (дата обращения: 01.10.2018).

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 621.372.622

РАЗРАБОТКА КВАДРАТУРНОГО МОСТА НА ОСНОВЕ 130 нм SiGe-ТЕХНОЛОГИЙ ДЛЯ X-ДИАПАЗОНА

А.М. Досанов, магистрант каф. ТОР, ТУСУР

*Научный руководитель Л.И. Бабак, зам. директора
НОЦ «Нанотехнологии» ТУСУРа, проф. каф. КСУП, д.т.н.*

г. Томск, ТУСУР, leonid.babak@mail.ru

Представлены результаты разработки гибридного моста Ланге X-диапазона на 130 нм SiGe-КМОП-технологии IHP SG13S. Результаты моделирования показывают вносимые потери 0,5 дБ, разность фаз 91,5° между выходными портами в полосе пропускания, развязку и коэффициенты отражения более 22 дБ. Предлагаемый меандровый ответвитель Ланге хорошо подходит для технологии МИС и гибридных микроволновых интегральных микросхем.

Ключевые слова: гибридный ответвитель; СВЧ-монолитная интегральная схема; вносимые потери; развязка; SiGe-технологии; IHP SG13S; САПР; электромагнитное моделирование.

Мост Ланге, первоначально изобретенный Дж. Ланге [1], обеспечивает равное деление на 3 дБ и точную разность фаз 90° между выходными выводами. Методика расчета четырехпортового направленного ответвителя Ланге представлена в [2]. Мост Ланге широко используется в микроволновых и миллиметровых волновых цепях, таких как делители мощности, фазовращатели и модуляторы. Обычный ответвитель Ланге состоит из четного числа длинных полосковых линий с длиной волны $\lambda/4$. Плотность соединения может быть достигнута с помощью нескольких соединенных линий в однослойной схеме, что обеспечивает широкополосную работу и снимает жесткие требования к расстоянию между линиями. Также он совместим с технологиями обработки монолитных микроволновых интегральных схем (МИС) и гибридных микроволновых интегральных схем [3]. Хорошая

конструкция ответвителя должна занимать минимальную площадь микросхемы при достижении низких потерь и фазовой стабильности в широком диапазоне частот.

Разработка ответвителя. Типичный ответвитель Ланге (рис. 1) состоит из нескольких параллельных микрополосковых линий с соединительными проводниками, соединенными друг с другом одной заземляющей плоскостью и одним диэлектриком. Сложностью для ответвителя Ланге заключалась в том, что в однослойных структурах для соединения плеч моста были использованы тонкие проволоочки. В кремниевой технологии не требуется никаких соединительных проводов, поскольку это соединение реализуется с одним из множества доступных металлических слоев.

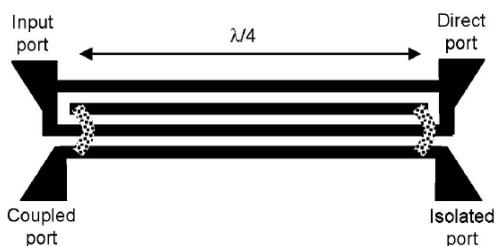


Рис. 1. Структура направленного ответвителя Ланге

Моделирование проводилось с использованием САПР Agilent ADS, а электромагнитное моделирование было выполнено методом моментов (Momentum). В процессе расчета ширина линии и расстояние между линиями составили 5 мкм (рис. 2).

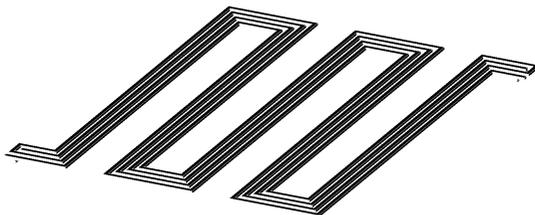


Рис. 2. 3D-модель ответвителя Ланге в Agilent ADS

На рис. 3 показаны смоделированные S-параметры свернутого моста Ланге. Значения вносимых потерь S_{21} и S_{31} составляет $-0,5$ дБ в полосе пропускания. Развязка и коэффициенты отражения каждого порта меньше -20 дБ. На рис. 4 представлен расчет разности фаз между прямым и сквозными выводами свернутого моста Ланге, который равен $91,5^\circ$.

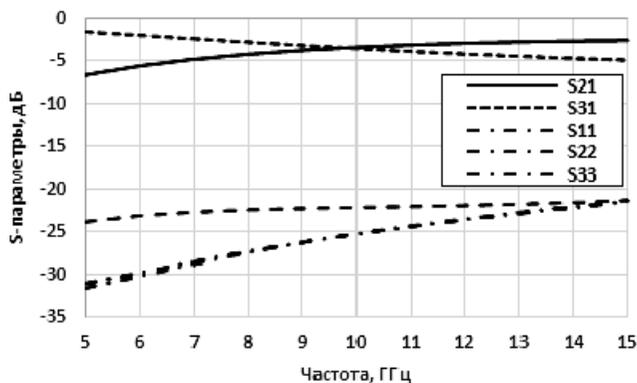


Рис. 3. Результаты моделирования S-параметров ответвителя

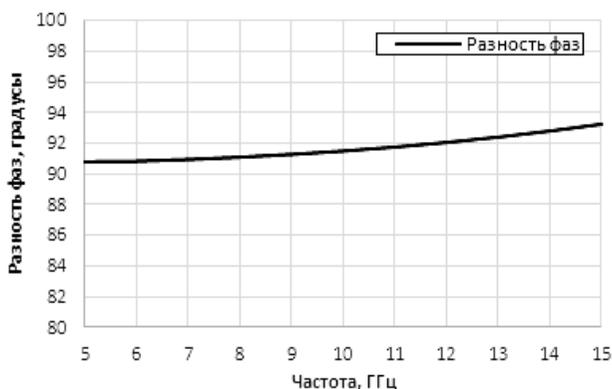


Рис. 4. Разность фаз на выходных портах

Заключение. Квадратурный мост Ланге был реализован на технологии 130 нм SiGe-КМОП IHP SG13S. Компактные размеры моста были достигнуты благодаря извилистой форме линий, таким образом, площадь схемы равна 465×435 мкм. Сложная конфигурация подходит для методов обработки МИС и гибридных микроволновых интегральных схем.

ЛИТЕРАТУРА

1. Lange J. Interdigitated stripline quadrature hybrid // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 1969. – Vol. MIT-17, No. 12. – P. 1150–1151.
2. Presser A. Interdigitated microstrip coupler design // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 1978. – Vol. 26, No. 10. – P. 801–805.
3. Han L., Wu K., Chen X.P. Accurate synthesis of four-line Interdigitated coupler // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 2009. – Vol. 57, No. 10. – P. 2444–2455.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ НЕОДНОРОДНЫХ ПОДСТИЛАЮЩИХ СРЕД НА ИМПЕДАНС АНТЕННЫ

И.И. Горелкин, студент каф. КИПР

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

Представлены результаты теоретического исследования влияния неоднородной среды на импеданс линейной антенны, расположенной вблизи исследуемой поверхности.

Ключевые слова: линейные антенны, диэлектрическая проницаемость, внесенное сопротивление, полное сопротивление, диэлектрические параметры, зондирование.

Как показывает практика, использование георадиолокационных методов в значительной степени снижает стоимость обследования взлётно-посадочных полос (ВПП), а также иных сооружений, относящихся к инфраструктуре аэропортов, и в значительной степени повышает его оперативность за счет отсутствия непосредственного вмешательства в структуру поверхности.

В работе [1] теоретически исследуется влияние неоднородных плоскостойких сред на импеданс линейной полуволновой антенны, расположенной вблизи границы раздела. Однако при применении данного метода на практике появляются некоторые критически важные условия, которые влияют на конечный результат исследования. К ним относится сильный первичный сигнал, отраженный от верхней границы среды, на фоне которого полезный сигнал очень мал.

Постановка задачи. Целью данной работы является исследование влияния неоднородных плоскостойких сред на импеданс линейной антенны в трех случаях: при случае малой развязки (5 дБ), при случае большой развязки (40 дБ) и с компенсацией во внесённом сопротивлении части первичного сопротивления с помощью циркулятора (N дБ). Данная компенсация позволит видеть полезный сигнал от неоднородности в чистом виде.

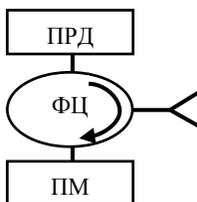


Рис. 1. Структурная схема устройства

На рис. 1 представлена упрощенная структурная схема устройства, позволяющая производить исследования неоднородных плоско-слоистых сред.

В качестве объекта исследования выбрана неоднородность толщиной 10 см с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_{1,3} = 1 - 0,001j$, находящаяся в почве средней влажности $\epsilon_{2,4} = 8 - 0,04j$ (рис. 2). Рабочая длина волны для простоты расчетов была выбрана $\lambda = 1$ м ($f = 300$ МГц).

Результаты работ. При проведении исследования диэлектрических слоёв без неоднородности было выявлено, что для почвы средней влажности оптимальной высотой антенны является $h = 8$ см, а величина компенсации N равна 17,9 дБ.

Для того, чтобы оценить влияние различных неоднородных подстилающих сред на полное сопротивление, требуется учесть сопротивление антенны в свободном пространстве $Z_{св}$, а также сопротивление, которое обусловлено влиянием неоднородной подстилающей поверхности ΔZ (1):

$$Z_{полн} = Z_{св} + \Delta Z. \quad (1)$$

На рис. 3 приведены кривые зависимости модуля полного сопротивления $|Z_{полн}|$ от глубины залегания искомой неоднородности T_2 в грунте средней влажности.

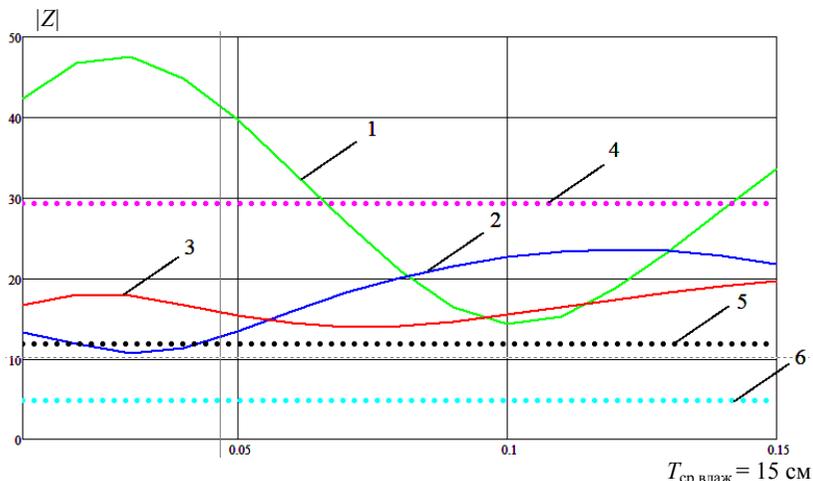


Рис. 3. Зависимости модуля полного сопротивления от глубины залегания искомой неоднородности в грунте средней влажности

Кривая 3 на графике (см. рис. 3) представляет собой случай с компенсацией во внесённом сопротивлении части первичного сопротивления с помощью циркулятора. Для сравнения и дальнейшего анализа были построены аналогичные зависимости, где кривая 2 описывает случай, когда развязка составляет 40 дБ и кривая 3 – когда развязка составляет 17,9 дБ. Однако для корректной оценки адекватности и целесообразности компенсации с помощью циркулятора требуется ввести определенный порог, т.е. сигнал помехи от неоднородности той же природы, толщиной $T_3 = 1,5$ см и глубиной залегания $T_2 = 1,5$ см. Кривые 4–6 на рис. 3 соответствуют уровням помехи для каждого из вариантов настройки развязки системы: 4 – порог для кривой 1; 5 – порог для кривой 2; 6 – порог для кривой 3. Диапазон изменения глубины залегания T_2 искомой неоднородности T_3 выбран в пределах от 1 до 15 см.

Анализ полученных результатов. Таким образом, проведя анализ кривых на рис. 3 можно сказать, что вариант с компенсацией во внесённом сопротивлении части первичного сопротивления с помощью циркулятора не переходит через установленный для него порог, в отличие от остальных случаев. Это означает, что в данном случае отсутствуют мертвые зоны обнаружения, и это позволяет производить поиск неоднородности на любой глубине из исследуемого диапазона.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шостак А.С., Лукьянов С.П., Дума А.Р., Загоскин В.В. Анализ теоретических и экспериментальных исследований влияния диэлектрических свойств контролируемого полупространства на параметры линейных вибраторных антенн // Журнал радиоэлектроники. – 2001. – № 1. – С. 1–11.

УДК 621.396.96

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТИ ПРИ ОЦЕНКЕ МОДИФИЦИРОВАННОЙ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ОТРАЖАЕМОСТИ В СЛУЧАЕ ЗОНДИРОВАНИЯ НЕОДНОРОДНОГО МЕТЕООБРАЗОВАНИЯ

Д.Е. Понамарев, студент каф. КИПР

Научный руководитель Е.В. Масалов, проф. каф. КИПР, д.т.н.

г. Томск, ТУСУР, dmitri4ponamarev@gmail.com,

e-v-masalov@yandex.ru

Рассмотрена погрешность величины модифицированной дифференциальной радиолокационной отражаемости, возникающая в результате влияния неоднородной среды, заполненной гидрометеорами, на поляризационную структуру распространяющихся в ней электромагнитных волн, изучаемых

поочерёдно с горизонтальной линейной и круговой (например, правого направления вращения) поляризациями. Предложен подход для оценки значений такой погрешности на величину модифицированной дифференциальной радиолокационной отражаемости. Получены оценки величины погрешности модифицированной дифференциальной радиолокационной отражаемости, позволяющие определить области с повышенными значениями этого параметра.

Ключевые слова: поляризация, дифференциальное ослабление, дифференциальный фазовый сдвиг, модифицированная дифференциальная радиолокационная отражаемость, матрица рассеяния, погрешность модифицированной дифференциальной радиолокационной отражаемости.

Влияние однородной и неоднородной сред распространения на величину модифицированной дифференциальной радиолокационной отражаемости (МДРО), возникающее при решении задач дистанционного зондирования метеообразований, было рассмотрено в работах [1, 2].

Для достоверной оценки величины МДРО участка метеообразования, находящегося на периферии от передней границы метеообразования, необходимо учитывать погрешности, возникающие в процессе распространения радиолокационного сигнала до этого участка. Поскольку при определении МДРО используются сигналы горизонтальной линейной и круговой поляризаций [2], то для определения собственной МДРО удалённого участка воспользуемся сигналами этих поляризаций.

Используя матрицу рассеяния \mathbf{S} , определим амплитуды принятых сигналов $\dot{E}_{xпр}$ и $\dot{E}_{Rпр}$ [3].

Для сигнала с линейной горизонтальной поляризацией выражение для $\dot{E}_{xпр}$ будет иметь вид (1):

$$\dot{E}_{xпр} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot [\mathbf{S}] \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} = 1 + \mu \cdot \cos 2\theta, \quad (1)$$

где $\mu = \frac{\lambda_1 - \lambda_2}{\lambda_1 + \lambda_2}$ – степень поляризационной анизотропии рассеивающего метеообъекта; λ_1, λ_2 – собственные числа матрицы рассеяния, $\lambda_1 \geq \lambda_2$ [4]. Поскольку, как отмечено в [5], метеообразования являются объёмными целями, образованными независимыми рассеивателями, то матрицу рассеяния \mathbf{S} , степень анизотропии μ , собственные числа λ_1, λ_2 и угол ориентации собственного базиса анизотропного участка θ следует понимать как совокупную матрицу рассеяния объёмной метеоцели и её характеристики ($\mu, \lambda_1, \lambda_2, \theta$) соответственно.

Для сигнала с круговой поляризацией правого вращения выражение для $\dot{E}_{Rпр}$ будет иметь вид (2):

$$\dot{E}_{R\text{пр}} = \begin{bmatrix} 1 & j \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot [\mathbf{S}] \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix} = \sqrt{2} \cdot \mu \cdot e^{j\left(\frac{\pi}{4} + 2\theta\right)}. \quad (2)$$

Тогда формула для оценки модифицированной дифференциальной радиолокационной отражаемости $Z_{\text{МДРО}}^*$ удалённого участка будет иметь вид (3):

$$Z_{\text{МДРО}}^* = 20 \log \left(\frac{|\dot{E}_{R\text{пр}}|}{|\dot{E}_{x\text{пр}}|} \right) = 20 \log \left(\frac{\sqrt{2} \cdot \mu}{1 + \mu \cdot \cos 2\theta} \right). \quad (3)$$

Для оценки погрешности $\Delta Z_{\text{МДРО}}(z, \mu, \theta, \beta_n)$ воспользуемся формулой (4):

$$\Delta Z_{\text{МДРО}} = Z_{\text{МДРО}} - Z_{\text{МДРО}}^*, \quad (4)$$

где $Z_{\text{МДРО}}$ – величина модифицированной дифференциальной радиолокационной отражаемости того же участка, но при наличии неоднородной среды распространения радиолокационных сигналов.

Предварительный анализ результатов расчётов свидетельствует о наличии выраженной зависимости величины $\Delta Z_{\text{МДРО}}$ как от угла ориентации собственного базиса однородного участка относительно измерительного базиса β_n , так и от степени поляризационной анизотропии μ и угла ориентации собственного базиса анизотропного участка относительно собственного базиса однородного участка θ . На рис. 1 показана зависимость величины $\Delta Z_{\text{МДРО}}$ от длины трассы Z .

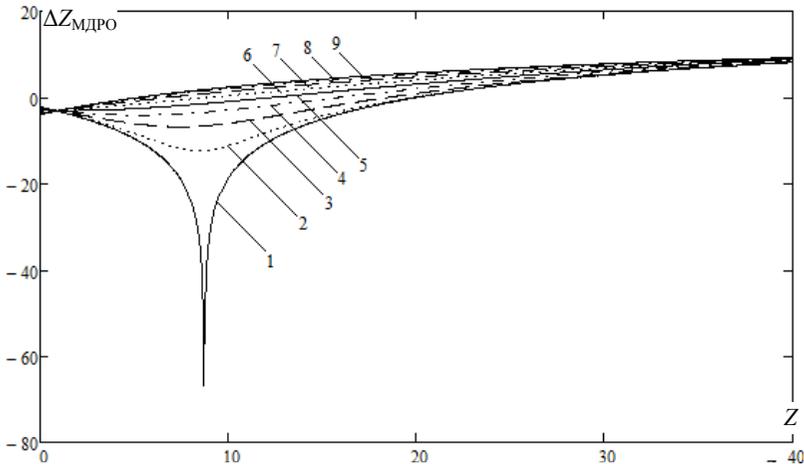


Рис. 1. Рассчитанные зависимости $\Delta Z_{\text{МДРО}}$ (дБ) от длины трассы Z (км) для интенсивности осадков $R = 50$ мм/ч, $\beta_n = 90^\circ$ и $\mu = 0,2$ при $\theta = 0^\circ$ (1); $\theta = 11,25^\circ$ (2); $\theta = 22,5^\circ$ (3); $\theta = 33,75^\circ$ (4); $\theta = 45^\circ$ (5); $\theta = 56,25^\circ$ (6); $\theta = 67,5^\circ$ (7); $\theta = 78,75^\circ$ (8); $\theta = 90^\circ$ (9)

Как видно из рис. 1, при интенсивности осадков $R = 50$ мм/ч градиенты имеют выраженный нелинейный характер, а также наблюдаются аномально низкие значения $\Delta Z_{\text{МДРО}}$ в интервале длин трассы z от 8 до 10 км, достигающие значения до $-67,1$ дБ ($Z = 8,5$ км; $\theta = 0^\circ$; $\beta_n = 90^\circ$; $\mu = 0,2$). При увеличении степени поляризационной анизотропии μ эти минимумы имеют место при больших длинах трасс.

Приведённые результаты расчётов свидетельствуют о том, что при $\theta = 22,5 \dots 90^\circ$ ($\beta_n = 90^\circ$, $\mu = 0,2$) будет иметь место низкая погрешность в оценке $Z_{\text{МДРО}}$, в то время как при значении угла $\theta = 0^\circ$ происходит занижение истинного значения оценки степени анизотропии метеобъекта.

Данные обстоятельства указывают на необходимость проведения дальнейших исследований с целью определения тенденции изменчивости $\Delta Z_{\text{МДРО}}$ при других значениях интенсивности осадков R и значениях степени анизотропии μ удалённого участка.

ЛИТЕРАТУРА

1. Масалов Е.В., Кривин Н.Н., Ещенко С.Ю. Анализ влияния однородного гидrometeorологического образования на поляризационные характеристики электромагнитной волны // Изв. вузов. Физика. – 2017. – Т. 60, № 9.
2. Masalov E.V., Krivin N.N., Ponomarev D.E. Analysis of the influence of an inhomogeneous hydrometeorological formation on the polarization structure of an electromagnetic wave // Russian Physics Journal. – 2019. – Vol. 61, No. 9.
3. Масалов Е.В., Потехин В.А., Татаринов В.Н. Представление матрицы рассеяния метеоцели // Изв. вузов. Физика. – 1983. – № 7. – С. 1–10.
4. Татаринов В.Н., Лигтхарт Л.П., Татаринов С.В. Введение в современную теорию поляризации радиолокационных сигналов. Поляризация плоских электромагнитных волн и её преобразования: уч. пособие. – Томск: ТУСУР, 2012. – Т. 1. – 380 с.
5. Масалов Е.В., Бадулин Н.Н., Бацула А.П. и др. Экспериментальные исследования анизотропии рассеяния радиолокационных сигналов облаками и осадками // Изв. АН СССР. Физика атмосферы и океана. – 1984. – Т. 20, № 6. – С. 505–510.

УДК 621.396.96

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ОБНАРУЖЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ОТРАЖАТЕЛЕЙ В СОСТАВЕ ЗНАКОВ ПЛАВУЧЕГО НАВИГАЦИОННОГО ОГРАЖДЕНИЯ

Н.К. Блинковский, аспирант каф. РТС

Научный руководитель В.П. Денисов, проф. каф. РТС, д.т.н.

г. Томск, ТУСУР, nkblink@yandex.ru

Приведены результаты экспериментального измерения радиолокационной заметности знаков плавучего навигационного ограждения, оснащенных радиолокационным отражателем кругового действия.

Ключевые слова: радиолокационный отражатель, буй, скользящие углы облучения, эффективная площадь рассеяния.

На внутренних водных путях для указания опасных участков русла реки, не пригодных для судоходства, устанавливают плавучие знаки – буй цилиндрической или конической формы. В условиях плохой видимости обнаружение знаков плавучего навигационного ограждения осуществляется при помощи судовых навигационных РЛС.

Известно, что максимальная дальность радиолокационного обнаружения речных и морских объектов, наблюдаемых под скользящими углами к подстилающей водной поверхности, зависит от величины их эффективной площади рассеяния (ЭПР). Многолучевые механизмы распространения электромагнитных волн вблизи границы раздела «воздух – взволнованная водная поверхность» вызывают флуктуации ЭПР буйёв [1].

Для обеспечения большей дальности обнаружения плавучие знаки – буи оснащают радиолокационными отражателями (РЛО) [2].

Суммарная ЭПР системы «буй + РЛО + поверхность раздела» равна

$$\sigma = \sigma_{\text{Б}} \cdot \left(1 + \frac{\sigma_{\text{РЛО}}}{\sigma_{\text{Б}}} + 2 \cdot \sqrt{\frac{\sigma_{\text{РЛО}}}{\sigma_{\text{Б}}}} \cdot \cos\varphi \right), \quad (1)$$

где $\sigma_{\text{РЛО}}$ – ЭПР системы «РЛО + поверхность раздела», $\sigma_{\text{Б}}$ – ЭПР системы «буй + поверхность раздела», φ – фазовый сдвиг между полями, отражёнными от буя и РЛО. В зависимости от состояния водной подстилающей поверхности значения вышеуказанных ЭПР и фазового сдвига могут быть как детерминированными, так и случайными.

Цель работы – экспериментальное измерение радиолокационной заметности системы «буй + РЛО + поверхность раздела».

Для измерения уровня сигнала, отраженного от буя, визирная линия на индикаторе кругового обзора устанавливалась в направлении на исследуемый буй. В память бортовой ЭВМ записывались уровни отражённого сигнала на фиксированных дальностях (рис. 1).

Радиолокационная заметность плавучих знаков измерялась при движении судна с РЛС как по течению реки, так и против течения.

В качестве РЛО использовался радиооптический групповой отражатель кругового действия со светоотражающими гранями [3]. Длина ребра уголкового отражателя, входящих в состав РЛО, равна 0,3 м (рис. 2, а). Фазовый центр РЛО располагался на высоте 1,9 м от водной поверхности. Обнаружение буя с РЛО осуществлялось на индикаторе кругового обзора РЛС (рис. 2, б).

Технические характеристики используемой судовой навигационной РЛС:

а) ширина диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости – 1° , в вертикальной плоскости – 30° . Поляризация излучения – горизонтальная;

б) максимальная выходная мощность – 1 Вт;

в) диапазон рабочих частот– от 9300 до 9500 МГц;

г) тип излучения – непрерывное с линейной частотной модуляцией;

д) высота установки приёмопередающей антенны РЛС – 9 м.

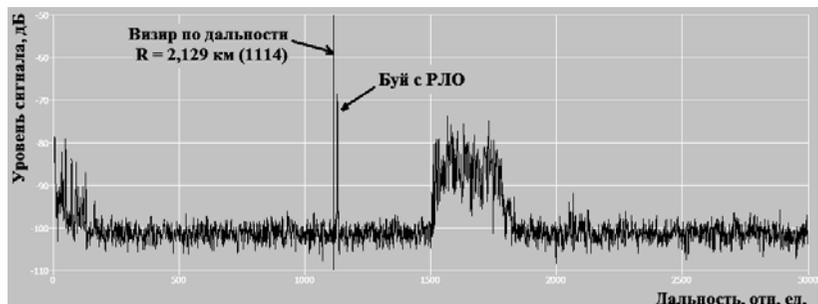


Рис. 1. Отраженный от буя с РЛО сигнал на радиолокационной развёртке по дальности (индикатор типа А)

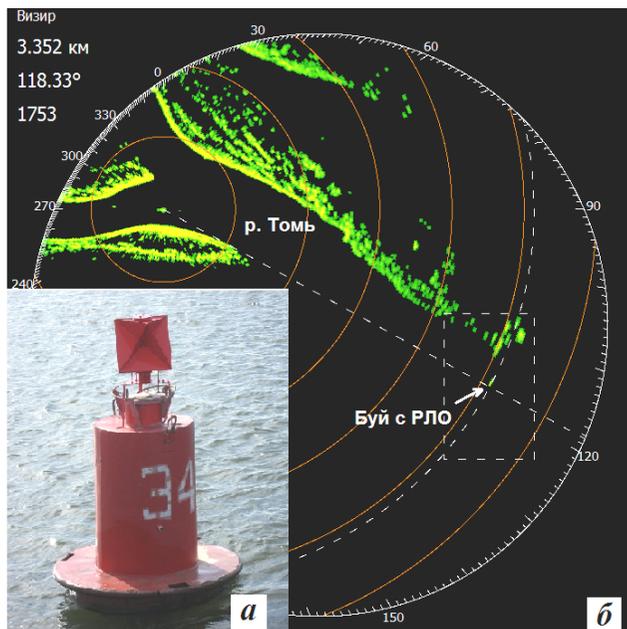


Рис. 2. Внешний вид буя с РЛО – а; обнаружение буя с РЛО по индикатору кругового обзора РЛС – б

Результатом работы являются измеренные значения радиолокационной заметности цилиндрического и конического буйёв на фоне подстилающей водной поверхности на фиксированных дальностях. Радиолокационный контраст буйёв измерялся для двух случаев – без РЛО и с РЛО.

Эксперимент показал, что по критерию Неймана–Пирсона при вероятности ложной тревоги $F = 10^{-3}$ конический буй без РЛО можно было гарантированно наблюдать с дальности, равной 1400 м, а цилиндрический буй без РЛО – с дальности 1700 м. При этом вероятность правильного обнаружения D составляла не менее 0,9.

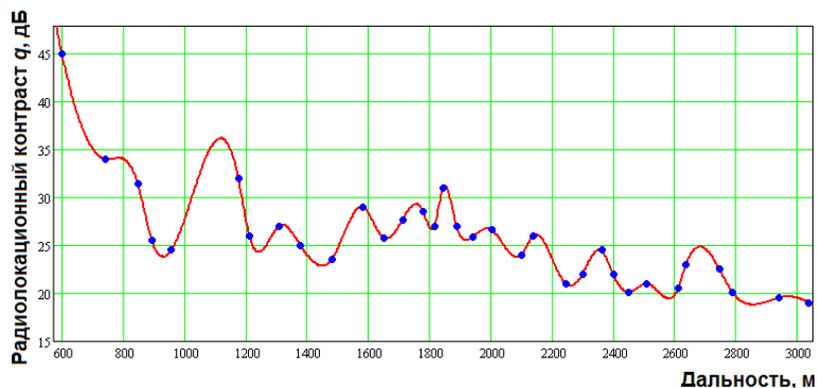


Рис. 3. Экспериментальная зависимость радиолокационной заметности цилиндрического буя с РЛО от дальности

На рис. 3 представлен график экспериментальной зависимости радиолокационной заметности цилиндрического буя с РЛО от дальности.

По результатам исследования можно сделать следующие выводы:

1. Максимальная дальность обнаружения буйёв с РЛО увеличилась в 1,5 раза по сравнению с буйями без РЛО.

2. Наблюдаемые флуктуации ЭПР плавучих знаков навигационного ограждения вызваны не только их вынужденными колебаниями на взволнованной водной поверхности, но и многолучевым механизмом распространения электромагнитных волн вблизи границы раздела двух сред.

ЛИТЕРАТУРА

1. Леонтьев В.В. Феноменологическая теория рассеяния радиоволн морскими объектами. – СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2006. – 216 с.

2. Андреев А.Ю. Радиолокационные отражатели и безопасность на море / А.Ю. Андреев, В.В. Леонтьев // Судостроение за рубежом. – 1991. – № 9. – С. 40–53.

3. Пат. 2667325 РФ, МПК Н 01 Q 15/18. Навигационный радиооптический групповой отражатель кругового действия со светоотражающими гранями / В.Л. Гулько, Н.К. Блинковский, А.А. Мещеряков. – № 2017128049; заявл. 04.08.17; опубл. 18.09.18, Бюл. № 26. – 18 с.

УДК 621.396.969.1

**МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ОЦЕНКИ КООРДИНАТ
ОБЪЕКТОВ В ДВУХПОЗИЦИОННОЙ
РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ**

*Е.К. Григорьев, магистрант; В.А. Ненашев, доцент каф. ПОВК,
к.т.н.; С.А. Ненашев, студент каф. ВСС;
И.А. Алферова, магистрант каф. АПХП
г. Санкт-Петербург, ГУАП, ev.grig95@gmail.com;
СПБТИ, ira_alfy@mail.ru*

Рассмотрена задача моделирования оценок координат подвижного объекта, полученных с помощью двухпозиционной радиолокационной системы с учетом особенностей перехода от локальных систем координат, к общей системе координат, связанной с пунктом сбора и обработки информации. Предложен алгоритм совместной обработки информации двухпозиционной системой.

Ключевые слова: двухпозиционная радиолокационная система, оценка координат, совместная обработка информации.

Целью работы является моделирование взаимного расположения двухпозиционной радиолокационной системы и наблюдаемых объектов с возможностью получения информации о дальности до объекта, по азимуту и углу места.

Рассмотрим математическую модель активной двухпозиционной РЛС, в которой на каждой приемопередающей позиции измеряется дальность до цели, азимут и угол места только по сигналу, излученному с данной позиции.

Геометрия определения координат объекта с помощью двухпозиционной системы показана на рис. 1.

Представлены две приемопередающие позиции – Radar 1 и Radar 2, отдаленные друг от друга на расстояние B , которые ведут наблюдение за объектом Obj . R_1 и R_2 – дальности до объекта наблюдения, $\beta_1, \beta_2, \varepsilon_1, \varepsilon_2$ – азимуты и углы места от Radar 1 и Radar 2 соответственно; $x_{Obj}, y_{Obj}, z_{Obj}$ – координаты объекта в декартовой системе координат.

Алгоритм моделирования процесса оценки координат представлен на рис. 2.

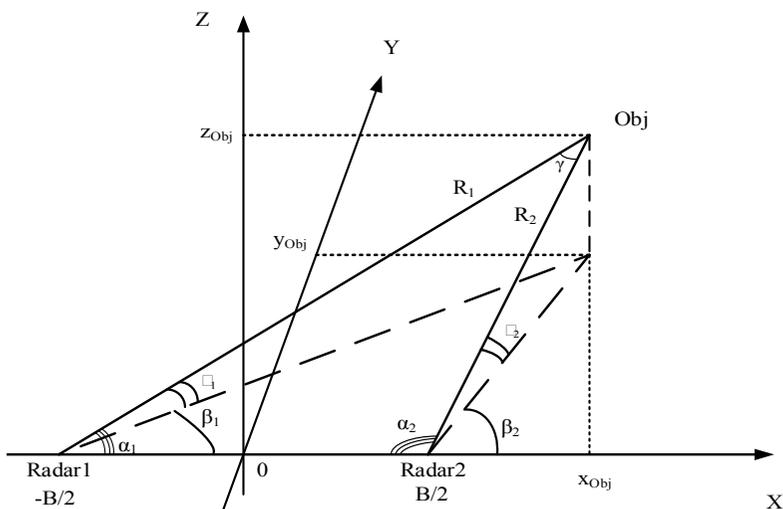


Рис. 1. Геометрия двухпозиционной системы и наблюдаемого объекта

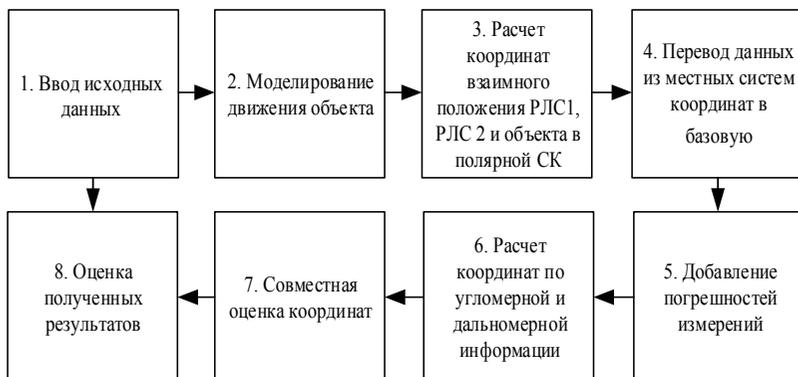


Рис. 2. Алгоритм моделирования

Моделирование будем проводить в системе MATLAB. Была реализована модель, которая позволяет получать оценки дальности и скорости наблюдаемых объектов двухпозиционной РЛС. Для наглядности выводит взаимное положение движущегося объекта и обеих станций на 3D- и 2D-графике. Модель позволяет получать координаты объектов, как в декартовой системе координат, так и полярной [1].

После ввода исходных данных происходит моделирование движения объекта и расчет оценок координат взаимного положения в полярной системе координат Radar 1 и Radar 2. Результаты работы блоков 2 и 3 алгоритма представлены на рис. 3 и 4.

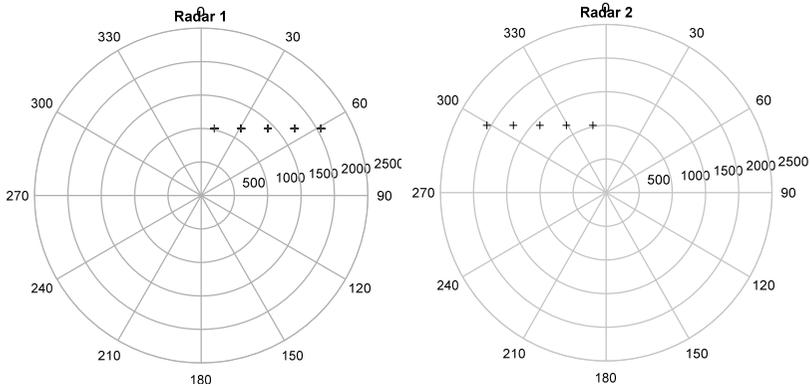


Рис. 3. Координаты объекта в полярной системе координат

Далее происходит перевод данных из местных систем координат в базовую, в нашем случае – декартову с центром в точке $(0;0)$ на рис. 4, а, поскольку равномерное прямолинейное движение цели описывается линейными дифференциальными или разностными уравнениями первого порядка, в то время как в других системах координат уравнения движения нелинейны, что усложняет обработку и может привести к дополнительным методическим ошибкам [2, 3]. Добавление погрешностей происходит в блоке 5, для наглядности продемонстрирован график в 3D-плоскости (рис. 4, б), где знаком (+) показано истинное положение наблюдаемого объекта, а знаком (O) показано измеренное значение положения объекта.

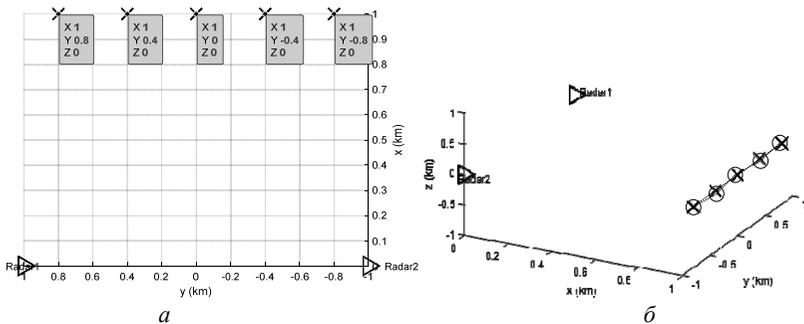


Рис. 4. Взаимное расположение двухпозиционной РЛС и наблюдаемого объекта в декартовой системе координат

Оценка величин характеристик и погрешностей осуществляется в блоке оценки результатов формирования радиолокационной обстановки двухпозиционной системы.

Разработанная модель применима для исследования тактико-технических характеристик на этапе проектирования указанных радиолокационных систем, а также для стендовой отработки бортовых радиоэлектронных комплексов, позволяющей устранить ряд недостатков до этапа натурных испытаний.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ненашев В. А., Шепета А. П., Григорьев Е.К. Программа для расчета взаимного положения двухпозиционной РЛС и наблюдаемых объектов в полярной и декартовой системах координат. – Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ. № 2018661851 РФ, опублик. 20.09.2018. РОСПАТЕНТ.

2. Верба В.С. Оценивание дальности и скорости в радиолокационных системах. – Ч. 3. – М.: Радиотехника, 2010.

3. Nenashev A., Sentsov A.A., A.P. Shepeta. The Problem of Determination of Coordinates of Unmanned Aerial Vehicles Using a Two-Position System Ground Radar // 2018 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF). – St. Petersburg, 2018.

УДК 621.396.96

КЛАСТЕРИЗАЦИЯ ОТМЕТОК ОТ ПРОТЯЖЁННЫХ ЦЕЛЕЙ ДОРОЖНОЙ СЦЕНЫ В АВТОМОБИЛЬНОМ РАДАРЕ

А.С. Коротков, магистрант

Научные руководители: Е.В. Рогожников, доцент каф. ТОР, к.т.н.;

Е.П. Великанова, доцент каф. РТС, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, каф. ТОР, korytov12.11@gmail.com

Кластеризация данных является важной задачей в области цифровой обработки радиолокационных сигналов. В статье представлен метод кластеризации данных, полученных с автомобиля, оборудованного радаром непрерывного излучения.

Ключевые слова: цифровая обработка сигналов, автомобильный радар, кластеризация, DBSCAN.

С момента начала применения адаптивного круиз-контроля (ACC) в автомобильном рынке огромную роль стали играть радарные датчики. Преимущества радарных датчиков были быстро признаны и использованы в новых усовершенствованных системах помощи водителю (ADAS) [1].

Но с ростом уровня сложности приложений возрастает и потребность в радиолокационных датчиках. Современные радарные системы способны измерять расстояние, радиальную скорость и ориентацию объекта. Популярной темой исследований в области обработки радио-

локационных сигналов является распознавание пешеходов, велосипедистов, транспортных средств, ограждений и других объектов. Данные, полученные с радара в виде отдельно обнаруженных точек, принадлежащих одному физическому объекту, необходимо сгруппировать. Группировка данных называется кластеризацией. К настоящему времени разработано большое количество различных алгоритмов кластеризации и их модификаций. Все эти алгоритмы можно разделить на две большие подгруппы – иерархические и неиерархические [2].

В рамках данной задачи был выбран неиерархический плотностный алгоритм, основанный на плотности пространственной кластеризации для приложений с шумами (DBSCAN). Его основным преимуществом является отсутствие априорных знаний об общем количестве кластеров. Также алгоритм способен кластеризовать объекты в произвольные кластеры.

Идея, положенная в основу алгоритма, заключается в том, что внутри каждого кластера плотность точек (объектов) заметно выше, чем плотность снаружи кластера, а также плотность в областях с шумом ниже плотности любого из кластеров. Еще точнее, для каждой точки кластера ее окрестность в диапазоне заданного радиуса должна содержать не менее некоторого числа точек, которое задается пороговым значением [3].

Реализацию алгоритма можно разделить на несколько этапов. В первую очередь рассчитывается расстояние между всеми объектами. В качестве меры расстояния была выбрана евклидова метрика. Затем необходимо выделить те точки, расстояние между которыми не превышает порогового значения. Далее для каждого объекта из всего набора данных необходимо определить, является ли текущий объект уже выделенным.

Если текущий объект уже выделен, то все объекты, достижимые по плотности от текущего объекта, соединяются в новый кластер. В противном случае объект считается выбросом.

На рис. 1 представлено изображение, полученное из видеорегистратора автомобиля, оборудованного радаром. В качестве примера была выбрана следующая дорожная ситуация, так как она является одной из наиболее сложных задач в кластеризации омгоса впереди.

На рис. 2 представлен результат работы двух алгоритмов кластеризации. Здесь объекты одной формы являются объектами одного кластера.

Слева (см. рис. 2, *a*) представлены данные, полученные по итогам работы метода k -средних. По полученным данным можно сделать вывод, что алгоритм некорректно кластеризовал объекты. Данные, при-

надлежащие автомобилю, были сгруппированы с ограждением. Также ограждения, которые должны представлять один кластер, здесь представлены разными кластерами.



Рис. 1. Кадр с видеорегистратора, установленного на автомобиль

Результат работы алгоритма DBSCAN представлен справа (рис. 2, б). Здесь же автомобиль был отделен от объектов, относящихся к кластеру ограждения.

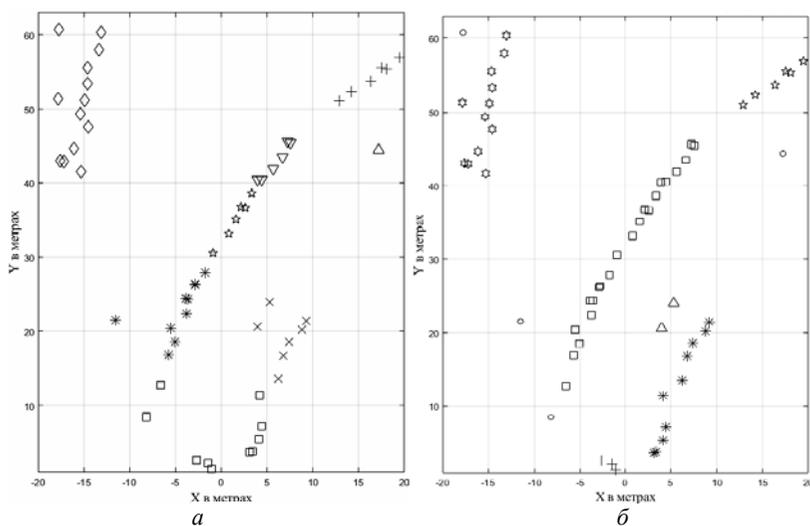


Рис. 2. Результат работы методов кластеризации k -средних и DBSCAN (а и б соответственно)

Исходя из рис. 2, можно сделать вывод, что алгоритм DBSCAN подходит для задачи определения объектов, принятых с радара, установленного на автомобиль. Его основные достоинства, а именно устойчивость к выбросам и объединение данных произвольной формы, делают этот алгоритм одним из самых перспективных в данной области.

ЛИТЕРАТУРА

1. Meinel F., Stolz M., Kunert M., Blume H. An experimental high performance radar system for highly automated driving // IEEE» MTT S–2017» International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility. – 2017.
2. Воронцов К.В. Алгоритмы кластеризации и многомерного шкалирования: курс лекций. – М.: МГУ, 2007.
3. Ester M., Kriegel H.P., Sander J., Xiaowei Xu A. Density-Based Algorithm for Discovering Clusters in Large Spatial Databases with Noise // Published in Proceedings of 2nd International Conference on Knowledge Discovery and Data Mining (KDD-96).

УДК 621.396.969.1

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ SYSTEMVUE ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

А.Д. Леонтьев, В.С. Черный, студенты каф. РТС

Научный руководитель В.Ю. Куприц, доцент каф. РТС, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, vovachernyy7@gmail.com

Проект ГПО РТС-1805 «Разработка модели сверхширокополосной РЛС»

На данном этапе разработки производится анализ применимости системы автоматического проектирования (САПР) SystemVue для моделирования широкополосных радиолокационных систем (РЛС), а также исследуются существующие на сегодняшний день виды РЛС для локации целей с малой эффективной поверхностью рассеивания (ЭПР). В результате работы были получены различные зависимости и сделаны выводы о применимости САПР к поставленной задаче.

Ключевые слова: РЛС, САПР, SystemVue, БПЛА.

Интенсивное развитие и широкое использование беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) предполагают поиск новых эффективных решений по их обнаружению и противодействию. Актуальность данной проблемы обусловлена многими факторами, среди которых всеобщая доступность самих БПЛА и их комплектованных, а также то, что до недавних пор РЛС проектировались на обнаружение относительно крупных объектов с ЭПР не менее 1 м^2 [1].

Анализируя информацию из открытых источников, нами был сделан вывод о том, что большинство существующих РЛС ориентированы на обнаружение воздушных целей с ЭПР от 1 м^2 (ЭПР типового истребителя) и более [2]. Велись разработки РЛС по обнаружению малоразмерных целей с ЭПР от $0,1$ до 1 м^2 [3].

Таким образом, традиционные методы радиолокации, реализованные в РЛС, оказываются малоэффективными в обнаружении малоразмерных БПЛА с малыми значениями ЭПР (порядка $0,01$ – $0,001 \text{ м}^2$). Кроме того, задача обнаружения малоразмерных БПЛА значительно усложняется в условиях применения помех средствами РЭБ.

Для исследования возможностей САПР SystemVue применительно к задаче моделирования радиолокационных систем нами была создана модель широкополосного радиолокатора на основе встроенной библиотеки примеров. Характеристики зондирующего радиолокационного сигнала:

- длительность импульса $\tau = 4 \cdot 10^{-6} \text{ с}$;
- частота повторения импульсов $F_{\text{п}} = 5 \cdot 10^{-4} \text{ с}$;
- полоса частот $\Delta f = 5 \cdot 10^6 \text{ Гц}$;
- несущая частота $f_c = 1 \cdot 10^9 \text{ Гц}$.

Схема радиолокационной системы представлена на рис. 1.

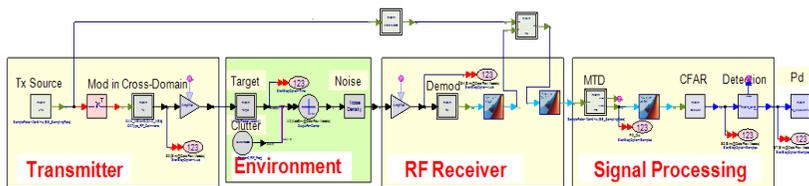


Рис. 1. Схема радиолокационной системы

Модель широкополосной радиолокационной системы представляет собой импульсный радиолокатор. Система включает в себя передатчик, канал распространения с радиолокационной целью, приёмник и средство обработки принятого сигнала. В качестве зондирующего сигнала используется линейно-частотно-модулированный сигнал, генерируемый встроенным программным блоком. Приём и обработка сигнала основаны на использовании корреляционного приёмника и квадратичного детектора.

Снимем зависимость вероятности правильного обнаружения цели от расстояния до цели при фиксированной скорости и ЭПР. Для этого зададимся вероятностью ложной тревоги $P_{fa} = 10^{-6}$. Измерения проведём для двух различных значений ЭПР цели – $\sigma = 0,5 \text{ м}^2$ и $\sigma = 0,05 \text{ м}^2$. Результаты измерений представлены на рис. 2.

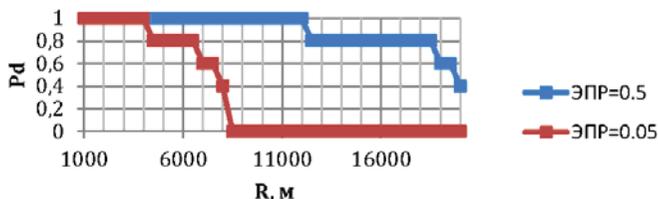


Рис. 2. Зависимость вероятности правильного обнаружения от дальности до цели

На данных зависимостях мы можем наблюдать резкое уменьшение дальности действия радиолокатора для меньшего значения ЭПР, что соответствует действительности. Подобные зависимости будут необходимы для оценки дальности действия РЛС при расширении полосы сигнала.

На основании проделанной работы были сделаны выводы о том, что данный САПР даёт возможность начинать разработку, взяв за основу модели из встроенной библиотеки, что в совокупности с возможностью подключения скриптов из Matlab/C++ позволяет полностью или частично импортировать свои готовые проекты или наработки из различных сред в SystemVue. В то же время существуют некоторые ограничения, наложенные на модель системы, среди которых необходимость правильного подбора дискретности анализируемых данных для того, чтобы сильно не перегружать систему.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сверхширокополосная радиолокация. Что это такое // Электроника НТБ. – 2002. – Вып. № 3 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.electronics.ru/journal/article/1332>, свободный (дата обращения: 22.10.2018).
2. Радиолокационные станции и комплексы ПВО России [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.rusarmy.com/pvo/rls.html>, свободный (дата обращения: 1.11.2018).
3. Ананеков А.Е. К вопросу о наблюдении малоразмерных летательных аппаратов / А.Е. Ананеков, Д.В. Марин, В.М. Нуждин и др. // Труды МАИ. – 2016. – Вып. 91. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://trudymai.ru/published.php?ID=75662>, свободный (дата обращения: 20.10.2018).

**ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ
НАЗЕМНОГО ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ
С БОРТА ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА ПАССИВНЫМ
ОДНОПОЗИЦИОННЫМ МЕТОДОМ ПУТЕМ
КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ**

П.А. Полянских, аспирант каф. РТС;

А.А. Мещеряков, ведущий научный сотрудник НИИ РТС, к.т.н.

Научный руководитель В.П. Денисов, проф. каф. РТС, д.т.н.

г. Томск, ТУСУР, polyanskix@gmail.com

Оценивается возможность оценки дальности с борта летательного аппарата до работающей наземной радиолокационной станции по совокупности отражений ее сигналов от местности и местных предметов. Особенность алгоритма измерения в том, что априори не надо знать, от какого объекта отразился тот или иной сигнал. Координаты отражателей хранятся в памяти компьютера в виде электронной карты местности. Позиция источника радиоизлучения определяется по разнице времени прихода прямого и отраженных сигналов, а также измеренных по ним пеленгов.

Ключевые слова: однопозиционный метод, пассивные системы, летательный аппарат, определение дальности, пеленгование.

Задача разведки с борта одного ЛА (самолета, БПЛА) является актуальной, так как при этом он не обнаруживает себя излучением и сохраняет автономность. Альтернативой пеленгационного метода может служить метод, в котором станцией разведки принимаются как прямые сигналы ИРИ, так и сигналы, переизлученные объектом, координаты которого известны [1, 2]. Направление на ИРИ измеряется, а дальность до него рассчитывается по разности пеленгов на ИРИ и переизлучатель, а также временной задержке отраженного сигнала относительно прямого. Недостатком такого подхода является то, что в «зоне прямой радиовидимости» станции разведки может находиться много отражающих объектов: неровности рельефа, искусственные сооружения, опушки леса, массивы кустарника и т.д. Поэтому точно определить, от чего отразился сигнал, достаточно сложно. В НИИ РТС ТУСУРа разработан метод измерения дальности до ИРИ по его прямому сигналу и совокупности отражений от местности и местных предметов, причем априори не надо знать, от какого именно объекта отразился тот или иной сигнал. Требуется только электронная карта местности, на которую нанесены все возможные отражатели [3]. Метод экспериментально проверен на трассах «Земля–земля» и показал свою состоятельность [4]. Численным моделированием метод проверен на трассах «Воздух–земля», когда станция разведки находится на

поверхности земли и определяет дальность до самолета, РЛС которого облучает земную поверхность [5]. В данной работе моделированием оценивается возможность решения «обратной» задачи – определение дальности с борта самолета до излучающей наземной РЛС.

Расчет дальности R проводится для каждого из отражателей в предположении, что он может находиться в секторе углов $\varphi \pm \Delta\alpha$, где φ – измеренное угловое положение отражателя относительно ИРИ; $\Delta\alpha$ – прогнозируемая максимальная погрешность измерений.

Расчет производится для измеренной задержки τ с учетом возможной погрешности. Совокупность рассчитанных таким образом оценок дальности содержит истинные ее значения, когда расчеты проводились относительно действительных отражателей и ложных в иных ситуациях. Оценка дальности находится по максимуму гистограммы полученного распределения. Алгоритм вычисления подробно изложен в [3, 5, 6]. Отражающие объекты должны находиться в зоне прямой радиовидимости как со стороны приемника, так и со стороны передатчика

Результаты моделирования. При моделировании область энергетической доступности отражателей (окружность радиусом 30 км с центром в точке расположения ИРИ) «накрывается» прямоугольной координатной сеткой. Количество действительных отражателей принимаем равным 0.005% от общего числа возможных, т.е. 14. В пределах области энергетической доступности они распределены равномерно. Для статистического усреднения ошибки определения дальности проводилось 5000 реализаций.

Алгоритм имеет ограничения на расположение отражающих объектов. Если отражатель находится на линии «передатчик–приемник», то формула расчета дальности обращается в неопределенность вида 0/0. Поэтому алгоритм не будет учитывать такие пеленги. В реальных бортовых системах РЭБ точность пеленгования составляет несколько десятых долей градусов [7]. Результаты моделирования представлены на рис. 1. Представленные результаты были получены при различных значениях ошибки определения задержки и ширины сектора угловых ошибок. По оси абсцисс откладывается расстояние между приемником и передатчиком в километрах, по оси ординат откладывается ошибка определения дальности в метрах.

Полученный результат является достаточно точным для ряда приложений. Расширение сектора угловых ошибок $\Delta\alpha$ ведет к увеличению количества потенциальных отражающих объектов и соответственно оценок дальности, входящих в итоговое распределение. Ширина углового сектора должна быть равна СКО определения пеленга, в

противном случае действительный отражатель может не попасть в сектор обзора.

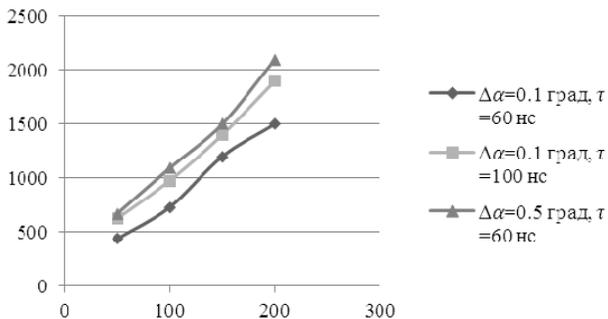


Рис. 1. Результаты моделирования

На взгляд авторов, результаты моделирования свидетельствуют о перспективности рассматриваемого метода. Поскольку проведение натурального эксперимента с целью выяснения действительных характеристик метода проблематично, дальнейшие исследования рационально продолжать с помощью компьютерного моделирования, при котором должны быть учтены характеристики отраженных сигналов, вероятностное распределение отражателей на местности, движение летательного аппарата. Работа выполнена в рамках проекта по госзадаанию Минобрнауки № 8.7348.2017/8.9.

ЛИТЕРАТУРА

1. Patent 4438439. United States Passive methods for locating a radio frequency emitter / E.H. Roland. – 1989.
2. Patent 4176357. United States Passive method and apparatus for radar locating and parasitic surveillance / D. Fails. – 1979.
3. Способ измерения дальности до цели и устройство для его реализации / А.А. Гельцер, В.П. Денисов, А.А. Мещеряков // Заявка на изобретение № 2010140174. – Роспатент, 2010.
4. Денисов В.П. Пространственно-временные искажения сантиметровых радиосигналов на наземных трассах распространения и их влияние на точность пассивных систем местоопределения / В.П. Денисов и др.; под общ. ред. проф. В.П. Денисова. – Томск: Изд-во ТУСУР. – 2014. – 502 с.
5. Денисов В.П., Терешков В.В., Гельцер А.А. // XXI Междунар. науч.-техн. конф. «Радиолокация, радионавигация, связь». – Воронеж: Саквое, 2015. – Т. 2. – С. 680–690.
6. Гельцер А.А. Однопозиционный метод определения местоположения источников радиоизлучения с использованием отражений сигналов от множества элементов рельефа и местных предметов: дис. ... канд. техн. наук, 05.12.14 / Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники; ДСП. – Томск, 2012. – 170 с.

7. Барабанов М.С., Денисенцев С.А., Кашин В.Б. и др. Радиоэлектронная борьба. От экспериментов прошлого до решающего фронта, будущего / под ред. Н.А. Колесова и И.Г. Насенкова. – М.: Центр анализа стратегий и технологий, 2015. – 248 с.

УДК 621.396.96

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ НЕЛИНЕЙНОГО РЕГРЕССИОННОГО АНАЛИЗА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ ИСТОЧНИКА ИЗЛУЧЕНИЯ

А.В. Силкин, ст. инженер, МЦПуБП РЭБ

г. Тамбов, МЦПуБП РЭБ, a.v.silkin@protonmail.com

Рассмотрено применение методов нелинейного регрессионного анализа, таких как методы Гаусса–Ньютона и Левенберга–Маркварда, в задаче определения параметров движения источника излучения по измерениям частот принимаемого сигнала.

Ключевые слова: источник излучения, частота Доплера, аппроксимация, метод Гаусса–Ньютона, метод Левенберга–Маркварда.

В настоящее время в области радиолокации вызывают интерес многопозиционные системы определения параметров движения источников излучения, основанные на эффекте Доплера [1]. Интерес к подобным системам можно объяснить отсутствием необходимости в разработке сложных приемных антенных устройств и централизованного сбора и обработки сигналов, поступающих с каждой позиции.

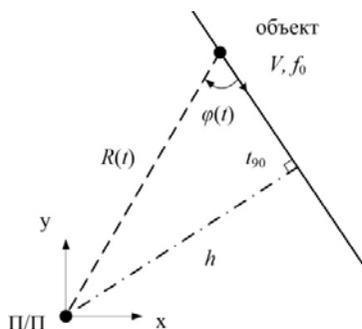


Рис. 1. Элемент многопозиционной системы

В статье рассмотрены элементы системы (рис. 1): объект, движущийся с постоянной скоростью V по прямолинейной траектории и излучающий сигнал с неизвестной частотой f_0 , и приемная позиция, принимающая сигнал от источника излучения с частотой

$$f(t) = f_0 \left(1 + \frac{V \cos(\varphi(t))}{c} \right), \quad (1)$$

где c – скорость распространения сигнала, φ – угол между направлением движения объекта и приемной позицией.

Используя геометрию системы, выражение (1) можно представить в следующем виде:

$$f(t) = f_0 + \frac{V}{c} \frac{f_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{h}{V(t_{90} - t)} \right)^2}}, \quad (2)$$

где t_{90} – момент времени, соответствующий значению $\varphi = 90^\circ$.

Из-за существующей нелинейной зависимости (2) измеряемых параметров (1) от искоемых значений, применяя методы нелинейного регрессионного анализа, например, методы Гаусса–Ньютона, Левенберга–Маркварда [2], возможно оценить такие параметры объекта, как скорость движения V , расстояние R и частота f_0 .

Главной особенностью применения данных методов анализа является правильное задание начальных значений оценок для осуществления итерационного процесса вычисления искоемых параметров [2]. С этой целью на основе дифференцирования и преобразования выражения (1) получено следующее выражение:

$$\frac{df(t)}{dt} = -\frac{f(t) - f(t_{90})}{t_{90} - t} \left(\frac{\frac{1}{t_{90} - t} \int_t^{t_{90}} f(t) dt - f(t)}{\frac{1}{t_{90} - t} \int_t^{t_{90}} f(t) dt - f(t_{90})} \right)^2. \quad (3)$$

Показано, что в качестве начальных приближений применяется оценка, полученная на основе аппроксимации последовательности измерений частот полиномом с небольшим числом коэффициентов [1] с учетом выражения (3).

Приведены результаты моделирования, подтверждающие эффективность применяемых методов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Chan Y.-T., Jardine F. Target Localization and Tracking from Doppler-Shift Measurements // IEEE Journal of Oceanic Engineering. – 1990. – Vol. 15, Is. 3. – P. 251–257.
2. Жданюк Б.Ф. Основы статистической обработки траекторных измерений. – М.: Советское радио, 1978. – 384 с.

ПОДСЕКЦИЯ 1.3

РАДИОТЕХНИКА

*Председатель – Семенов Э.В., проф. каф. РСС, д.т.н., доцент;
зам. председателя – Артищев С.А., доцент каф. РСС,
м.н.с. СКБ «Смена», к.т.н.*

УДК 621.3.089.2

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ ДИСТАНЦИОННОГО ИЗМЕРЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ

Д.С. Кречетов, студент каф. РСС

*Научный руководитель А.В. Убайчин, доцент каф. РСС, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, den.krechetov@mail.ru*

Рассмотрены вопросы разработки автономного прибора для дистанционного измерения температуры подстилающей поверхности. Разработанный прибор позволяет измерять температуру подстилающих поверхностей с погрешностью $\pm 0,02$ К при динамике 1 изм/с с измерением координат с погрешностью 2,5 м. Запись результатов измерений проводится в энергонезависимую память. Проведена серия полевых испытаний разработанного прибора.

Ключевые слова: дистанционное зондирование, дистанционные измерения температуры, стабильность измерений, тепловой контраст.

Сегодня в связи с изменением глобального климата необходимы точные и своевременные прогнозы изменения погоды. Температура почвы оказывает главное влияние на формирование термического режима атмосферы. Результаты измерения температуры почвы используются при решении многих практических задач: в сельском хозяйстве, при выборе культуры и времени посадки сельскохозяйственных культур, при строительстве зданий и инженерных сооружений и т.д. [1].

Поверхностная температура почвы может рассказать о многом. Например, о минеральном составе почвы, влажности, теплоемкости и теплопроводности [2].

Разработка прибора дистанционного замера температуры поверхности почвы может упростить составление температурных карт местности. Для реализации этой задачи разрабатываемый прибор должен измерять температуру через заданные интервалы времени, определять точные координаты по спутниковой навигации, все полученные данные должны выводиться дистанционно на сопряженное устройство

(смартфон или ПК), а также сохраняться на энергонезависимую память. Для проведения круглогодичного мониторинга необходимо предусмотреть вопросы теплообмена в корпусе прибора. Автономное питание прибора должно обеспечиваться в течение нескольких часов.

В соответствии с поставленными выше требованиями разработана структурная схема измерительного прибора, обеспечивающего дистанционное измерение температуры подстилающей поверхности по собственному излучению в области инфракрасного излучения. Разработанная структурная схема представлена на рис. 1.

Разработанный прибор состоит из автономного источника питания (АИП), управляющего микроконтроллера (УМК), инфракрасного датчика (ИКД), включающего в себя инфракрасную матрицу (ИКМ), устройство преобразования (УП) и цифровой интерфейс (ЦИ) для связи с УМК.

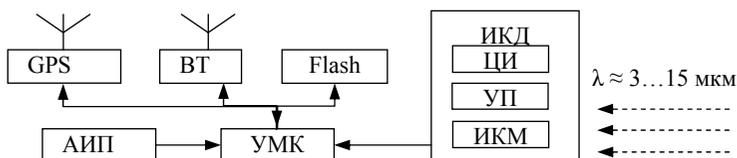


Рис. 1. Структурная схема разработанного прибора

В качестве ИКД использован инфракрасный датчик MLX90614, он может измерять температуру в диапазоне от -70 до $+380$ °С с точностью $\pm 0,02$ °С. Инфракрасное излучение, поступающее на ИКМ, преобразуется в УП и посредством ЦИ передаётся в УМК.

В качестве УМК использован микроконтроллер ATmega2560. УМК имеет 256 кБ памяти и тактовую частоту 16 МГц.

Для определения точного положения датчика использован GPS модуль NEO-6M. Для обработки данных, посылаемых модулем, была установлена дополнительная библиотека [3].

Полученные результаты измерений сохраняются для дальнейшего использования на SD-карту. Тип сохраняемого файла – .TXT, файл с результатами измерения легко конвертируется в таблицы для облегчения анализа больших массивов данных [4].

Вместе с записью на SD-карту для отображения всех результатов измерений в реальном времени использовали Bluetooth модуль (BT) HC-5. Модуль поддерживает Bluetooth версии 2.0 со скоростью до 3 Мбит/с.

Все компоненты прибора собраны и помещены в специальный пластиковый корпус. Прибор оснащен аккумуляторной батареей на 2000 мА/ч, что обеспечивает непрерывную работу до 5 ч.

На внешнюю переднюю часть панели выведены антенна системы навигации прибора и светодиодный индикатор, который сигнализирует о режиме работы прибора, а также тумблер питания УМК и остальных модулей. ИКД расположен на задней панели прибора. В ходе эксперимента были получены данные, представленные в таблице.

Результаты измерения температуры подстилающей поверхности(почвы)

№ п/п	Температура	Широта	Долгота	Дата	Время
1	306,88	51,386926	85,991912	07/23/2018	14:32:15
2	306,30	51,386672	85,991519	07/23/2018	14:32:16
3	305,66	51,386274	85,991378	07/23/2018	14:32:17
4	305,88	51,386274	85,991379	07/23/2018	14:32:18
5	306,37	51,386275	85,991380	07/23/2018	14:32:19
6	306,94	51,386276	85,991381	07/23/2018	14:32:20
7	305,42	51,386277	85,991382	07/23/2018	14:32:21
8	305,15	51,386279	85,991383	07/23/2018	14:32:22
9	307,63	51,385861	85,991291	07/23/2018	14:32:23
10	305,94	51,385727	85,991141	07/23/2018	14:32:24
11	307,69	51,385580	85,991174	07/23/2018	14:32:25
12	306,40	51,385386	85,991121	07/23/2018	14:32:26
13	305,51	51,385279	85,991079	07/23/2018	14:32:27
14	307,22	51,385146	85,991057	07/23/2018	14:32:28

После проведения испытаний можно сделать вывод о том, что разработанный прибор достаточно точно измеряет температуру поверхности. Погрешность определения координат в пределах ожидаемой. Передача получаемых данных по беспроводному каналу связи облегчает контроль над прибором во время его работы. Наличие аккумуляторной батареи обеспечивает необходимую автономность. Прибор является достаточно компактным, что не накладывает ограничение на диапазон его практического применения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Миронов В.Л., Музалевский К.В., Касикова Т.И. Измерение температуры поверхностного слоя почвы арктической тундры на основе данных микроволновых радиометров в L-диапазоне // Изв. вузов. Физика. – 2012. – Т. 55, № 8/3. – С. 151–152.
2. Нерпин С.В., Чудновский А.Ф. Физика почвы. – М., 1967.
3. Чудновский А.Ф. Теплофизика почв. – М., 1976.
4. GitHub [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://github.com/mikahart/TinyGPSPlus/blob/master/src/TinyGPS%2B%2B.h> (дата обращения: 13.06.2018).
5. Arduino.ru [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://arduino.ru/Reference> (дата обращения: 13.06.2018).

**ПРЕДЕЛЬНЫЕ ЦИКЛЫ ФАЗОВОГО ПОРТРЕТА
ОПТОЭЛЕКТРОННОГО ГЕНЕРАТОРА
НА ОСНОВЕ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОЙ ЛИНИИ ЗАДЕРЖКИ
И МОДУЛЯТОРА МАХА–ЦЕНДЕРА**

Д.А. Маурер, В.В. Литвинов**, Н.Р. Литвинова*, А.С. Буллер*,
студенты каф. ТОР*, РТС***

*Научный руководитель Р.В. Литвинов, доцент каф. ТОР, к.ф.-м.н.
г. Томск, ТУСУР, maureddanil@yandex.ru*

ГПО ТОР-1507 «Искажение сигналов в оптических каналах связи»

Рассмотрены установившиеся колебания оптоэлектронного генератора без полосно-пропускающего фильтра. Выполнен анализ зависимости фазовых портретов и соответствующих им колебаний от величины петлевого усиления.

Ключевые слова: Оптоэлектронный генератор, петлевое усиление, фазовый портрет, предельный цикл.

В настоящее время оптоэлектронный генератор (ОЭГ) на основе волоконно-оптической линии задержки (ВОЛЗ) и модулятора Маха–Цендера (ММЦ) используется для генерирования высокохроматичных колебаний СВЧ-диапазона. В обычных автогенераторах (АГ) такие колебания возникают в случаях, когда коэффициент петлевого усиления незначительно выше порогового значения, соответствующего условию баланса амплитуд. Если коэффициент усиления значительно превышает пороговое значение, то режим работы АГ может носить релаксационный характер, что обусловлено появлением высших гармоник в спектре колебаний из-за нелинейности проходной характеристики усилителя. Наличие модового селектора в ОЭГ предотвращает возникновение режима релаксационных колебаний. В исследуемой схеме модовый селектор отсутствует, что позволяет использовать ОЭГ для получения высокочастотных релаксационных колебаний, по форме близких к меандровым.

Используя хорошо известную структурную схему генератора [1], в которой напряжение смещения ММЦ равно $U_{\pi}/2$, уравнение, описывающее работу рассматриваемого ОЭГ, можно получить в виде

$$U(t) = K \sin\left(\frac{\pi}{U_{\pi}} U(t - \tau_g)\right), \quad (1)$$

где $K = G\rho RmP_0$ есть петлевое усиление; G – коэффициент усиления по напряжению; ρ – чувствительность фотодетектора; R – сопротивление на выходе детектора; P_0 – мощность входного лазерного излучения; m – коэффициент модуляции. При этом задержка огибающей определяется групповым запаздыванием на время $\tau_g = L_f/v_g$, где L_f –

длина оптического волокна; v_g – групповая скорость направляемой оптической моды волокна.

Поскольку напряжения являются периодической функцией времени, тогда (1) записывается в комплексной форме ряда Фурье:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} U_n \exp(in\omega t) = K \sin \left[\frac{\pi}{U_\pi} \sum_{k=-\infty}^{\infty} U_k \exp(ik\omega(t - \tau_g)) \right], \quad (2)$$

$$U_1 \exp(i\omega t) + \text{к.с.} = K J_1 \left(2 \frac{\pi}{U_\pi} |U_1| \right) \exp(i(\omega \tau_g + \varphi_1)) + \text{к.с.} \quad (3)$$

Из (3) можно получить аналог баланса амплитуд (4, а) и фаз (4, б).

$$|U_1| = K J_1 \left(2 \frac{\pi}{U_\pi} |U_1| \right), \quad (\text{а}); \quad \omega = \frac{2\pi k}{\tau_g}, \quad (\text{б}). \quad (4)$$

Из (4, а) следует одно из условий генерации: петлевой коэффициент усиления должен быть больше 1 ($K > 1$) [2]. Из (4, б) следует, что в ОЭГ линия задержки поддерживает генерацию на множестве частот, наложенных на оптическую волну. Полагая, что генерация происходит на первой моде ВОЛЗ ($k = 1$), рассмотрим влияние высших мод на выходной сигнал. Для анализа нелинейных колебаний воспользуемся методом фазовой плоскости [3].

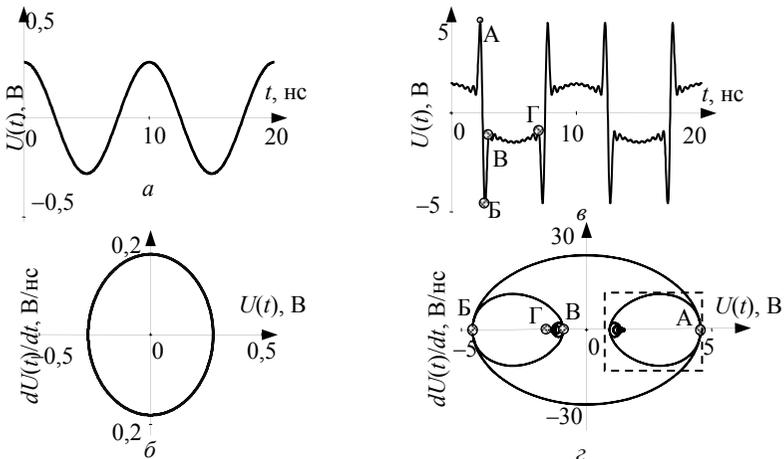


Рис. 1. Временное представление (установившийся режим колебаний) (а, б) и предельный цикл ОЭГ (в, г) для случаев $K = 1,01$ – а, в; $K = 1,55$ – б, г

Коэффициенту усиления, близкому к 1 (рис. 1, а, б), соответствует квазигармонический характер выходного сигнала, а его фазовый портрет близок к эллипсу. При увеличении коэффициента петлевого усиления ($K = 1,55$) сказывается влияние высших гармоник. В результате чего выходной сигнал искажается и трансформируется от квазигармонического до меандрового (см. рис. 1, в, г).

В фазовом портрете можно выделить участки быстрых (АБ и БВ) и медленных (ВГ) движений (см. рис. 1, б), что характерно для релаксационных колебаний. Релаксационные процессы в стационарном режиме можно оценить размером замкнутых петель (выделенных пунктиром на рис. 1, г) на предельном цикле.

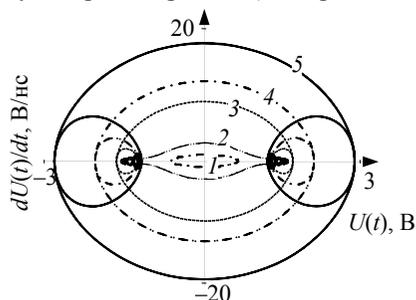


Рис. 2. Предельные циклы фазовых траекторий ОЭГ:

- 1 – $K = 1,02$; 2 – $K = 1,43$; 3 – $K = 1,47$;
4 – $K = 1,5$; 5 – $K = 1,55$

На рис. 2 представлено семейство предельных циклов генератора. Видно, что с ростом коэффициента усиления K предельный цикл изменяет форму от эллиптической до сложной многопетлевой, что соответствует трансформации установившихся колебаний генератора от квазигармонических до близких к меандрам.

Таким образом, ОЭГ на основе ВОЛЗ и ММЦ можно использовать не только как

генератор высокохроматичных колебаний, но и как релаксационный генератор СВЧ-диапазона.

ЛИТЕРАТУРА

1. Yao X.S. High frequency optical subcarrier generator / X.S. Yao, L. Maleki // Electronics Letters. – 1994. – Vol. 30, No. 18. – 1525 p.
2. Callan K.E., Illing L., Gao Z., Gauthier D.J., Schöll E. Broadband chaos generated by an optoelectronic oscillator // Phys. Rev. Lett. – 2010. – Vol. 104, No. 11. – 113901 p.
3. Андронов А.А. Теория колебаний / А.А. Андронов, А.А. Витт, С.Э. Хайкин ; предисл. Л.И. Мандельштам. – 2-е изд. – М. : Наука, 1981. – 568 с.

**ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЦИФРОВОГО ПЕРЕСТРАИВАЕМОГО
6-БИТНОГО АТТЕНУАТОРА НА ОСНОВЕ ОТЕЧЕСТВЕННОЙ 90 НМ
КМОП-ТЕХНОЛОГИИ**

П.Н. Кислицин, Е.А. Шутов, магистранты каф. ТОР и КСУП

Научный руководитель А.А. Кокотов, доцент каф. КСУП

г. Томск, ТУСУР

Представлены результаты проектирования цифрового перестраиваемого 6-битного аттенуатора на основе отечественной технологии. В диапазоне частот 8–12 ГГц аттенуатор имеет коэффициенты отражения по входу и выходу не более –8,5 дБ. Аттенуатор выполнен по 90 нм CMOS-технологии. Размеры чипа составляют 1,73×1,02 мм.

Ключевые слова: цифровой аттенуатор, коэффициент отражения, ослабление, среднеквадратичное отклонение, CMOS-технологии, микрон, САПР.

SiGe-технологии становятся хорошим выбором для изготовления аналоговых монолитных интегральных схем СВЧ-диапазона и особенно систем на кристалле, где совместно с радиотрактом находится цифровая часть управления и обработки сигналов. Хорошо развитый техпроцесс с минимальными технологическими нормами позволяет выполнять микросхемы с высокой степенью интеграции, сократить размеры микросхем, снизить энергопотребление, повысить быстродействие, уменьшить процент брака с пластины и в итоге снизить цену конечного продукта (в сравнении с GaAs- и InP-структурами) [1].

Разработанным цифровым аттенуатором можно управлять как параллельно, так и последовательно посредством драйвера.

В статье представлены результаты проектирования цифрового аттенуатора (ЦАТТ) диапазона частот 8–12 ГГц. ЦАТТ выполнен на основе отечественной 90 нм CMOS-технологии фирмы «Микрон».

Целью данной работы является проектирование ЦАТТ, удовлетворяющей требуемым характеристикам.

Требования к ЦАТТ:

- диапазон рабочих частот от 8 до 12 ГГц;
- разрядность 6 бит;
- согласование по входу с нагрузкой 50 Ом не хуже –10 дБ;
- согласование по выходу с нагрузкой 50 Ом не хуже –10 дБ.

Проектирование аттенуатора. Самые распространенные типы ячеек аттенуаторов – это ячейки типа Т и П. В качестве составляющих аттенуатора выбрана схема с использованием ячеек Т-типа (рис. 1, а) и вырожденных ячеек с одним транзистором (рис. 1, б).

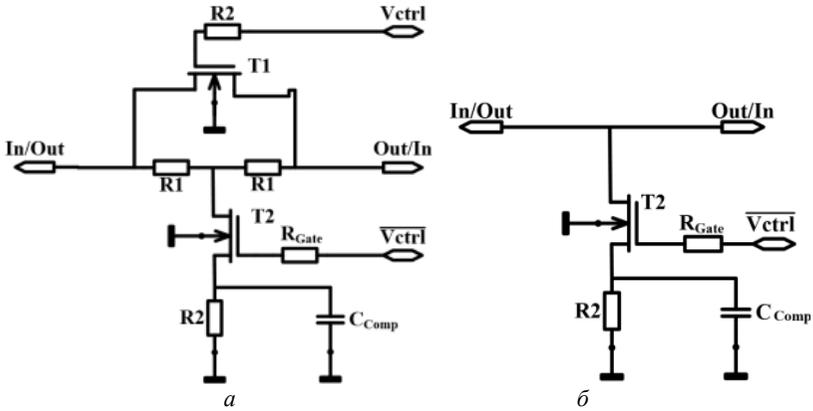


Рис. 1. Схема составляющих аттенуатора:
а – ячейка Т-типа, *б* – ячейка с одним транзистором

Последовательность расположения ячеек аттенуатора выбирается методом перебора для достижения наилучшего согласования по входу и выходу. После перебора большого количества вариантов расположения выбрана последовательность 8-4-16-2-0,5-1 дБ. Ячейки с ослаблением 0,5 и 1 дБ выполнены с применением одного транзистора, это необходимо для того, чтобы достичь меньших потерь аттенуатора в опорном состоянии. Ячейки 8, 4, 16, 2 дБ выполнены по Т-типу (таблица).

Параметры цифрового аттенуатора

Δf , ГГц	$ S_{11} $, дБ	$ S_{22} $, дБ	ΔA , дБ	n , бит	Размер, мм ²
8–12	$\leq -8,5$	≤ -10	$< 0,35$	6	1,73×1,02

Графические характеристики даны на рис. 2, 3.

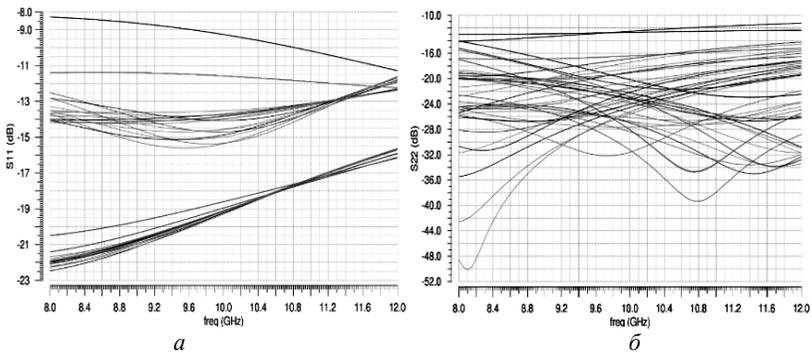


Рис. 2. Для всех состояний аттенуатора: *а* – S_{11} ; *б* – S_{22}

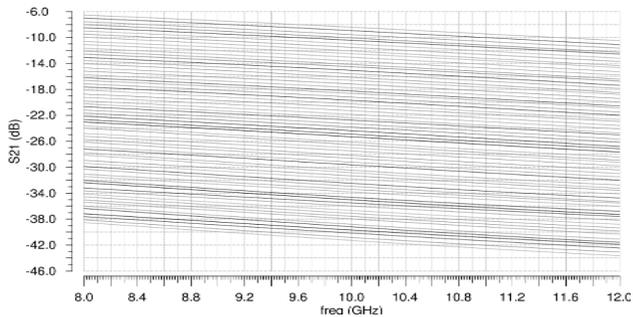


Рис. 3. S21 для всех состояний аттенюатора

Топология разработанного аттенюатора представлена на рис. 4.

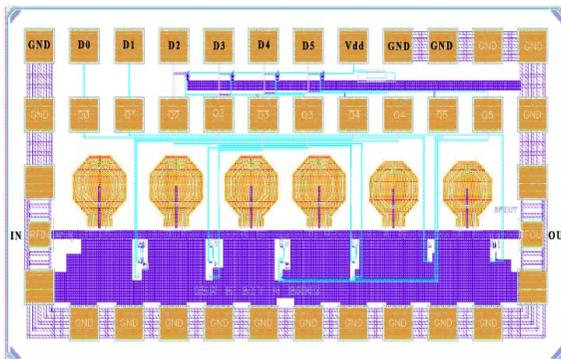


Рис. 4. Топология разработанного аттенюатора

Разработанный аттенюатор возможно управлять двумя способами: при помощи драйвера и 10-контактного зонда.

Заключение. По результатам проделанной научной работы, используя методы визуального проектирования, разработана топология монолитной интегральной схемы цифрового перестраиваемого 6-битного аттенюатора, соответствующая всем требуемым техническим характеристикам. Габаритные размеры кристалла составляют $1,73 \times 1,02$ мм.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бидненко Ю.Н., Жабин Д.А., Помазанов А.В., Коряковцев А.С. Проектирование монолитного широкополосного маломощного усилителя диапазона 15–30 ГГц по SiGe-BiCMOS-технологии.
2. КМОП [Электронный ресурс]. – <https://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%9A%D0%9C%D0%9E%D0%9F> (дата обращения: 31.07.2018).
3. Babak L.I. Interactive «visual» design of matching and compensation networks for microwave active circuits / L.I. Babak, M.V. Cherkashin // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest. – 2001. – Vol. 3. – P. 2095–2098.

**ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВЫСОКОЭФФЕКТИВНОГО
УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ КЛАССА F-ДИАПАЗОНА
ЧАСТОТ 4–6 ГГц**

Р.К. Собынин, аспирант каф. СВЧиКР

*Научный руководитель Г.Г. Гошин, проф. каф. СВЧиКР, д.ф.-м.н.
г. Томск, ТУСУР, savardunleashed@gmail.com, goshingg@svch.tusur.ru*

Представлены результаты спроектированного в среде ADS высокоэффективного СВЧ-усилителя мощности класса F. С целью повышения КПД выбраны оптимальные значения импедансов нагрузки транзистора на основной частоте и двух последующих гармониках.

Ключевые слова: высокоэффективный усилитель мощности, GaN-HEMT.

СВЧ-усилители мощности (УМ) являются одними из важнейших и самых распространенных устройств современных радиоэлектронных систем. Проблема повышения коэффициента полезного действия (КПД) УМ была актуальной на всех этапах развития высокочастотной электроники и актуальна по сей день.

Концепция усилителя мощности класса F заключается в непересекающихся друг с другом временных диаграммах тока и напряжения на выходе транзистора путем настройки СЦ на основную частоту f_0 и гармониках $2f_0$ (на КЗ) и $3f_0$ (на ХХ), что способствует снижению потерь мощности и росту КПД [1]. В данной работе рассматривается проектирование однокаскадного УМ на идеальных элементах диапазона 4–6 ГГц на основе GaN-HEMT-транзистора.

При проектировании УМ использовалась нелинейная модель GaN-HEMT-транзистора CGHV1F006S фирмы Cree. К УМ предъявлялись следующие требования при входной мощности P_{in} 25 дБм: коэффициент усиления G_{ain} не менее 10 дБ, выходная мощность P_{out} не менее 35 дБм; КПД по добавленной мощности PAE не менее 50%; согласование по входу и выходу: S_{11} и $S_{22} < -10$ дБ; усилитель должен быть устойчивым во всем частотном диапазоне с коэффициентом устойчивости $K > 1$.

Проектирование УМ осуществлялось по методике, приведенной в статье сборника докладов конференции «НС ТУСУР–2016» [2].

Полученная схема УМ на идеальных элементах приведена на рис. 1. Временные диаграммы тока I_{ds} и напряжения V_{ds} на выходе активного элемента показаны на рис. 2. На рис. 3 и 4 представлены выходные параметры (выходная мощность P_{out} , коэффициент усиления G_T , КПД по добавленной мощности PAE, S-параметры в линейном режиме) в зависимости от частоты и входной мощности P_{in} .

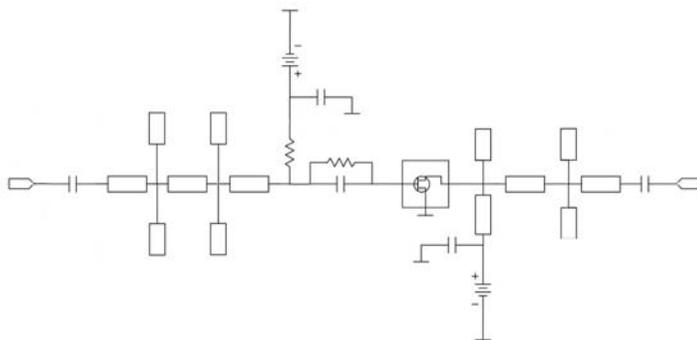


Рис. 1. Принципиальная схема однокаскадного УМ на идеальных элементах

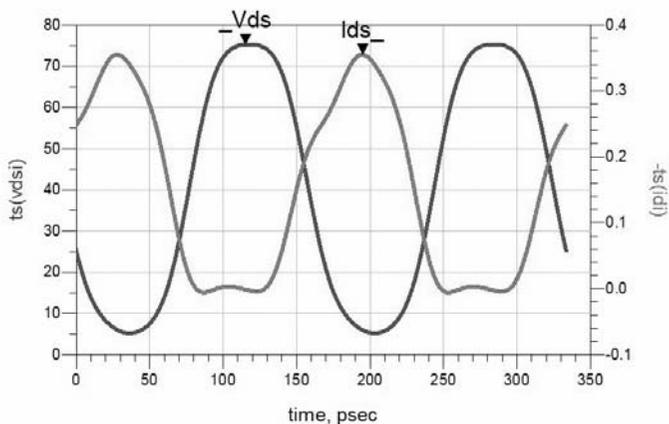


Рис. 2. Временные диаграммы тока и напряжения на выходе активного элемента

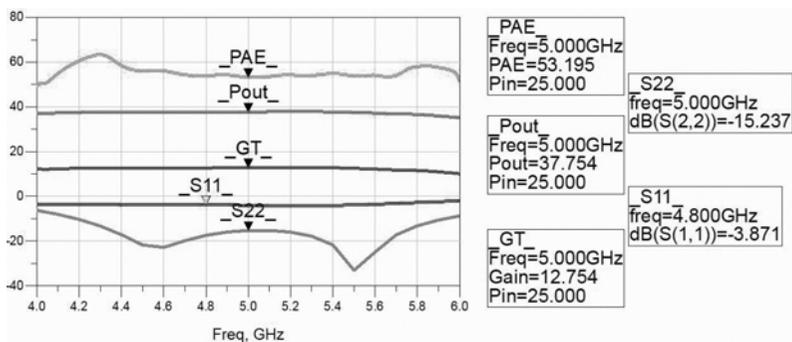


Рис. 3. Выходные параметры усилителя мощности в зависимости от частоты

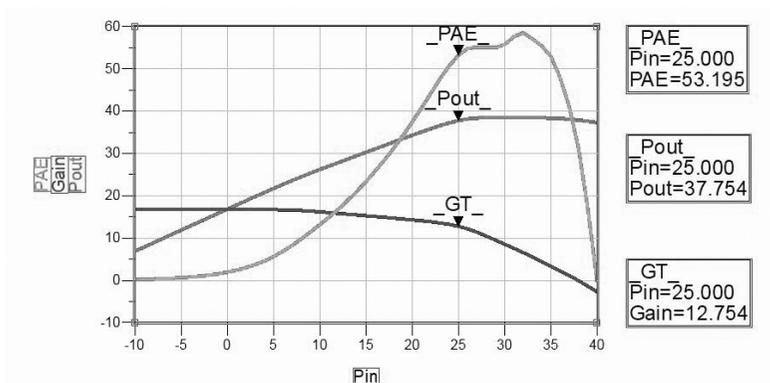


Рис. 4. Выходные параметры усилителя мощности в зависимости от входной мощности

В результате характеристики УМ класса F получились следующие: в диапазоне 4–6 ГГц при входной мощности $P_{in} = 25$ дБм минимальное усиление $G_T = 10$ дБ; минимальная выходная мощность $P_{out} = 35$ дБм; минимальное значение КПД по добавленной мощности PAE = 50%, максимальный – 63,3%; минимальный параметр $S_{11} = -4$ дБ, $S_{22} = -16,9$ дБ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Крыжановский В.Г. Транзисторные усилители с высоким КПД. – Донецк: Апекс, 2004. – 448 с.
2. Собынин Р.К., Коколов А.А. Проектирование усилителя мощности класса F // Матер. докл. XXI Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2016», Томск, 25 мая 2016 г. – Томск: В-Спектр, 2016. – Ч. 1. – С. 308–311.

ПОДСЕКЦИЯ 1.6

ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И СИСТЕМЫ ШИРОКОПОЛОСНОГО БЕСПРОВОДНОГО ДОСТУПА

Председатель – Демидов А.Я., проф. каф. ТОР, к.ф.-м.н.;
зам. председателя – Рогожников Е.В., доцент. каф. ТОР, к.т.н.

УДК 621.37

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ И ОСНОВНЫЕ УРАВНЕНИЯ ИЗМЕРЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ В ПОМЕЩЕНИИ

*А. Мухаматнуров, студент каф. ТОР,
А.В. Пуговкин, проф. каф. ТОР, д.т.н.
г. Томск, ТУСУР, pugovkinav@tor.tusur.ru*

Изменение температуры воздуха помещения в нестационарном процессе определяется разностью между теплопоступлениями, теплоотдачей приборов отопления или охлаждения и изменением количества тепла, аккумулируемого ограждениями и мебелью. Теплообмен в помещении осуществляется излучением, конвекцией и теплопроводностью.

Ключевые слова: теплопроводность, температура, измерение, математическая модель.

К математическим моделям теплового режима помещений, предназначенных для использования в системах управления, предъявляются два основных требования:

1. Необходимость высокой точности численного моделирования теплового режима. Только на этой основе возможно обеспечение качественного управления тепловым режимом.

2. Ограничения на программу для микроконтроллера по объему вычислений и времени вычислений. Прежде всего это связано с экономической обоснованностью введения всей системы автоматизированного управления. Затраты на мощное вычислительное устройство могут свести на нет эффект от экономии энергии за счет введения системы.

В общем случае расчёт нестационарного теплового режима в помещении связан с решением системы нелинейных дифференциальных уравнений.

При математическом описании тепловых режимов зданий в целом и отдельных помещений можно выделить следующие основные направления моделирования [1]:

1. Моделирование теплового режима отдельного помещения, в котором учитывается зависимость температуры воздуха внутри помещения, температуры ограждений от температуры теплового источника и температуры внешней среды. Также нужно учитывать температуру смежных помещений.

2. Моделирование при учете состояния теплового источника, когда его параметры и температура меняются под воздействием внешних условий. Модель теплоисточника может быть объединена с моделью помещения, если температура источника постоянна.

3. Описание теплового режима системы тепловых источников. Это тепловая модель стояка, когда на одной магистрали последовательно, параллельно или в более сложной комбинации располагается несколько источников и нельзя пренебрегать влиянием одного источника на другие. Поведение этих источников будет влиять на тепловые режимы каждого помещения.

4. Задача распределения тепловой энергии по зданию – модель теплового узла и подсоединенных к нему домовых магистралей и стояков.

Нахождение коэффициентов теплоотдачи отопительных приборов и теплопередачи. Температура наружного воздуха непрерывно изменяется, в связи с чем изменяется температура поверхностей ограждений, нагревательных приборов и т.д. Все эти факторы влияют на тепловой режим помещения. Поэтому, решая задачу контроля теплового режима помещений, необходимо знать реальные параметры тепловых объектов, а именно:

- коэффициент теплоотдачи отопительного прибора;
- коэффициент теплопередачи внешнего ограждения.

Коэффициент теплоотдачи отопительного прибора $G_{\text{ист}}$ можно определить из закона Ньютона–Рихмана, согласно которому тепловая мощность $P_{\text{тепл}}$, отдаваемая отопительным прибором, пропорциональна разности между средней температурой отопительного прибора $T_{\text{ист}}$ и средней температурой воздуха помещения $T_{\text{в}}$

$$P_{\text{ист}} = G_{\text{ист}} \times (T_{\text{ист}} - T_{\text{ком}}). \quad (1)$$

Здесь $G_{\text{ист}}$ – коэффициент теплоотдачи отопительного прибора с учетом его площади поверхности, Вт/°С [2].

Коэффициент теплоотдачи отопительного прибора характеризует способность отопительного прибора отдавать тепловую энергию и учитывает его индивидуальные особенности.

Коэффициент теплопередачи внешнего ограждения $G_{вн}$ учитывает явления теплопроводности, конвекции и теплового излучения. Эта характеристика позволяет оценить эффективность внешнего ограждения помещений и зданий с учетом индивидуальных особенностей материалов стен, конструкций оконных проемов и степени их изоляции от внешней среды. Коэффициент $G_{внеш}$ находится из соотношения

$$P_{внеш} = G_{внеш} \times (T_{ком} - T_{внеш}), \quad (2)$$

где $P_{внеш}$ – мощность, отдаваемая во внешнюю среду; $T_{внеш}$ – температура внешней среды; $T_{ком}$ – средняя температура комнаты помещения [3].

Математическая модель. Математическая модель теплового режима здания – система уравнений, описывающая состояние и изменение во времени параметров, характеризующих тепловой режим помещений в здании. Основу модели составляют уравнения баланса тепловых потоков на поверхностях и в воздухе объема помещения.

Математические модели, предназначенные для использования в вычислительном управляющем комплексе систем автоматизированного управления, имеют определенную специфику – обеспечение адекватности математической модели при ее максимальном быстродействии. Для удовлетворения этих требований возможны традиционные пути, связанные с совершенствованием алгоритма и программы расчета, использованием быстродействующих машин с большим объемом памяти. Наряду с этим, в нашем случае используется другой путь, который состоит в упрощении математической модели помещения введением в нее ряда характеристик, измеренных в натуральных условиях: коэффициента теплоотдачи отопительного прибора, коэффициента теплопередачи ограждений, мощности внутренних источников теплоты и др. Подстановка измеренных величин в базовую математическую модель помещения позволяет получить частные модели для каждого помещения в упрощенном виде, гарантирующем достаточную точность численного моделирования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Табунщиков Ю.А. Математическое моделирование и оптимизация тепловой эффективности зданий / Ю.А. Табунщиков, М.М. Бродач. – М.: АВОКпресс, 2002.
2. Муслимова Н.И. Математическая модель теплоснабжения помещений для АСУ энергосбережения / Н.И. Муслимова, А.В. Пуговкин, С.В. Купреков, Д.В. Абушкин, И.А. Заречная // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2010. – № 2 (22), ч. 1. – С. 293–298.
3. Инженерное оборудование зданий и сооружений: энцикл. / под ред. С.В. Яковлева. – М.: Стройиздат, 1994. – 512 с.

ПОДСЕКЦИЯ 1.7

РОБОТОТЕХНИКА

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

УДК 62-529

ПРОЕКТ РОБОТА-ПЕРЕВОЗЧИКА

Е.А. Колотвин, студент

Научный руководитель О.Ю. Фролов, доцент ФТФ, к.ф.-м.н.

г. Томск, ТГУ, frolovo@yandex.ru

Рассмотрен метод перемещения мобильного робота в пространстве по напольной разметке. Определены основные требования и задачи, которые должен выполнять мобильный робот. Разработан алгоритм перемещения, а также собран опытный образец. По результатам испытаний сформулированы выводы относительно целесообразности использования разработанной модели мобильного робота в решении задач автоматизации.

Ключевые слова: мобильный робот, перемещение по линии, пропорциональный регулятор, пропорционально-дифференциальный регулятор, кибернетический конструктор ТРИК.

В условиях быстро развивающейся автоматизации рабочих процессов перед производством все чаще встает вопрос об оснащении предприятий мобильными роботами для выполнения складских работ, обслуживания технологического оборудования и повышения эффективности выполнения различных операций в целом. В связи с этим разработана алгоритмы локализации и навигации [1], позволяющих мобильному роботу совершать перемещения в рабочем пространстве, является на сегодняшний день актуальной задачей.

Целью работы является создание алгоритма перемещения мобильного робота в пространстве по напольной разметке и его реализация на опытном образце. При этом сформулированы следующие требования: робот должен совершать плавное перемещение по линии, уметь обнаруживать и обходить препятствие на пути, определять перекрестки и тупики, а также получать команды удаленно.

Для решения поставленной задачи используются: модель мобильного робота на базе кибернетического конструктора ТРИК, оснащенная двумя аналоговыми датчиками освещенности для обнаруже-

ния черной линии и двумя аналоговыми датчиками расстояния; рабочее пространство с разметкой на полу; среда разработки TRIK Studio, позволяющая осуществлять визуальное программирование различных образовательных конструкторов и генерировать код в текстовый язык с последующим автономным исполнением его на роботе [2].

Для осуществления плавного перемещения робота по линии используется пропорциональный регулятор [3]. Для его реализации необходимо ввести такие понятия, как статическая и динамическая ошибки.

Статическая ошибка – разность показаний датчиков в состоянии покоя.

Динамическая ошибка – разность показаний датчиков во время движения.

Для получения значения статической ошибки робот располагается на линии так, чтобы датчики находились над ее границами слева и справа. Датчики освещенности «видят» границу линии иначе, чем человеческий глаз. Для робота она представляется как плавный переход от черному цвету к белому по градиенту. Выражение статической ошибки показания датчиков имеет вид

$$err_{st} = sensorA_1 - sensorA_2 ,$$

где $sensorA_1$ – уровень сигнала левого датчика освещенности, а $sensorA_2$ – уровень сигнала правого датчика освещенности.

Значение динамической ошибки представляет собой разность показаний левого и правого датчиков лишь с разницей в том, что сигналы фиксируются во время движения робота.

Управляющее воздействие U в нашем случае – это произведение коэффициента k на разность статической и динамической ошибок

$$U = k \cdot \Delta err ,$$

где $\Delta err = (err_d - err_{st})$.

Для обнаружения препятствия и его обхода во время перемещения по линии робот оснащен двумя лазерными дальномерами. Первый дальномер, установленный спереди робота, замеряет расстояние до объектов перед ним. В случае, если расстояние до объекта становится меньше допустимого, робот совершает разворот на месте так, чтобы положение второго дальномера, установленного сбоку, совпало с положением первого в момент обнаружения им препятствия. Далее робот начинает обход объекта, фиксируя расстояние до него с помощью второго датчика. При выполнении этой задачи недостаточно использования пропорционального регулятора, так как возникает риск столкновения с препятствием или потери ориентации робота в пространстве, поэтому для обхода препятствия используется пропорционально-дифференциальный регулятор.

При использовании пропорционально-дифференциального регулятора формула для управляющего воздействия U записывается следующим образом:

$$U = k_p \cdot \text{er}_d + k_d \cdot (\text{er}_d - \text{er}_d^{\text{old}}),$$

где k_p – коэффициент пропорциональности, er_d – динамическая ошибка, k_d – дифференциальный коэффициент, а er_d^{old} – динамическая ошибка предыдущей итерации.

В данном случае дифференциальная составляющая служит как усилитель на резких поворотах за счет увеличения модуля разницы новой и старой ошибок, а также в качестве компенсатора, так как после поворота при выравнивании второе слагаемое какое-то время имеет знак, противоположный первому слагаемому, и робот не «теряется» в пространстве.

Если во время обхода препятствия один из датчиков освещенности окажется над черной линией, робот вновь перейдет к движению по разметке и прекратит обход препятствия.

Для обнаружения перекрестков в управляющей программе реализована следующая логика: если оба датчика освещенности на протяжении 10 миллисекунд выдают значение сигнала, соответствующее нахождению робота над черной линией, то обрабатываемый участок воспринимается как перекресток; в случае, если посылаемый датчиками сигнал на протяжении 10 миллисекунд соответствует нахождению робота над белым полем, участок воспринимается как конец пути и робот ожидает управляющую команду. Команды отправляются роботу по сети Wi-Fi через мобильное приложение.

По результатам испытаний были сделаны следующие выводы: мобильные роботы с алгоритмами движения по линии являются эффективным средством для решения задач автоматизации. Они не требуют наличия сложного программного обеспечения и имеют довольно понятный и простой алгоритм работы, не требуют специфического набора датчиков и систем глобального позиционирования, а также могут управляться через простые мобильные приложения на базе Android по беспроводной сети, что существенно упрощает управление роботом.

ЛИТЕРАТУРА

1. Роботы и робототехнические системы: сб. науч. тр. / отв. ред. С.В. Елисеев. – Иркутск: ИПИ, 1985. – 156 с.
2. Мордвинов Д.А., Литвинов Ю.В. Сравнение образовательных сред визуального программирования роботов // Компьютерные инструменты в образовании. – 2016. – № 3. – С. 32–49.
3. Однородные управляющие структуры адаптивных роботов / А.В. Каляев и др. ; под ред. А.В. Каляева, Ю.В. Чернухина. – М.: Наука, 1990. – 147 с.

ПОДСЕКЦИЯ 1.8

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., доцент каф. КСУП, к.т.н.

УДК 681.586.72

АНАЛИЗ СХЕМНЫХ РЕШЕНИЙ И РАЗРАБОТКА СВЧ-ИНТЕГРАЛЬНОГО ДЕТЕКТОРА ПРОХОДЯЩЕЙ МОЩНОСТИ

А.А. Метель, студент каф. ФЭ

*Научный руководитель А.С. Сальников, доцент каф. ФЭ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, alexsandr.metel@50ohm.tech*

*Проект ГПО ФЭ-1501 «Построение моделей интегральных
СВЧ-транзисторов»*

Представлены анализ схемных решений и разработка СВЧ-пассивного детектора проходящей мощности (ДПМ) на основе диода Шоттки, способного обеспечить детектирование сигнала в широкой полосе частот и обладающего широким динамическим диапазоном.

Ключевые слова: СВЧ, интегральный детектор проходящей мощности.

Целью работы является анализ используемых схмотехнических решений и требований, предъявляемых к ДПМ, с возможностью его последующей интеграции на одном кристалле интегральной схемы с различными функциональными блоками. Моделирование детектора выполнено на основе отечественной технологии.

В СВЧ-диапазоне одним из главных параметров является мощность сигнала, в связи с этим возникает задача измерения проходящей или отраженной мощности в СВЧ-тракте.

Пассивные детекторы подразделяются по видам включения в СВЧ-тракт: направленный мост, ответвитель непосредственно через конденсатор. Основными требованиями, предъявляемыми к ДПМ, являются: рабочие частотный и динамический диапазоны, коэффициенты отражения и передачи, уровень напряжения на выходе детектора [1].

Варианты включения через резистивный мост и ответвитель обеспечивают направленность детектора, тем самым уменьшая ошибку детектирования [2–6]. Однако использование направленного моста не предусматривает цепей питания. Таким образом, данное решение применимо только для низкобарьерных диодов.

Включение через ответвитель обеспечивает направленность, не лишая возможности использования цепей питания, однако может занимать много места на кристалле в зависимости от полосы частот [7]. Включение через емкость является наиболее схемотехнически простым и позволяет уменьшить габариты устройства, однако обеспечение направленности при данном типе включения невозможно [8]. Задачей проектировщика является выбор наиболее подходящего решения с точки зрения электрических параметров и простоты проектирования, габаритных размеров, особенностей технологического процесса.

На рис. 1 изображена принципиальная схема моделируемого ДПМ.

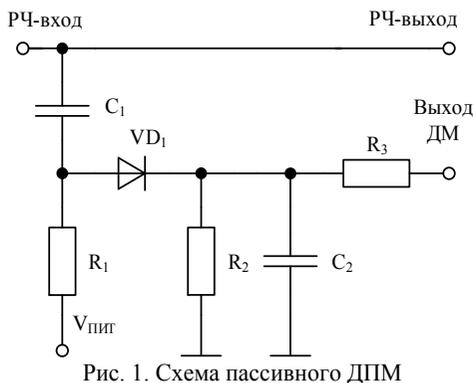


Рис. 1. Схема пассивного ДПМ

СВЧ-сигнал подается на диод через разделительный конденсатор C_1 . Диод VD_1 обеспечивает выпрямление сигнала. Напряжение питания подается через резистор R_1 . Параллельное включение резистора R_2 и конденсатора C_2 образует сглаживающий фильтр за счет увеличения постоянной времени. Резистор R_3 уменьшает ошибку измерений, уменьшая колебания напряжения. Диод Шоттки имеет топологические размеры 2×20 мкм, технологический процесс 0,5 мкм GaAs-рНЕМТ АО «Светлана-Рост» (г. Санкт-Петербург).

Моделирование детекторной характеристики и коэффициентов отражения и передачи выполнено для диапазона частот 4–20 ГГц при различных напряжениях питания. На рис. 2 изображены детекторные характеристики моделируемого ДПМ.

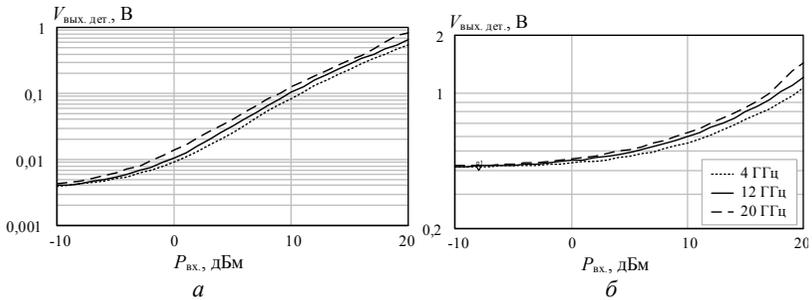


Рис. 2. Детекторная характеристика: $a - V_{\text{пит}} = 0,55 \text{ В}$; $b - V_{\text{пит}} = 1,2 \text{ В}$

На рис. 3 изображена частотная зависимость коэффициентов отражения и передачи ДПМ.

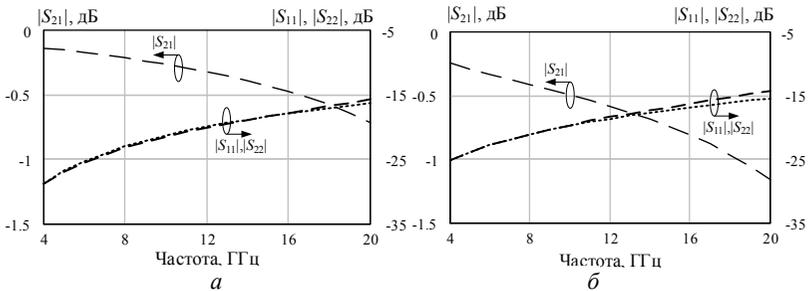


Рис. 3. Частотная зависимость коэффициентов отражения и передачи ДПМ: $a - V_{\text{пит}} = 0,55 \text{ В}$; $b - V_{\text{пит}} = 1,2 \text{ В}$

Заключение. Выполнен анализ схемотехнических решений, используемых при проектировании пассивных ДПМ. На основе данного анализа выполнено моделирование детектора на технологическом процессе 0,5 мкм GaAs-pHEMT АО «Светлана-Рост» (г. Санкт-Петербург). Динамический диапазон детектора составил от -10 до $+20$ дБм, полоса рабочих частот от 4 до 20 ГГц, коэффициенты отражения по входу $|S_{11}|$ и выходу $|S_{22}|$ не более -4 дБ, коэффициент передачи $|S_{21}|$ не менее $-1,2$ дБ. При напряжениях питания 0,5 и 1,2 В ток потребления составил 3 и 400 мкА соответственно.

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

ЛИТЕРАТУРА

1. Метель А.А. Анализ схемных решений СВЧ-интегральных детекторов проходящей мощности // Наука и практика: проектная деятельность – от идеи до внедрения: матер. рег. науч.-практ. конф., 2018. – С. 419–423.

2. Ehlers E. Low-loss directional bridge. – Patent US 20060197627 A1; Sep. 7, 2006.
3. Ehlers E., Hutchinson C., Rhymes R., Shirley T., Wong B. Integrated directional bridge. – Patent US 20060197626 A1; Sep. 7, 2006.
4. Keysight Technologies, 83036C Coaxial GaAs Directional Detector, Data-sheet [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5952-1874.pdf> (дата обращения: 16.11.2018).
5. Zagorodny A., Voronin N., Goshin G. Ultrawideband Power Detector With 70 dB Dynamic range // Int. Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology. – 2014. – P. 77–78.
6. Zagorodny A., Yunusov I., Drobotun N. 0.01–50 GHz Power Detector MMICs // IEEE 15th Mediterranean Microwave Symposium. – 2015. – P. 1–4.
7. M/A-COM Technology Solutions, 18.0-26.0 GHz Power Amplifier, Data-sheet [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://cdn.macom.com/data-sheets/MAAP-118260.pdf> (дата обращения: 16.11.2018).
8. Zirath H., He Z. Power detectors and envelope detectors in mHEMT MMIC-technology for millimeterwave applications // The 5th European Microwave Integrated Circuits Conf. – 2010. – P. 353–356.

УДК 004.415.2

**ПРИЛОЖЕНИЯ ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭС
НА БАЗЕ БИБЛИОТЕКИ СХЕМОТЕХНИЧЕСКОГО
МОДЕЛИРОВАНИЯ NGSPICE**

***В.Ю. Юшин, Г.А. Табакаев, А.А. Голубков, студенты;
А.А. Калентьев, доцент каф. КСУП, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, ushinvitali@gmail.com***

Представлено описание этапов разработки программного обеспечения для проектирования электронных схем.

Ключевые слова: проектирование ЭС, САПР, расчет параметров ЭС, расчётные библиотеки.

Во времена технического прогресса, когда необходимо быстро и качественно решать ряд сложных задач, основная роль в решении поставленных проблем отводится информационным технологиям. Среди информационных технологий системам автоматизированного проектирования отводится особое значимое место. В электронике система автоматизированного проектирования (САПР) является самым главным инструментом инженера-проектировщика. Объясняется это огромной сложностью проектирования отдельных элементов и целых систем [1].

Современным проектировщикам предоставлен большой выбор программных средств для моделирования. На данный момент коммерческие САПР для проектирования электрических схем решают широкий спектр задач, которые не всегда могут быть нужны пользователю. Но увеличение числа функциональных возможностей ведет к росту цены на САПР [2].

По причине невероятно завышенных цен на приобретение коммерческих версий САПР было решено создать приложение, решающее основной спектр задач проектирования электрических схем.

Разрабатываемое программное обеспечение состоит из трех связанных модулей: библиотеки симуляции электронных схем Ngspice, модуль работы с библиотекой симуляции и приложения, реализующего графический интерфейс для упрощения работы пользователю.

Решение использовать стороннюю библиотеку симуляции было принято по причине высокой технической сложности разработки данного модуля, эффективнее взять уже готовую свободно распространяемую библиотеку.

Приложение графического интерфейса было решено реализовывать на языке C#, а библиотека Ngspice реализована на языке C, по этой причине потребовалось реализовать программную обертку на языке C++ для связи графического интерфейса и библиотеки симуляции [3].

Взаимодействие данной системы осуществляется путем передачи описания схемы в промежуточный модуль из графического интерфейса и получения обратно файла с рассчитанными характеристиками схемы.

Взаимодействие модуля и библиотеки осуществляется с помощью обмена двумя типами файлов расширением *.cir и *.s2p. Модуль будет передавать файл расширением с *.cir, содержащий описание схемы и параметры элементов схемы, после чего принимать файл расширения *.s2p с рассчитанными характеристиками схемы.

Взаимодействие системы изображено на рис. 1.



Рис. 1. Схема взаимодействия конечного приложения с библиотекой

В ходе разработки приложения, реализующего графический интерфейс, были разработаны шаблоны интерфейса, а также достаточная документация описания функций программного обеспечения.

Макет главного окна приложения изображен на рис. 2.

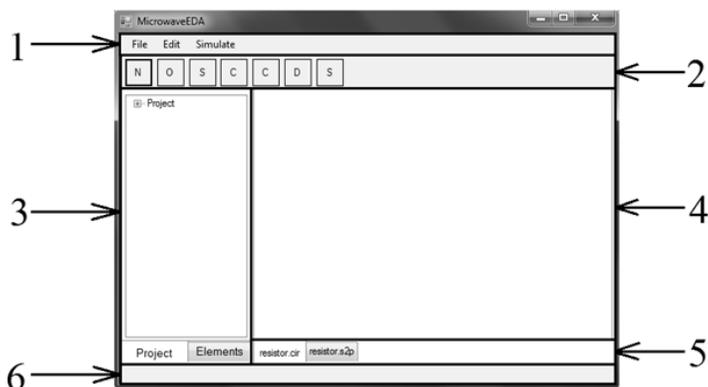


Рис. 2. Макет графического интерфейса главного окна ПО

1. Панель меню (область номер 1) должна содержать обязательный минимум «File», «Edit», «Simulate».

2. Панель быстрого доступа включает в себя часто используемые функции (область номер 2):

2.1. «New File».

2.2. «Open File...».

2.3. «Save File».

2.4. «Simulation».

3. Панель отображения дерева проекта (область номер 3).

4. Панель элементов, содержащая следующие элементы: область номер 3, совмещена с деревом проекта.

5. Текстовый обозреватель – для вывода текстовых данных (область номер 4).

6. Графический обозреватель – для вывода графического изображения схемы (область номер 4).

7. Обозреватель графиков – для вывода графиков схемы (область номер 4).

8. Панель отображения списка активных файлов (область номер 5).

9. Панель отображения подсказок (область номер 6).

В ходе работы был реализован модуль для работы с библиотекой симулирования Ngspice, разработана достаточная документация для

реализации всей описанной системы и начата реализация приложения графического интерфейса на основе утвержденной документации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Норенков И.П. Основы автоматизированного проектирования: учеб. для вузов. – 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Изд-во МГТУ им Н.Э. Баумана, 2009. – 430 с.

2. Сайт ПАЯЛЬНИК [Электронный ресурс]. – URL: <http://cxem.net> (дата обращения: 01.03.18).

3. Ngspice – Википедия [Электронный ресурс]. – URL: <https://ru.wikipedia.org/wiki/Ngspice> (дата обращения: 01.03.18).

УДК 621.372

КОМПЬЮТЕРНАЯ МОДЕЛЬ СВЯЗАННЫХ ЛИНИЙ В МНОГОСЛОЙНОЙ СРЕДЕ

К.К. Жаров, ст. преп. каф. КСУП

*Научный руководитель А.Н. Сычев, проф. каф. КСУП, д.т.н.
г. Томск, ТУСУР, konstantin.k.zharov@tusur.ru*

Рассмотрено моделирование сложной структуры связанных линий методом численных конформных отображений. Разработана компьютерная программа, использующая пакет SC-Toolbox, в котором реализованы прямое и обратное преобразования Кристоффеля–Шварца в среде MATLAB. Выявлено, что учет диэлектрического заполнения представляет наибольшую трудность.

Ключевые слова: связанные линии, лицевая связь, конформное отображение, интеграл Кристоффеля–Шварца.

Создание сложных устройств, в том числе СВЧ-устройств, требует предварительного прототипирования и тщательного моделирования разнообразных объектов.

Методов моделирования СВЧ-устройств существует огромное множество, в данной работе рассматривается метод численных конформных отображений (ЧКО), основанный на интегральных преобразованиях Кристоффеля–Шварца (ИКШ).

ИКШ – инструмент из теории функций комплексного переменного. В прямой форме ИКШ проводит конформное отображение единичной окружности (или верхней комплексной полуплоскости) на произвольный прямоугольник. В обратной форме ИКШ проводит отображение произвольного прямоугольника на единичную окружность/верхнюю полуплоскость.

В данной работе ИКШ используется для моделирования несимметричных связанных линий с неоднородным диэлектрическим заполнением и лицевой связью. ИКШ имеет ограничение: отображаемая

область должна быть односвязной. В анализируемой структуре это ограничение удастся преодолеть: несмотря на то, что связанные линии являются несимметричными, имеется внутрilineйная геометрическая симметрия, позволяющая рассмотреть только половину (правую) исследуемой структуры, и эта половина структуры является односвязной областью – многоугольником с 10 вершинами. По окончании моделирования для возвращения к исходной структуре двух связанных линий необходимо будет удвоить полученные погонные емкости и индуктивности.

В ходе моделирования ИКШ применяется несколько раз: сначала используем обратное преобразование, отображая 10-угольник на каноничную область (единичную окружность), а затем при помощи обратного преобразования каноничную область отображаем на целевой прямоугольник. Данное преобразование назовем композитным прямым. Целевой прямоугольник является по сути плоским конденсатором, и задача расчета электромагнитных полей становится тривиальной.

Рассчитанные параметры подвергаются обратному композитному преобразованию: от целевого прямоугольника переходим к каноничной области посредством обратного преобразования ИКШ, затем от каноничной области переходим к исследуемой структуре. Это позволяет получить карты полей и рассчитать погонные емкости для воздушного заполнения для двух режимов возбуждения: синфазного $C(1)_c$ и противофазного $C(1)_\pi$.

Необходимо вычислить собственную частичную емкость первой линии C_{01} для записи матрицы погонных емкостей и последующего поиска матрицы погонных индуктивностей по известной зависимости. В целевом прямоугольнике выделяется подобласть, ограниченная силовой линией, выходящей из отображения точки, лежащей в межэлектродном пространстве исходной структуры. Емкость этой подобласти и будет собственной частичной емкостью первой линии.

Запишем матрицы погонных емкостей и индуктивностей следующим образом:

$$C(1) = \begin{vmatrix} C(1)_\pi & -(C(1)_\pi - C_{01}) \\ -(C(1)_\pi - C_{01}) & C(1)_c + C(1)_\pi - 2C_{01} \end{vmatrix}, \quad L = \frac{1}{c^2} |C(1)|^{-1},$$

где c – скорость света.

Для учета неоднородного диэлектрического заполнения используется методика, предложенная в [2] и опробованная в [3], заключающаяся в разбиении целевого прямоугольника на подобласти с однородным и неоднородным диэлектрическим заполнением. Подобласти второго типа дополнительно разбиваются на элементарные подобласти, в пределах которых границу раздела диэлектриком можно с дос-

таточной точностью аппроксимировать линейной зависимостью и вести расчет элементарных конденсаторов по предложенной в [2] формуле.

Матрицу погонных емкостей для неоднородного диэлектрического заполнения можно записать следующим образом:

$$C = \begin{vmatrix} C_{\pi} & -(C_{\pi} - C_{01}) \\ -(C_{\pi} - C_{01}) & C_c + C_{\pi} - 2C_{01} \end{vmatrix},$$

где C_{π} , C_c – погонные индуктивности для синфазного и противофазного режимов возбуждения соответственно.

Для верификации результатов используются данные из [1], в которой аналогичная структура анализировалась спектральным методом. Результаты представлены в таблице ниже.

Сравнение полученных результатов

Параметр	Значение, взятое из [1]	Значение, рассчитанное по предложенной методике	Расхождение, %
L_{11} , нГн/м	282,4	267,8	-5,2
L_{12} , нГн/м	145,4	145,7	0,2
L_{22} , нГн/м	148,4	148,1	-0,2
C_{11} , пФ/м	220,9	256,4	16,0
C_{12} , пФ/м	219,7	253,6	15,4
C_{22} , пФ/м	438,6	465,1	6,0
C_{01} , пФ/м	1,2	1,4	16,7
ϵ_{reffc}	2,94	2,85	-3,1
ϵ_{reffn}	2,75	2,88	4,7

Предложенный метод демонстрирует простоту использования, быстроту работы и достаточную точность оценки параметров воздушного заполнения. Учет неоднородного диэлектрического заполнения вызывает наибольшую сложность в используемой методике.

ЛИТЕРАТУРА

1. Wincza K., Gruszczynski S. Asymmetric coupled-line directional couplers as impedance transformers in balanced and N-way power amplifiers // IEEE Trans. – 2011. – Vol. MTT-59, No. 7. – P. 1803–1810.
2. Sychev A.N., Struchkov S.M., Rudyi N.Y., Salnikov A.S. Modeling of the vertically installed planar coupled lines by the numerical conformal transformation technique // IEEE MTT-S Int. Conf. on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO), May 2017, Sevilla, Spain. – P. 124–126.
3. Сычев А.Н. Моделирование неодинаковых связанных линий с лицевой связью / А.Н. Сычев, К.К. Жаров // Электронные средства и системы управления: матер. докл. XIV Междунар. науч.-практ. конф. (28–30 нояб. 2018 г.): в 2 ч. – Ч. 1 – Томск: В-Спектр, 2018. – С. 91–93 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://storage.tusur.ru/files/122116/2018-1.pdf> (дата обращения: 10.03.2019).

СЕКЦИЯ 2

ЭЛЕКТРОНИКА И ПРИБОРОСТРОЕНИЕ

ПОДСЕКЦИЯ 2.1

ПРОЕКТИРОВАНИЕ БИМЕДИЦИНСКИХ ЭЛЕКТРОННЫХ И НАНОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

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

УДК 536.24

ТЕРМОГРАВИТАЦИОННАЯ КОНВЕКЦИЯ СТЕПЕННОЙ ЖИДКОСТИ В ПОЛОСТИ С ТЕПЛО ВЫДЕЛЯЮЩИМ ЭЛЕМЕНТОМ

*Д.С. Лоенко, лаборант, М.А. Шеремет, зав. лаб. моделирования
процессов конв. теплопереноса, д.ф.-м.н.*

г. Томск, ТГУ, whiteink@bk.ru

Изучен процесс естественной конвекции неньютоновской степенной жидкости в замкнутой квадратной полости при наличии источника объемного тепловыделения $Q=0,5q\{1-\sin(\xi t)\}$. Основные уравнения, характеризующие исследуемый процесс, были записаны с помощью преобразованных безразмерных переменных «функция тока – завихренность – температура» и решались на основе метода конечных разностей. Для численного решения был написан и детально протестирован числовой код на языке программирования C++. В результате было изучено влияние на процесс определяющих параметров: числа Рэлея (10^4-10^6), индекса степенного закона (0,8–1,4), относительного коэффициента теплопроводности (1–1000), а также безразмерной частоты изменения плотности объемного тепловыделения ($0,01\pi-0,1\pi$).

Ключевые слова: неньютоновская жидкость, термогравитационная конвекция, источник энергии объемного тепловыделения.

Термогравитационная конвекция в замкнутой полости, заполненной жидкостью, имеет большое значение в различных технических приложениях [1]: охлаждение электроники, многослойные конструкции, пищевая и химическая промышленность и т.д. Поэтому представленная работа посвящена исследованию режимов естественной

конвекции степенной жидкости в замкнутой полости с тепловыделяющим элементом.

Физическая и математическая модель. В настоящей работе исследована термогравитационная конвекция в замкнутой квадратной полости, на нижней стенке которой расположен источник энергии. Плотность объемного тепловыделения, зависящая от времени, представлена следующим законом: $Q=0,5q\{1-\sin(\xi t)\}$. Горизонтальные стенки полости поддерживаются при низкой температуре T_c . Вертикальные стенки полностью теплоизолированы. Замкнутая полость заполнена неньютоновской жидкостью, характер течения которой описывает степенной закон Оствальда-де-Вилла [2]:

$$\tau_{ij} = 2\mu_{eff} D_{ij} = 2K(2D_{kl}D_{kl})^{\frac{n-1}{2}} D_{ij}.$$

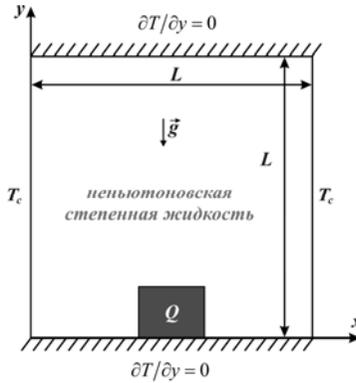


Рис. 1. Область решения

Система нестационарных дифференциальных уравнений в преобразованных безразмерных переменных, описывающая данную постановку, выглядит следующим образом (1)–(4):

$$\frac{\partial^2 \Psi}{\partial X^2} + \frac{\partial^2 \Psi}{\partial Y^2} = -\Omega, \quad (1)$$

$$\frac{\partial \Omega}{\partial \tau} + \frac{\partial \Psi}{\partial Y} \frac{\partial \Omega}{\partial X} - \frac{\partial \Psi}{\partial X} \frac{\partial \Omega}{\partial Y} = \left(\frac{Ra}{Pr}\right)^{\frac{n-2}{2}} \left[\nabla^2 (\tilde{M}\Omega) + S_{\Omega} \right] + \frac{\partial \Theta}{\partial X}, \quad (2)$$

$$\frac{\partial \Theta}{\partial \tau} + \frac{\partial \Psi}{\partial Y} \frac{\partial \Theta}{\partial X} - \frac{\partial \Psi}{\partial X} \frac{\partial \Theta}{\partial Y} = \frac{1}{\sqrt{Ra \cdot Pr}} \left(\frac{\partial^2 \Theta}{\partial X^2} + \frac{\partial^2 \Theta}{\partial Y^2} \right), \quad (3)$$

$$\frac{\partial \Theta}{\partial \tau} = \frac{Ar}{\sqrt{Ra \cdot Pr}} \left(\frac{\partial^2 \Theta}{\partial X^2} + \frac{\partial^2 \Theta}{\partial Y^2} + \frac{1}{2} [1 - \sin(f\tau)] \right). \quad (4)$$

Начальные условия для системы выглядят следующим образом: в полости $\Psi = \Theta = \Omega = 0$, на поверхности источника $\Theta = 1$.

Граничные условия:

$$X = 0 \text{ и } X = 1, 0 \leq Y \leq 1, \Psi = 0, \frac{\partial \Psi}{\partial X} = 0, \Theta = 0;$$

в полости:

$$Y = 0 \text{ и } Y = 1, 0 \leq X \leq 1, \Psi = 0, \frac{\partial \Psi}{\partial Y} = 0, \frac{\partial \Theta}{\partial Y} = 0;$$

$$\text{на поверхности источника: } \Psi = 0, \Omega = -\frac{\partial^2 \Psi}{\partial \bar{n}^2}, \begin{cases} \Theta_{\text{ист}} = \Theta_{\text{ж}}, \\ k \frac{\partial \Theta_{\text{ист}}}{\partial \bar{n}} = \frac{\partial \Theta_{\text{ж}}}{\partial \bar{n}}. \end{cases}$$

Сформулированная краевая задача математической физики решена численно методом конечных разностей [3]. Разработанный вычислительный код был протестирован на множестве модельных задач, а также исследовано влияние сеточных параметров.

Полученные результаты. В ходе математического моделирования процесса термогравитационной конвекции в замкнутой полости с тепловыделяющим элементом были получены распределения линий тока и изотерм в широком диапазоне изменения определяющих параметров. Например, на рис. 2 представлены линии тока Ψ и изотермы Θ в зависимости от числа Рэлея. Видно, что с ростом Ra конвективный теплообмен усиливается.

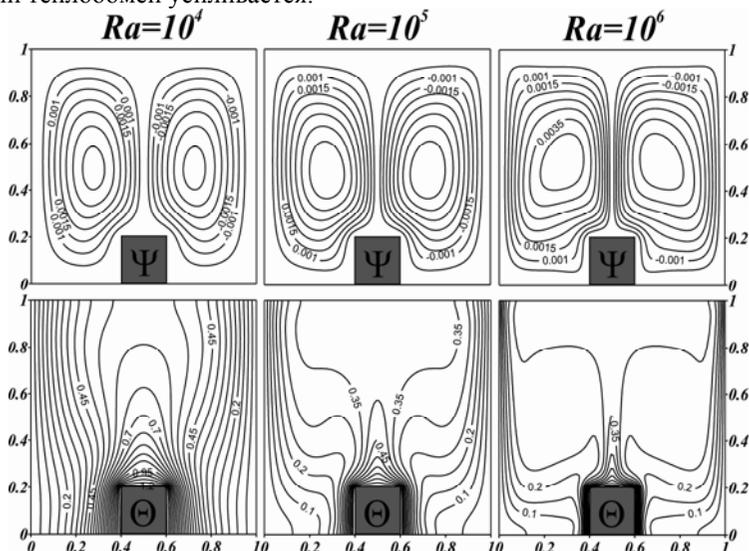


Рис. 2. Линии тока Ψ и изотермы Θ при $n = 0,8, k = 100, Pr = 100, f = 0,01\pi$ и различных Ra

Также были получены зависимости среднего числа Нуссельта на поверхности источника и средней температуры внутри источника от определяющих параметров. Установлено, что с ростом индекса степенного закона Nu_{avg} уменьшается, что говорит об ослаблении конвективного течения и росте средней температуры в источнике. При увеличении относительного коэффициента теплопроводности Nu_{avg} и Θ_{avg} возрастают.

Работа выполнена в рамках реализации государственного задания Минобрнауки России, проект № 13.9724.2017/8.9.

ЛИТЕРАТУРА

1. Lamsaadi M., Naimi M., Hasnaoui M. Natural convection heat transfer in shallow horizontal rectangular enclosures uniformly heated from the side and filled with non-Newtonian power law fluids // *Energy Conversion & Management*. – 2006. – Vol. 47. – P. 2532–2551.

2. Khezzar L., Siginer D., Vinogarov I. Natural convection of power law fluids in inclined cavities // *International Journal of Thermal Sciences*. – 2012. – Vol. 53. – P. 8–17.

3. Пасконов В.М. Численное моделирование процессов тепло- и массообмена / В.М. Пасконов, В.И. Полежаев, Л.А. Чудов. – М. : Наука, 1984. – 288 с.

УДК 53.05: 612.792.1

РАДИОВОЛНОВОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ СОЛЕВЫХ РАСТВОРОВ

А.В. Макарова, магистрант каф. радиоэлектроники

Научный руководитель Г.Е. Дунаевский, проф., д.т.н.

г. Томск, НИ ТГУ, alena.makarova6911@mail.ru

Исследуются вопросы взаимодействия биологических объектов с электромагнитными полями всего миллиметрового и субмиллиметрового диапазона частот. Исследованы радиоволновые спектры растворов солей NaCl и NH_2CONH_2 , входящих в состав пота человека. Исследования проведены методами тайм-доменной спектроскопии в широком диапазоне радиочастот (0,3–2 ТГц). Показаны участки с характерным для данных компонент спектральным поведением, позволяющие решать задачу радиоволновой идентификации данных солей.

Ключевые слова: радиоволновой спектр, терагерцовый диапазон, состав пота, характерные линии поглощения.

Клетки живого организма излучают широкий спектр ТГц-колебаний, исследование воздействия на живые объекты ТГц-волн, имитирующих молекулярные спектры излучения и поглощения биологически активных веществ, также могло бы расширить современные

представления о механизмах клеточной и межклеточной регуляции функций организма [1].

Кроме медицинских применений, представляет интерес использовать излучение в целях обеспечения безопасности, в частности для дистантного определения повышенного потоотделения. В состав пота человека, кроме воды, входит более десятка различных солей. Из них основные по концентрации: хлорид натрия и карбамид.

В предлагаемой работе проведены измерения спектров поглощения растворов солей NaCl (хлорида натрия, 0,9%) и NH_2CONH_2 (карбамид, 1:10 отн. мас) в диапазоне частот 0,1–2 ТГц. Измерения проводились с помощью тайм-доменного спектрометра «Т-Спес», особенностью которого является облучение исследуемого объекта сверхкоротким импульсом, регистрация отклика и далее Фурье-преобразование этого сигнала, позволяющее получить частотный спектр [2].

Схема измерений радиоволновых спектров растворов солей приведена на рис. 1.

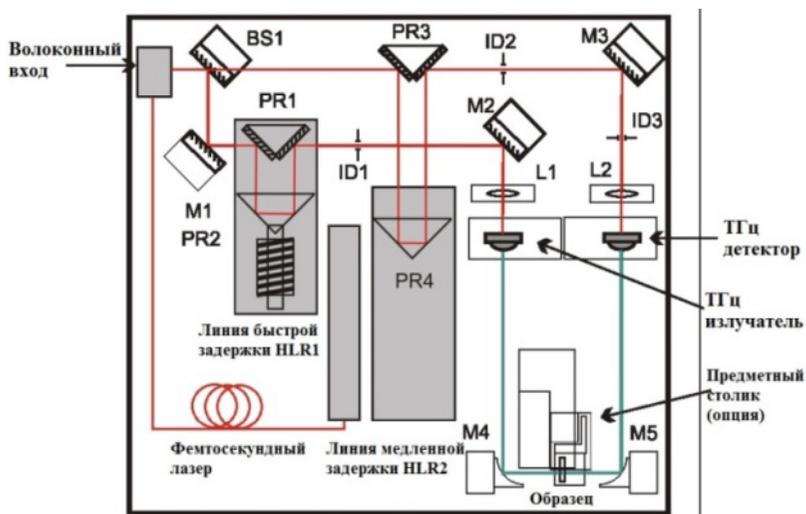


Рис. 1. Схема измерений радиоволновых спектров растворов солей [3]

Луч накачки, попадая на диафрагменный делитель пучка BS1, разделяется на два пучка. Коэффициент деления связан соотношением 55:45 и не зависит от поляризации лазерного излучения. Зеркала M1 и M2 используются, чтобы направлять луч на излучатель через линию быстрой задержки. Данная линия задержки построена на основе полоого углового отражателя HLR1,двигающегося с частотой 10 Гц, за-

крепленного на быстро колеблющейся линейной обмотке, и двух призм с углом 90° (PR1), неподвижно закрепленных напротив углового отражателя. После линии быстрой задержки луч накачки направляется на ТГц-излучатель с помощью зеркала M2. Линза L1 фокусирует луч накачки в зазор на фотопроводящей антенне [3].

Вторая часть луча накачки направляется на линию медленной задержки, состоящую из полого углового отражателя или призмы PR4 на шаговом двигателе и неподвижно закрепленной призмы PR3 или зеркал. Далее луч направляется на антенну детектора зеркалом M3. Линза L2 фокусирует луч накачки в зазор на фотопроводящей антенне.

Линия медленной задержки является опциональной и используется только в тех случаях, когда требуется более хорошее спектральное разрешение или исследуются очень толстые образцы [3].

Преобразование Фурье, взятое от волнового фронта, дает спектральное содержание ТГц-излучения. Сравнение спектров с образцом и без образца на пути распространения ТГц-излучения (или отраженного от образца) дает спектр поглощения (отражения) исследуемого вещества.

На рис. 2 показаны результаты измерений спектров поглощения растворов указанных солей в диапазоне до 2 ТГц.

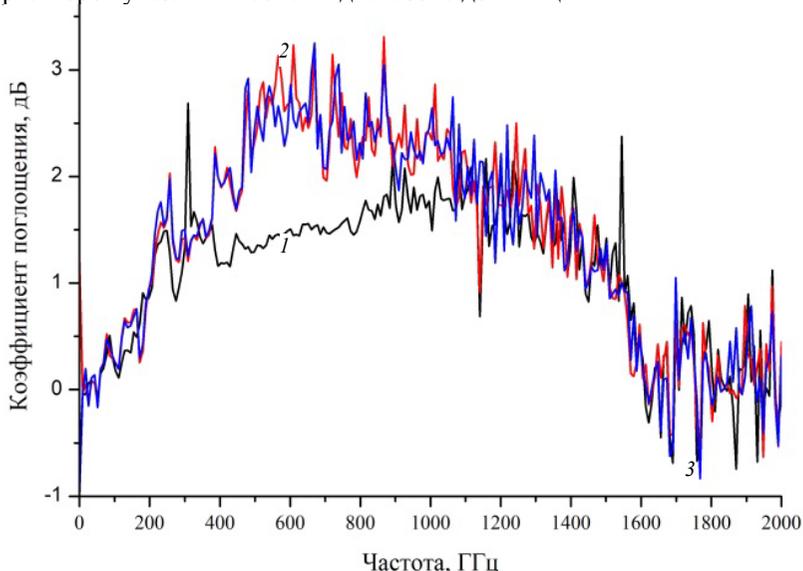


Рис. 2. Спектр поглощения растворов: черная линия (1) – дистиллированная вода; красная линия (2) – NaCl (хлорид натрия); синяя линия (3) – NH_2CONH_2 (карбамид)

Видно, что поглощение хлорида натрия по отношению к раствору карбамида несколько выше в диапазоне частот 200–350 и 500–800 ГГц. Кроме того, концентрация соли в рассматриваемых солевых растворах является достаточной для анализа и нахождения характерных спектральных линий.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кирьянова В.В. Перспективы применения электромагнитных волн терагерцового диапазона в физиотерапии (ретроспективный обзор) // Физиотерапия – 2016. – 215 с.

2. Метод импульсной спектроскопии [Электронный ресурс]. – URL: <http://fizmathim.com/razvitie-metodov-impulsnoy-teragertsovoy-spektroskopii-i-introskopii> (дата обращения: 10.12.2018).

3. Система для ТГц-спектроскопии с разрешением по времени. Техническое описание и руководство пользователя [Электронный ресурс]. – 2016. – 17 с. – URL: <https://www.czl.ru/tgroups/terahertz-spectroscopy/> (дата обращения: 19.01.2019).

УДК 621.039.8, 53.06

ПАССИВНЫЙ РАДИОИЗОТОПНЫЙ МЕТОД В ОЦЕНКЕ РАЗЛИЧНЫХ ПСИХОФИЗИОЛОГИЧЕСКИХ СОСТОЯНИЙ ЧЕЛОВЕКА

К.Е. Макарова, П.А. Надеев, студенты каф. КУДР

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

Приведено описание методики и экспериментов по измерению радиоактивного излучения от испытуемого в состоянии сна и при прослушивании музыкальных композиций. Показано, что при прослушивании рок-композиций интегральное излучение от испытуемого увеличивается, кривая статистического распределения изменяется.

Ключевые слова: стресс, диагностика, пассивный радиоизотопный метод, статистические распределения.

В настоящее время существуют следующие методы в диагностике хронического стресса: измерение психологических характеристик (изменение частоты пульса и т.д.); методы, измеряющие особые участки мозга; методы, которые производят спектральный анализ звуковых волн голоса; методы, которые измеряют эндокринные вещества, измеряют индикаторы иммунных механизмов, биохимические индикаторы стресса, генетические маркеры хронического стресса и т.д. [1].

Все вышеперечисленные методы или инвазивные, или требуют подсоединения к человеку большого количества контактов, проведе-

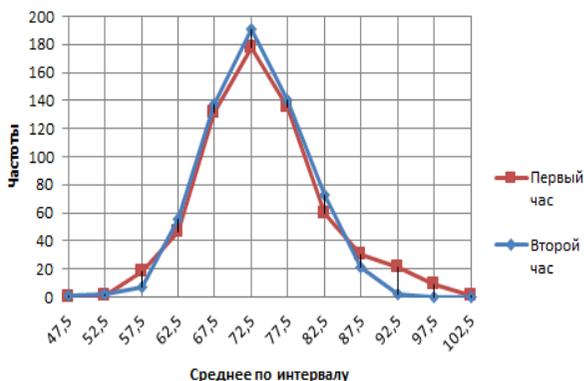
ния дорогостоящих биохимических анализов и, кроме того, на их проведение требуются временные затраты. Поэтому бесконтактные методы, позволяющие диагностировать стрессовое состояние человека в режиме онлайн, являются актуальными.

Используемый нами пассивный радиоизотопный метод [2] в отличие от применяемых активных радиоизотопных методов не требует введения в организм человека (дополнительно) радиоактивных веществ. Организм человека сам обладает некоторым количеством радиоактивных веществ. В частности, в крови содержится радиоактивный изотоп калия ^{40}K .

Эксперименты по измерению гамма-излучения от человека, проведенные в СКБ «Сталкер» ТУСУРа [2], свидетельствуют о наличии взаимосвязи между активностью мозга и интенсивностью и изменением характеристик статистического распределения его радиоактивного излучения, что позволяет использовать этот метод для осуществления диагностики состояний стресса. Как выяснилось в дальнейшем, солнечная активность, проявляющаяся во взаимодействии протонного солнечного ветра с атмосферой и изменяющая поток атмосферных гамма-квантов [3], является основным мешающим фактором для выделения полезного сигнала, поэтому в данной работе использовался, как и в [3], аналитический метод выделения полезного сигнала.

Эксперимент продолжался 2 ч. В течение первого часа измерялся фон (в отсутствие экспериментатора). В течение второго часа экспериментатор находился вблизи датчика (газоразрядный датчик радиоактивного излучения СБМ-20). Расстояние от датчика до головы пациента составляло не более 1 м. Данные эксперимента (интенсивность гамма-излучения) записывались в память компьютера. На рис. 1 приведены результаты измерений фона (первый час) и излучения от головы испытуемого в состоянии сна (второй час).

Рис. 1. Изменения статистических распределений результатов измерения по интервалам фонового излучения и излучения от головы испытуемого в состоянии сна



На рис. 2 приведены результаты измерений фона и излучения от головы испытуемого при прослушивании музыкальных композиций в стиле «тяжелый рок». Эксперименты проходили через неделю и по такой же методике, как и первом случае.

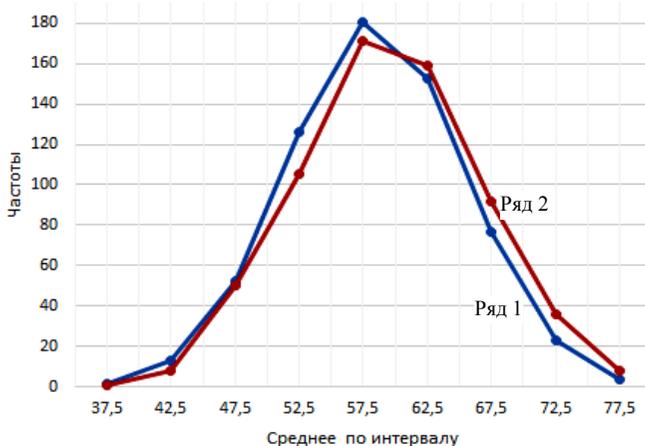


Рис. 2. Изменения статистических распределений результатов измерения по интервалам фонового излучения и излучения от головы испытуемого при прослушивании музыки в стиле «тяжелый рок»

Как видно из рис. 2, кривая статистического распределения результатов измерений при прослушивании тяжелого рока приобретает асимметричный вид (смещается в правую сторону), что свидетельствует о существенном возбуждении мозга экспериментатора, кроме того, интегральное излучение возрастает примерно на 1000 1/ч.

Таким образом, применение пассивного радиоизотопного метода позволяет проводить бесконтактную оценку психофизиологического состояния человека.

ЛИТЕРАТУРА

1. Иващенко О.И. Перспективы использования метода биологической обратной связи в нейротерапии хронических заболеваний / Науч.-практ. конф. «Опыт лечения и диагностика». – М., 2001.
2. Молошников В.А., Еханин С.Г., Ярымова И.А. Бесконтактный датчик для систем биологической обратной связи // Приборы и средства автоматизации. – 2008. – № 12. – С. 11–17.
3. Коленко А., Шарабудинов Р., Елистратова Т. Аналитический метод выделения полезного сигнала для биологической обратной связи: сб. избранных статей научной сессии ТУСУР, Томск, 16–18 мая 2018 г.: в 3 ч. – Томск: В-Спектр, 2018 – Ч. 2. – С. 19–22
4. Гальпер А.М. и др. Короткопериодические пульсации атмосферных гамма-квантов // Природа. – 1977. – №4.

ВЛИЯНИЕ ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА ВЕРОЯТНОСТЬ РАСПАДА ИЗОТОПА ^{40}K

П.А. Надеев, К.Е. Макарова, Д.Ю. Медведев, студенты каф. КУДР

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

г. Томск, ТУСУР, gemma@main.tusur.ru

Исследовано влияние лазерного излучения на распад изотопа ^{40}K в кристаллах KCl. Выявлено, что лазерное излучение с круговой поляризацией увеличивает интенсивность распада изотопов, а лазерное излучение с линейной поляризацией уменьшает

Ключевые слова: лазерное излучение, радиоактивный распад изотопа ^{40}K .

Напряженность электрического поля световой волны в современных лазерах может достигать напряженности внутриатомных полей, что открывает новую возможность в исследовании взаимодействия ядер атомов с электромагнитными полями [1].

Как оказалось, для возбуждений ядер атомов вещества электромагнитное поле может вовсе не являться сильным [2].

Согласно модели Г.А. Гамова, чтобы выйти за пределы ядра, внутриядерная частица должна пройти сквозь потенциальный ядерный барьер. Вероятность радиоактивного распада в основном определяется вероятностью прохождения частицы через кулоновский потенциальный барьер. Предлагаемая Г.А. Гамовым модель описывает эмиссию внутриядерных частиц с нулевым орбитальным моментом. Однако возможен распад и с ненулевым орбитальным моментом, более того, в ряде случаев распад с $l = 0$ запрещен законами сохранения. В этом случае к кулоновскому потенциалу $V(r)$ добавляется центробежный $V_{ц.б.}(r)$. Высота центробежного барьера для тяжелых ядер может составлять около 10% от высоты кулоновского барьера (что ещё больше препятствует вылету α -частицы из ядра). Центробежный потенциал вполне ощутим и для больших величин орбитального момента частицы может приводить к изменению радиоактивного распада.

Если излучение лазера поляризовано эллиптически, то накопление орбитального момента внутриядерными частицами возможно, возможно и влияние поляризованного лазерного излучения на радиоактивный распад.

В данной статье приводятся результаты воздействия лазерного излучения (как линейно, так и эллиптически поляризованного) на радиоактивный распад изотопов калия в кристалле KCl.

Экспериментальная установка включает в себя датчик радиоактивного излучения (счетчик Гейгера–Мюллера), соединенный с ПК с

помощью USB-интерфейса. Сверху на датчике располагается искусственно выращенный кристалл KCl размерами 40×30×10 мм. Воздействие лазерного излучения на кристалл осуществляется с помощью лазерной указки красного цвета с длиной волны 550 нм длительностью 2 мин. Поскольку излучение лазерной указки изначально линейно поляризовано, для того чтобы создать эллиптически поляризованное излучение, достаточно пропустить луч лазерной указки через четвертьволновую пластинку.

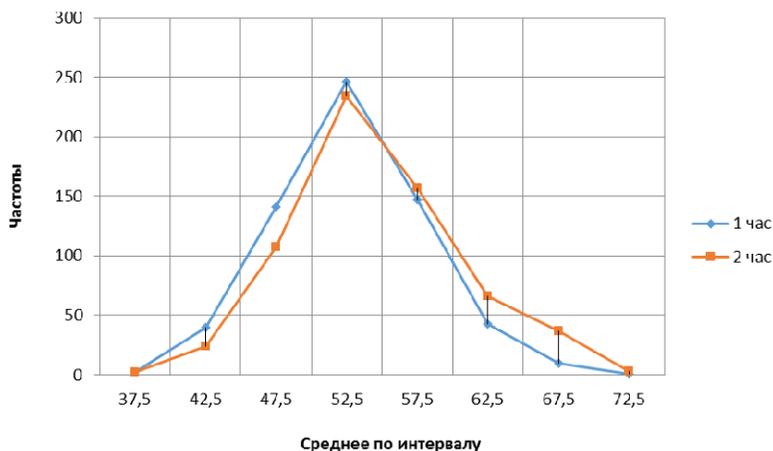


Рис. 1. Изменения статистических распределений результатов измерения по интервалам до и после воздействия лазерного излучения на кристалл

Эксперименты проводились, как и в [3], с помощью компьютерной программы, разработанной в СКБ «Сталкер» кафедры КУДР ТУ-СУРа. Данная программа позволяет подсчитывать количество распадов за единицу времени и заносить эти данные в массив. Результаты эксперимента записываются в текстовый файл ПК. Далее экспериментальные результаты обрабатываются в MS Excel: строятся гистограммы распределения и определяются другие статистические параметры.

На рис. 1 показаны результаты экспериментальных измерений радиоактивного излучения KCl до и после воздействия на кристалл лазерным излучением с круговой поляризацией. Измерения проводились в течение 2 ч: 1-й час – измерялось излучение кристалла без воздействия лазера (фон); 2-й час – проводилось 2-минутное воздействие лазером с последующим таким же воздействием через 30 мин.

Как видно из рисунка, после воздействия лазерного излучения интенсивность распада изотопов увеличивается. Как показал расчет,

интенсивность распадов увеличилась на 1000 1/ч и составила более 3%. Со временем возбужденный лазерным излучением кристалл стремится к исходному состоянию.

В процессе выполнения работы было исследовано влияние линейно поляризованного лазерного излучения на радиоактивный распад изотопов ^{40}K в кристаллах хлорида калия. Эксперименты проводились по такому же плану: в первый час измерялось фоновое излучение, в начале второго часа осуществлялось двухминутное воздействие на кристалл лазерной указкой и повторное – через 30 мин. Показано, что, как и в [4], излучение линейно поляризованного лазера несколько уменьшает интенсивность распада радиоактивных изотопов (примерно на 1,5%). Длительность релаксации может составлять несколько часов в зависимости от времени воздействия лазерного излучения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Тернов И.М. Влияние сильного электромагнитного поля на бета-распад // Физика элементарных частиц и атомного ядра. – 1989. – Т. 20, № 1. – С. 51–96.
2. Коробкин В.В., Романовский М.Ю. Возбуждение ядер под действием сильного лазерного поля // Труды Института общей физики РАН. – 2000. – Т. 57. – С. 3–27.
3. Медведев Д.Ю., Орлова Ю.Э., Попов Д.Ю. Исследование влияния лазерного излучения на радиоактивный распад изотопов K_{40} в кристаллах KCl // Сб.к избранных статей научной сессии ТУСУРа, Томск, 16–18 мая 2018 г.: в 3 ч. – Томск: В-Спектр, 2018. – Ч. 2. – С. 19–22.
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.

УДК 53.043

РОЛЬ ТЕМПЕРАТУРЫ И ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ НА УСТОЙЧИВОСТЬ ЗАПУТАННЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ СОСТОЯНИЙ В КРИСТАЛЛАХ NaCl

Ю.Э. Орлова, Д.Ю. Попов, студенты каф. КУДР

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

Показано, что для эффективного обесцвечивания центров окраски в кристаллах NaCl , содержащих запутанные электронные состояния, необходимо не только подсвечивание в полосе их поглощения, но и некоторый подогрев.

Слабое электрического поле без подсвечивания и подогрева образца на устойчивость запутанных электронных состояний практически не влияет.

Ключевые слова: квантовая запутанность, центры окраски, щелочно-галоидные кристаллы.

Обнаружить эффект квантовой запутанности в твердотельных системах – довольно сложный процесс [1]. Однако появились идеи, как получить когерентные состояния в кристаллических структурах. Для этого необходимо использовать такие дефекты кристаллической структуры, которые представляли бы собой квазисвободные атомы.

В работе [2] использовались кристаллы алмаза с подобными дефектами структуры (N-V-центры). Но в алмазе время жизни электронных состояний таких центров с квантовой запутанностью при комнатной температуре не превышает одной секунды вследствие взаимодействия дефектов с фононами. Этот факт существенно ограничивает возможность применения таких центров в квантовых вычислениях и коммуникациях. Работа [3] посвящена исследованиям квантовой запутанности с использованием ловушек в термолуминесцентных кристаллах LiF. В этой работе было показано, что квантовая запутанность электронов в ионных ловушках таких кристаллов может существовать длительное время при комнатной температуре и выше, а квантовые связи между запутанными электронами могут реализовываться при расстояниях между кристаллами до 8182 км.

В работах [4, 5] показано, что квантовая запутанность электронов может быть реализована при комнатной температуре в ионных ловушках других щелочно-галоидных кристаллов, в частности в кристаллах NaCl. При исследовании запутанных электронных состояний в этих работах использовались методы фотообесцвечивания и фотостимулированных токов в отличие от метода термовысвечивания, используемого в [3]. В качестве источника света применялось прямое солнечное излучение, так как эксперименты проводились в летнее время.

В связи с этим возникла проблема адекватной замены солнечного излучения как источника света в другие времена года, когда солнце светит слабее и пасмурных дней больше, а также в лабораторных условиях. Поскольку в работах [4, 5] для исследования запутанных электронных состояний был предложен метод фотостимулирования, логично было в качестве источника света использовать свёрхяркий светодиод на основе GaN, тем более что максимум спектра светодиода находится в голубой области (в полосе поглощения F-центров), что и нужно для фотостимулирования. Для проведения экспериментов по измерению спектров пропускания slave-образца использовались об-

разцы NaCl с индуцированной квантовой запутанностью и лабораторная установка на основе спектрофотометра СФ-26, как и в работе [5]. При этом master-образец был удален от slave-образца на расстояние более 10 м.

Как показали эксперименты, спектральный отклик slave-образца при светодиодном освещении master-образца практически отсутствовал (на уровне погрешности измерений). Хотя, как показано в [5], при воздействии солнечного света спектральный отклик в этой области спектра был значительно больше погрешности эксперимента.

В данных экспериментах использовалась лампа накаливания, поскольку лампа не только светит, но и греет (лампа мощностью 200 Вт на расстоянии 10 см от кристалла греет, как лучи солнца в яркий солнечный день).

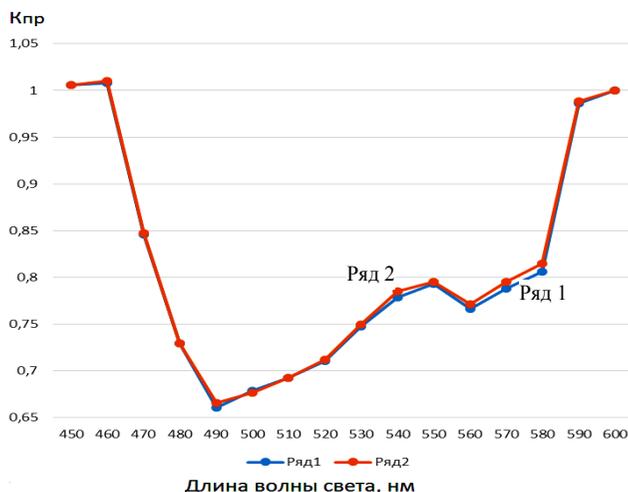


Рис. 1. Спектры пропускания slave-образца до и после воздействия света лампы накаливания на master-образец

Из рис. 1 видно, что спектральный отклик в этом случае наблюдается, но наблюдается в отличие от летних экспериментов [5] только в красной области спектра. По-видимому, здесь играет роль особенность спектральной характеристики лампы накаливания, так как известно, что подобно абсолютно черному телу плотность мощности излучения лампы накаливания спадает в синюю область спектра.

Таким образом, при воздействии света лампы накаливания будут ионизироваться не F-центры, а центры окраски с меньшей энергией ионизации – F2 – центры (две анионные вакансии, захватившие два электрона) и др. Разрушению F2-центров будет способствовать повы-

шенная температура кристалла, поскольку свободный электрон под действием тепловых колебаний решетки (фононов) удаляется от своего прежнего местоположения.

Приложение напряжения 100 В к master-образцу без облучения светом от лампы накаливания не приводит к существенным изменениям в спектральных характеристиках slave-образца, так как, по видимому, без фотостимулирования центры окраски при такой напряженности электрического поля ($E \approx 2 \cdot 10^4$ В/м) и комнатной температуры не разрушаются.

ЛИТЕРАТУРА

1. Квантовая запутанность [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.dailytechinfo.org/news/7500-uchenye-nashli-neosporimye-dokazatelstva-suschestvovaniya-yavleniya-kvantovoy-zaputannosti.html> (дата обращения: 05.03.2019).

2. Физик рассказал, как ученые превращают алмазы в квантовые компьютеры. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://ria.ru/20170527/1495189601.html> (дата обращения: 05.03.2019).

3. Desbrandes R., Van Gent D.L. Intercontinental quantum liaisons between entangled electrons in ion traps of thermoluminescent crystals, arXiv:quant-ph/0611109, November 10, 2006.

4. Артищев С.А., Еханин С.Г., Орлова Ю.Э., Попов Д.Ю. Квантовые связи между запутанными электронами в ионных ловушках кристалла NaCl: матер. докл. XIV Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления» (28–30 ноября 2018 г.): в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2018. – С. 110–113.

5. Артищев С.А., Еханин С.Г., Орлова Ю.Э., Попов Д.Ю. Дистанционное влияние квантовых связей между запутанными электронами на электропроводность кристалла NaCl: матер. докл. XIV Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления» (28–30 ноября 2018 г.): в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2018. – С. 101–104.

УДК 53.043

ВЗАИМНОЕ ВЛИЯНИЕ ЗАПУТАННЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ СОСТОЯНИЙ В МОНОКРИСТАЛЛАХ NaCl

Ю.Э. Орлова, Д.Ю. Попов, студенты каф. КУДР

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

г. Томск, ТУСУР, getma@main.tusur.ru

Показано, что воздействие света и электрического поля отдельно на два дистанционно разнесенных образца кристалла NaCl, содержащего запутанные электронные состояния, вследствие взаимного их влияния вызывает суммарный отклик в третьем образце.

Ключевые слова: квантовая запутанность, центры окраски, щелочно-галоидные кристаллы.

Эксперименты по квантовой запутанности в твердых телах, описываемые в статье [1], были выполнены с пространственно разделенными запутанными TLD-кристаллами (кристаллами для термолуминесцентной дозиметрии), находящимися в Батон-Руж, Луизиана (США) и Живарлэ (Франция) на расстоянии 8182 км.

В работах [2, 3] была использована идея устойчивости квантовой запутанности электронных состояний в ионных ловушках щелочно-галогидных кристаллов, как и в статье [1], но вместо метода термовысвечивания использовались методы термообесцвечивания и термо-стимулированных токов.

Данная работа является продолжением исследований [2, 3] с использованием электронных ловушек в кристалле NaCl (одном из представителей щелочно-галогидных кристаллов) при реализации переключения запутывания частиц в гамма-лучах так же, как и в [1]. В статьях [2, 3] каждый метод реализовывался отдельно, так как вызвало опасение наличие факта взаимного влияния master- и slave-образцов друг на друга. Представляет значительный научный интерес одновременная реализация этих двух методов.

На рис. 1 представлена схема эксперимента по исследованию взаимного влияния дистанционно разнесенных master- и slave-образцов при одновременном воздействии на них неких физических факторов. При воздействии света лампы накаливания на master-образец происходит фото- и термоионизация центров окраски (F2-центров).

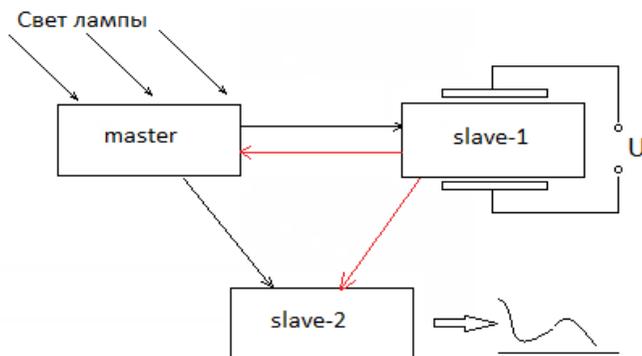


Рис. 1. Схема эксперимента

Освободившиеся электроны вносят вклад в собственную электропроводность кристалла NaCl, вызывая некоторое уменьшение сопротивления master-образца и увеличение коэффициента пропускания его в некоторой спектральной области.

Такие явления, проходящие в master-образце благодаря квантовой запутанности некоторых электронов, имеющих в master- и slave-образцах, должны вызывать схожие процессы и в slave-образцах.

Одновременно с воздействием света на master-образец осуществлялось измерение сопротивления в slave1-образце и измерение спектральной характеристики коэффициента пропускания slave2-образца.

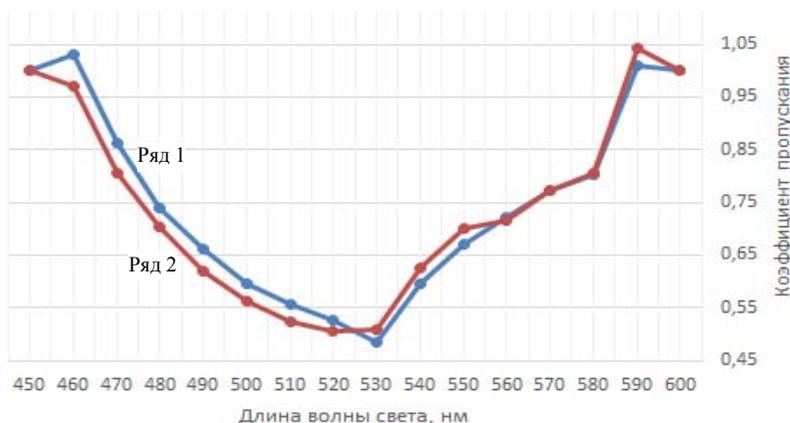


Рис. 2. Спектральные характеристики коэффициента пропускания slave2-образца до и при воздействии света на master-образец и электрического поля на slave1-образец

Как видно из рис. 2, в красной области спектра (в полосе поглощения F2-центров) наблюдается увеличение коэффициента пропускания, т.е. происходит их разрушение. В синей области спектра, наоборот, наблюдается увеличение коэффициента поглощения, т.е. происходит увеличение концентрации F-центров (не так, как ожидалось). Ожидалось, что при освещении master-образца лампой концентрация F-центров практически не должна измениться или незначительно уменьшиться в связи с тем, что в спектре лампы накаливания интенсивность синей составляющей значительно меньше, чем красной и инфракрасной.

По-видимому, вследствие наличия взаимного влияния квантово-запутанных образцов slave1-образец, к которому приложено напряжение 100 В, дистанционно влияет на другие образцы: master- и slave2-образец (на рис. 1 эти связи показаны красными линиями). Вследствие этого ионизованные F2-центры разрушаются, а их составляющие (электроны и анионные вакансии) уносятся «наведенным» электрическим полем от их первоначального местоположения. Следовательно,

после разрушения F2-центра (две анионные вакансии, захватившие два электрона) на его месте остается F-центр (одна анионная вакансия, захватившая электрон). Вследствие таких процессов и наблюдаются особенности изменения спектра пропускания slave2-образца (см. рис. 2).

Таким образом, одновременно воздействуя на master-образец светом разного спектрального состава, а на slave1-образец электрическим полем, удается дистанционно манипулировать не только прозрачностью slave2-образца, но и цветностью, что может позволить в дальнейшем нелокально передавать изображения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Desbrandes R., Van Gent D.L. Intercontinental quantum liaisons between entangled electrons in ion traps of thermoluminescent crystals, arXiv:quant-ph/0611109, November 10, 2006.

2. Артищев С.А., Еханин С.Г., Орлова Ю.Э., Попов Д.Ю. Квантовые связи между запутанными электронами в ионных ловушках кристалла NaCl: матер. докл. XIV Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления» (28–30 ноября 2018 г.): в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2018. – С. 110–113.

3. Артищев С.А., Еханин С.Г., Орлова Ю.Э., Попов Д.Ю. Дистанционное влияние квантовых связей между запутанными электронами на электропроводность кристалла NaCl: матер. докл. XIV Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления» (28–30 ноября 2018 г.): в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2018. – С. 101–104.

ПОДСЕКЦИЯ 2.2

РАЗРАБОТКА КОНТРОЛЬНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЫ

*Председатель – Лоцилов А.Г., зав. каф. КУДР,
начальник СКБ «Смена», к.т.н.;*
*зам. председателя – Бомбизов А.А., доцент каф. КУДР,
с.н.с. СКБ «Смена», к.т.н.*

УДК 621.389

ИЗМЕРЕНИЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ МАТЕРИАЛОВ КОНДЕНСАТОРНЫМ МЕТОДОМ С ПОМОЩЬЮ ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА NI ELVIS II+ И LABVIEW

В.В. Атамасов, Г.И. Маленко, студенты
Научный руководитель А.А. Жуков, доцент
каф. радиоэлектроники, к.ф.-м.н.
г. Томск, НИ ТГУ, gyk@mail.tsu.ru

Представлено описание программно-аппаратного комплекса для измерения диэлектрической проницаемости. Комплекс реализован на базе платформы NI ELVIS II+ и среды графического программирования LabVIEW.

Ключевые слова: импеданс, LabVIEW, программно-аппаратный комплекс, NI ELVIS II+.

В настоящее время изучение частотных свойств материалов, сред и параметров реальных радиоэлектронных компонентов является актуальной научно-технической задачей. Определение диэлектрической проницаемости необходимо в широком диапазоне исследований и при решении различных научных и практических задач.

Важной задачей на сегодняшний день является создание относительно дешевого прибора, способного измерять диэлектрические свойства материалов с минимальными временными затратами и требуемой точностью результатов.

Авторами разработан программно-аппаратный комплекс на базе аппаратной платформы NI ELVIS II+ [1] и программной среды LabVIEW для автоматизации измерения спектров действительной и мнимой частей диэлектрической проницаемости материалов.

Для проведения данных измерений авторы используют анализатор импеданса (Impedance Analyzer) [2], который входит в комплект измерительных приборов NI ELVIS II+.

Этот прибор позволяет измерять активную и реактивную составляющие комплексного сопротивления двухполюсников на фиксированной частоте в диапазоне от 1 Гц до 35 кГц. Однако в стандартной форме прибор не позволяет проводить измерения в автоматическом режиме.

Для проведения измерений спектров диэлектрической проницаемости материалов в автоматическом режиме авторами разработана программа (виртуальный прибор – ВП) в среде LabVIEW.

Измерение осуществляется конденсаторным методом [3]. По полученным значениям активной и реактивной составляющих измеренного комплексного сопротивления вычисляются действительная и мнимая части диэлектрической проницаемости ϵ' и ϵ'' исследуемого материала по известным формулам [4].

Результаты, полученные с помощью представленного программного-аппаратного комплекса, сравнивались с данными, полученными на универсальном измерителе LCR Agilent E4980A.

Данное сравнение показало, что среднее значение относительной погрешности измерений диэлектрической проницаемости для семи исследуемых образцов не превышает 5%.

Для повышения точности измерений была проведена калибровка прибора. Был учтён внутренний импеданс измерительной системы.

В таблице представлены результаты измерения мнимой части импеданса двухполюсников с использованием измерителя LCR Agilent E4980A – эталон, а также представленного прибора до и после применения калибровки.

Значения мнимой части импеданса образцов на разных частотах

№ обр.		$f, \text{Гц}$				
		20	100	1000	10000	30000
1	ВП без калибр.	-1,053E8	-2,641E7	-2,109E6	-210000	-65160
	Эталон	-1,098E8	-2,728E7	-2,195E6	-220400	-66360
	ВП с калибр.	-1,081E8	-2,691E7	-2,149E6	-213900	-73550
2	ВП без калибр.	-5,545E7	-1,118E7	-1,119E6	-111000	-36950
	Эталон	-5,679E7	-1,144E7	-1,151E6	-115600	-38610
	ВП с калибр.	-5,625E7	-1,136E7	-1,137E6	-112800	-37420
3	ВП без калибр.	-2,861E8	-5,815E7	-5,787E6	-578100	-184500
	Эталон	-3,169E8	-6,256E7	-6,267E6	-628100	-201200
	ВП с калибр.	-3,124E8	-6,347E7	-6,322E6	-631600	-209600

На рис. 1 приведен график зависимости погрешности измерений действительной части диэлектрической проницаемости от частоты до учёта внутреннего импеданса прибора и с его учётом.

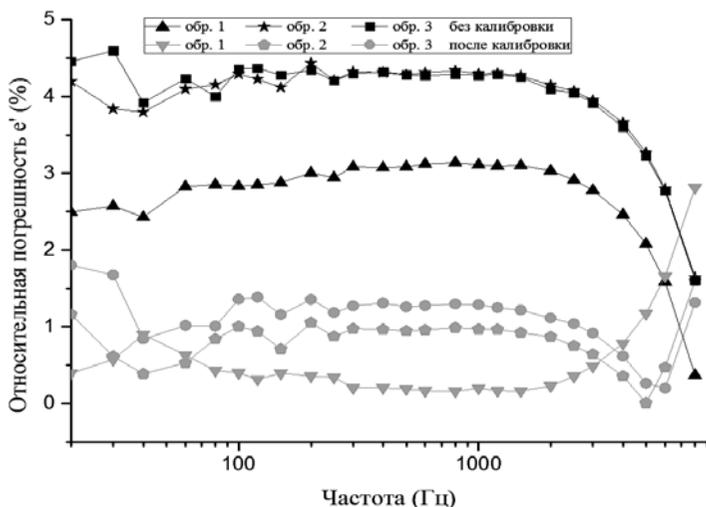


Рис. 1. График зависимости погрешности измерений от частоты

Из рис. 1 и таблицы видно, что проведение калибровки измерительной системы позволяет повысить точность измерения.

Дальнейшее развитие проекта предусматривает расширение частотного диапазона и повышение точности измерений за счёт применения генераторов на основе прямого цифрового синтеза.

ЛИТЕРАТУРА

1. Комплект виртуальных измерительных приборов для учебных лабораторий NI ELVIS II: рук-во пользователя [Электронный ресурс]. – Режим доступа: ftp://ftp.ni.com/pub/branches/russia/ni_elvis/ni_elvis_2_user_guide.pdf (дата обращения: 10.09.2018).
2. Zhukov A.A., Dotsenko O.A., Kochetkova T.D. et al. The computer Laboratory Workshops «The Bases of Electronics» // Control and Communications (SIBCON) International Siberian Conference. – 2015. – P. 1–4.
3. Брандт А.А., Костиенко А.И., Плакше Л.Ю., Страхова Т.С. Исследование диэлектриков на сверхвысоких частотах. – М.: Изд-во физико-математической литературы, 1963. – 404 с.
4. Журавлев В.А., Суслиев В.И., Журавлев А.В., Коровин Е.Ю. Анализ диэлектрических спектров воды с проводящими примесями в широком диапазоне частот // Изв. вузов. Физика. – 2017. – Т. 60, № 11. – С. 40–46.

**ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ИССЛЕДОВАНИЯ НЕСТАЦИОНАРНОГО
РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕПЛОвого ПОЛЯ ПРИ
ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКОМ КОНТРОЛЕ**

**Ю.Р. Колосова, АО «НПЦ «Полюс», аспирант каф. УИ;
А.И. Солдатов, проф. каф. УИ, д.т.н., АО «НПЦ «Полюс»;
А.А. Дементьев, АО «НПЦ «Полюс», НИ ТГУ, к.ф.-м.н.**
*г. Томск, ТУСУР, office@tusur.ru
г. Томск, НИ ТГУ, iro2@mail.tsu.ru
г. Томск, АО «НПЦ «Полюс», info@polus-tomsk.ru*

Рассмотрены особенности нестационарного распределения тепла в случае идеального прижатия электрода к исследуемому образцу. Разработана нестационарная одномерная математическая модель распределения тепла, проведено ее численное исследование. По результатам моделирования получено распределение температурного поля в зависимости от времени, зафиксировано время выхода теплового распределения в стационарный режим.

Ключевые слова: контактная теплопроводность, термическое сопротивление, неразрушающий контроль, термоэлектрический контроль, термоЭДС.

В настоящее время все материалы, используемые в промышленности, подвергаются тщательному входному контролю. Для определения качества исследуемого образца существуют приборы термоэлектрического контроля поверхностного слоя материала. При точечном соприкосновении электрода, разогретого до определенной температуры, и образца происходит процесс передачи тепла. После распределения температурного поля проводится измерение термоЭДС, по которой можно определить марку материала.

Даже тщательно обработанные твердые металлические поверхности не бывают абсолютно гладкими [1], они соприкасаются лишь на отдельных участках и имеют неровности [2]. Приборы термоэлектрического контроля обладают достаточно большой погрешностью измерения, так как использование точечного контакта электродов с испытуемым образцом не позволяет получить высокую повторяемость результатов контроля. Для исследования термоэлектрических свойств металлов и сплавов при деформации и контроля термоЭДС в НИ ТПУ был создан прибор «Термотест» [3]. Однако ему свойствен недостаток, указанный выше. При проведении термоэлектрического контроля существует необходимость в численной оценке влияния условий измерения на время установления стационарного режима распределения температуры в зоне контакта электрода с исследуемым образцом.

Исходя из вышесказанного, разработана одномерная математическая модель нестационарного распределения тепла, проведено ее ис-

следование в случае идеального прижатия электрода к исследуемому образцу. Теплопередача на границе между электродом и испытываемым образцом описывается граничным условием четвертого рода (задается равенство температур и тепловых потоков). На левой границе расчетной области принимается граничное условие первого рода (задается распределение температуры на поверхности тела). При этом учитывается, что поверхность электрода теплоизолирована. На правой границе принимается граничное условие третьего рода (характеризует закон теплообмена между поверхностью и окружающей средой за счет конвекции) [4].

По результатам моделирования получено распределение температурного поля для стали и меди в случае совершенного прижатия электрода к испытываемому образцу в зависимости от времени (рис. 1). В начальный момент времени $t = 0$ график температуры представляет собой ступеньку, соответствующую начальным условиям. Далее вследствие теплопроводности возникает теплообмен между горячим электродом и образцом через зону совершенного контакта. С течением времени разность температур уменьшается, поле устанавливается, стационарное распределение принимает вид прямой линии. Считаем, что распределение температур достигло стационарных значений, если отличие суммы температур n -го и $(n + 1)$ -го временных слоев меньше 1%.

Таким образом, разработана математическая модель распространения тепла в случае идеального контакта двух поверхностей (системы электрод–материал), которая позволяет получать распределение температуры в связанных телах в любой момент времени – от начального времени контакта до момента установления стационарного режима. Моделирование показало, что при исходных данных температура системы из стали уменьшается со 150 до 60 °С, время выхода в стационарный режим составляет 2900 с, а температура системы из меди уменьшается со 150 до 120 °С, время выхода в стационарный режим составляет 1000 с, что приводит к соответствующему уменьшению термоЭДС, которое прямо пропорционально температуре.

Верификация разработанной математической модели проведена с помощью коммерческого программного пакета с использованием метода конечных элементов. Результаты расчетов совпадают для обоих материалов.

Для более точного прогнозирования температурного профиля необходимо исследовать распределение температурного поля и время выхода на стационарный режим в неидеальном случае, необходимо моделирование процесса переноса тепла с учетом несовершенства контакта шероховатых поверхностей и геометрии электрода.

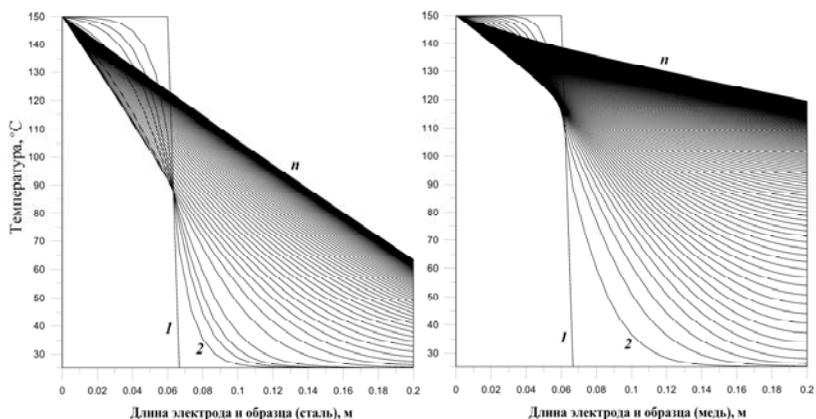


Рис. 1. Распределение температурного поля в случае идеального прижатия электрода к испытываемому образцу при шаге по времени $\Delta t = 10$ с в различные моменты времени: $1 - t = t_0$; $2 - t = t_0 + \Delta t$, ..., $n - t = t_0 + n\Delta t$

ЛИТЕРАТУРА

1. Демкин Н.Б., Рыжов Э.В. Качество поверхности и контакт деталей машин. – М.: Машиностроение, 1981. – 244 с.
2. Фраас А. Расчет и конструирование теплообменников: пер. с англ. М. Оцисинк. – М.: Атомиздат, 1971. – 357 с.
3. Солдатов А.А. Неразрушающей контроль качества поверхностного слоя металла // Современные техника и технологии: сб. трудов XVIII Междунар. науч.-практ. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых: в 3 т. – Томск: Изд-во Том. политехн. ун-та, 2012. – Т. 1. – С. 257–258.
4. Коротких А.Г. Теплопроводность материалов: учеб. пособие. – Томск: Изд-во Том. политехн. ун-та, 2011. – 97 с.

УДК 621.316.722.1

АВТОНОМНАЯ СИСТЕМА КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ ЛИТИЙ-ИОННОЙ АККУМУЛЯТОРНОЙ БАТАРЕИ

Н.Н. Цебенко, зав. лаб.; А.В. Иванов, вед. инж., НИИ АЭМ ТУСУРА
Научный руководитель В.М. Рулевский, директор НИИ АЭМ ТУСУРА, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, tnn@niiiaem.tomsk.ru

Перечислены особенности работы системы контроля параметров литий-ионной аккумуляторной батареи, приведено описание датчика тока, входящего в ее состав.

Ключевые слова: контроль параметров, литий-ионная аккумуляторная батарея, выравнивание напряжений, измерение тока.

Литий-ионные аккумуляторные батареи (ЛИАБ) широко применяются в различных мобильных устройствах и электрооборудовании подвижных объектов, например, практически все перспективные космические аппараты разрабатываются на их основе [1]. Столь широкое распространение ЛИАБ обусловлено их высокими удельными характеристиками и рядом других преимуществ. Однако, помимо преимуществ, ЛИАБ имеют и некоторые недостатки, основные из которых это повышенные требования к режимам заряда и разряда и вероятность перегрева. Указанные недостатки делают работу ЛИАБ невозможной без специальных устройств, контролирующих их параметры в процессе эксплуатации. Общепринятое название таких устройств – модуль контроля и управления (МКУ) [2].

Для работы в составе ЛИАБ космического аппарата и обеспечения нормального режима работы в НИИ АЭМ ТУСУРа была разработана система контроля параметров батареи [3]. Основные функции системы: измерение напряжения как всей батареи, так и отдельных аккумуляторов, входящих в ее состав, измерение температуры батареи, измерение тока, потребляемого от батареи. Также выполняется выравнивание напряжений между аккумуляторами посредством пассивного способа выравнивания [3]. Выравнивание осуществляется путем коммутации разрядных резисторов, входящих в состав батареи [4].

Фактически основные функции системы связаны с измерением различных величин, следовательно, для их реализации необходимо большое количество различных датчиков. Оборудование космических аппаратов подвергается воздействию ряда неблагоприятных факторов окружающей среды, одним из которых является радиация. Данное обстоятельство делает невозможным применение большинства традиционных датчиков.

Датчик общего тока (ДОТ) предназначен для измерения тока, потребляемого от батареи. Структурная схема ДОТ приведена на рис. 1, а диаграмма, поясняющая работу, на рис. 2.

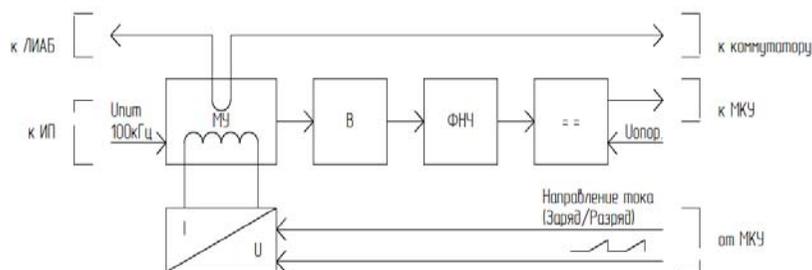


Рис. 1. Структурная схема датчика общего тока

Работает ДОТ следующим образом: измеряемый постоянный ток силовой шины I_c , протекая через силовую обмотку магнитного усилителя (МУ) W_c , намагничивает его магнитопроводы до состояния насыщения, в результате чего падение напряжения на обмотках переменного тока МУ стремится к нулевому значению, а на выходе МУ формируется переменное напряжение прямоугольной формы высокой частоты, близкое к напряжению питания $U_{пит}/100$ кГц. Оно выпрямляется выпрямителем В и через сглаживающий фильтр Ф выпрямленное напряжение поступает на вход компаратора « $\Leftarrow\Rightarrow$ ».

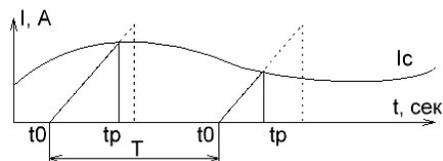


Рис. 2. Диаграмма работы датчика общего тока

Контроллер МКУ периодически формирует линейное пилообразное напряжение, которое поступает на вход преобразователя «напряжение–ток» (U/I). Формируемый на его выходе пилообразный ток $I_{комп}$ протекает через компенсационную обмотку МУ $W_{комп}$, создавая магнитодвижущую силу (МДС) $I_{комп} * W_{комп}$ ($W_{комп}$ – число витков компенсационной обмотки), противоположную по направлению МДС силовой обмотки измеряемого постоянного тока I_c (число витков которой равно 1). Это направление определяется соответствующим сигналом, вырабатываемым контроллером МКУ, в зависимости от состояния ЛИАБ «Заряд–разряд».

В момент времени t_p , когда $I_{комп} * W_{комп}$ становится равным значению измеряемого тока, происходит размагничивание магнитопроводов МУ, вследствие чего на выходе его напряжение резко падает и компаратор « $\Leftarrow\Rightarrow$ » переключается. При этом контроллер МКУ запоминает значение вырабатываемого им пилообразного напряжения, пропорционального измеряемому силовому току, до следующего измерения, после чего пилообразное напряжение обнуляется, а МУ снова намагничивается силовым током. Процесс измерения повторяется периодически с периодом T .

Таким образом, разработанная система позволяет поддерживать оптимальный режим работы батареи и измерять ее основные параметры.

ЛИТЕРАТУРА

1. Хромов А.В. Литий-ионные аккумуляторные батареи низкоорбитальных космических аппаратов // Вопросы электромеханики. – М., 2016. – Т. 152. – С. 20–28.

2. Рыкованов А. Система баланса Li-ion аккумуляторных батарей // Силовая электроника. – 2009. – № 1. – С. 52–55.

3. Moore S., Schneider P. A Review of Cell Equalization Methods for Lithium Ion and Lithium Polymer Battery Systems // SAE Technical Paper 2001-01-0959. – 2001.

4. Цебенко Н.Н., Иванов А.В., Ракитин Г.А. и др. Модуль контроля и управления для литий-ионных аккумуляторных батарей // Актуальные вопросы проектирования автоматических космических аппаратов для фундаментальных и прикладных научных исследований. – Вып. 2. – Химки, 2017. – С. 484–491.

5. Цебенко Н.Н., Иванов А.В., Пчельников В.А. и др. Сравнение вариантов реализации модуля контроля и управления литий-ионных аккумуляторных батарей // Доклады ТУСУР. – 2018. – №2 (21). – С. 103–106.

УДК 621.372

ПРОГРАММА АНАЛИЗА ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ТРАНСФОРМАТОРА ИМПЕДАНСОВ НА РАСЩЕПЛЕННЫХ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЯХ

А.В. Андреев, магистрант каф. ПрЭ;

Г.А. Малютин, студент каф. КУДР

*Научный руководитель Н.Д. Малютин, гл.н.с. НИИ СЭС, д.т.н., проф.
г. Томск, ТУСУР, ndm@main.tusur.ru*

Описана программа анализа частотных характеристик трансформатора импедансов на основе расщепленной полосковой линии, обеспечивающего перепад согласуемых волновых сопротивлений 50:3. Проведено экспериментальное исследование макета, составленного из двух включенных навстречу друг другу идентичных трансформаторов, что позволило определить полную матрицу рассеяния.

Ключевые слова: трансформатор импеданса, частотные характеристики, программа анализа, экспериментальные характеристики.

Разработка трансформаторов импеданса (ТИ) сопряжена с рядом особенностей, связанных с тем, что определение их полной матрицы рассеяния требует низкоомной согласованной нагрузки. Это, как правило, не всегда возможно при макетировании, поэтому анализ трансформаторов и экспериментальные измерения дают достоверную информацию только по входному коэффициенту отражения, а коэффициент передачи, его модуль и фаза определяются лишь косвенно по возвратным потерям [1, 2].

В данной работе описывается программа анализа частотных характеристик, разработанная для эквивалентной схемы ТИ, которая показана на рис. 1 [3]. Трансформатор содержит в качестве первого

каскада отрезков полосковой линии, второй и третий каскады выполнены в виде отрезков расщепленных полосковых линий [4, 5].

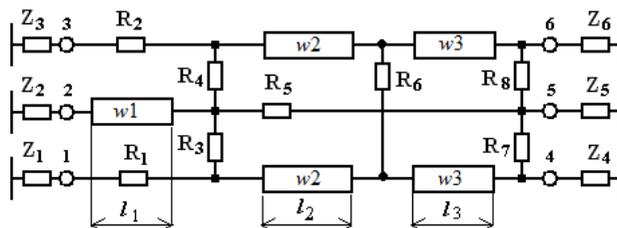


Рис. 1. Эквивалентная схема ТИ, анализируемая в программе

Схема представляет 12-полюсник с тремя входами и тремя выходами, нагруженными в общем случае на комплексные сопротивления Z_1, \dots, Z_6 . Соединение входного отрезка w_1 полосковой линии с отрезком расщепленной полосковой линии w_2 на схеме отражено наличием сопротивлений R_3, R_4 . Включение сопротивлений R_1, R_2, R_5 дополняет схему до 12-полюсника. Сопротивления R_7, R_8 позволяют изменять схему передачи мощности либо в нагрузку Z_5 (режим четырехполюсника), либо в нагрузки Z_4, Z_6 (режим шестиполюсника).

Задание исходных данных осуществляется двумя способами. Первый способ – задаются волновые сопротивления и эффективные диэлектрические проницаемости полосковых линий. Все остальные параметры рассчитываются через них. Второй способ – задаются поперечные размеры проводников и подложки, диэлектрическая проницаемость подложки, а по ним рассчитываются эффективная диэлектрическая проницаемость, волновое сопротивление. Затем определяются матрицы передачи 12-полюсников, получаемых как продукт декомпозиции эквивалентной схемы (см. рис. 1). Рекомпозиция схемы получается в результате перемножения полученных матриц передачи фрагментов схемы, поскольку многополюсники соединяются каскадно. Основным результатом вычислений является полная матрица рассеяния, позволяющая проводить анализ передачи сигнала со входа трансформатора (порт 2 на схеме) на порты 4–6 как в режиме суммирования мощности в порту 5 при ненагруженных портах 4 и 6, так и в режиме деления мощности между портами 4 и 6, когда порт 4 не нагружен.

Практика показала, что при отношении согласуемых сопротивлений более 5 получается высокая чувствительность схемы к изменению возвратных потерь при малых отклонениях размеров проводников и сопротивлений нагрузок. Поэтому нами проведен анализ схемы в виде

встречного включения трансформаторов, как это показано на рис. 2. При такой схеме оказывается возможным даже при весьма низких выходных сопротивлениях (единицы Ом) провести анализ и экспериментальные измерения полной матрицы рассеяния, и, таким образом, определить коэффициент передачи S_{21} , а также коэффициенты отражения S_{11} , обходя задачу создания низкоомной согласованной нагрузки.

На рис. 3 приведено сравнение расчетных частотных зависимостей S_{21} и S_{11} и измеренных экспериментально. Расчет проводился по представленной программе.

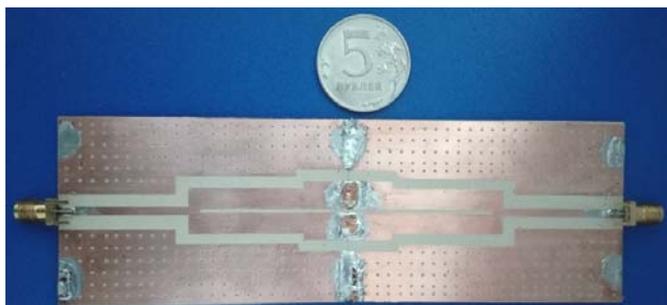


Рис. 2. Внешний вид встречно-каскадного соединения двух идентичных макетов трансформаторов

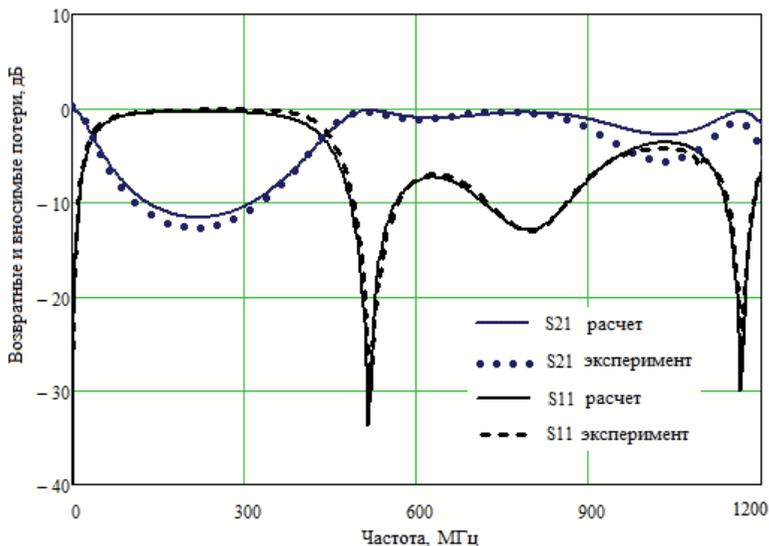


Рис. 3. Частотные зависимости вносимых и возвратных потерь каскадного соединения двух идентичных трансформаторов импеданса, расчетные и экспериментальные

Данная работа финансово поддержана Министерством науки и высшего образования, соглашение № 14.577.21.0279 от 26.09.2013, идентификатор RFMEFI57717X0279. Измерения выполнены на оборудовании ЦКП «Импульс» ТУСУРа.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ramzi Darraji, Mohamed Mahdi Honari, Rashid Mirzavand, Fadhel M. Ghannouchi, Pedram Mousavi. Wideband Two-Section Impedance Transformer With Flat Real-to-Real Impedance Matching // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2016. – Vol. 26, No 5. – P. 313–315. DOI:10.1109/LMWC.2016.2548997

2. Itthinat Jongsuebchoke and Danaï Torrungrueng, Prayoot Akkaraekthalin. A Graphical Study of Quarter-Wave-Like Transformers Implemented Using Conjugately Characteristic-Impedance Transmission Lines // 2016 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 2016. – P. 1–5. DOI: 10.1109/ECTICon.2016.7561338

3. Программа расчета частотных характеристик трансформатора импедансов на основе расщепленной полосковой линии» / Н.Д. Малютин, Г.А. Малютин, А.В. Андреев. – Свидетельство о гос. регистрации программы для ЭВМ № 2018661583. – Заявка № 2018616195. – Дата пост. 27.08.2018. – Регистр. 10.09.2018.

4. Malutin N.D., Loschilov A.G., Bolshinin I.G., Malutina A.N. Phase shifters based on split strip lines / «CriMiCo 2012» 22nd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Sevastopol, Crimea; Ukraine; 10–14 September 2012. – Conference Proceedings. – 2012. – P. 516–517.

5. Belyaev B.A., Serzhantov A.M., Leksikov A.A. et al. Novel High-Quality Compact Microstrip Resonator and its Application to Bandpass Filter // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2015. – Vol. 25, No. 9. – P. 579–581. DOI: 10.1109/LMWC.2015.2451363

УДК 621.317

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ СВЧ-МОДУЛЕЙ В ХОДЕ КЛИМАТИЧЕСКИХ ИСПЫТАНИЙ И ОБРАБОТКА РЕЗУЛЬТАТОВ НА АВТОМАТИЗИРОВАННОМ КОМПЛЕКСЕ

Т.А. Шарипов, магистрант, техник-конструктор;

К.В. Шишаков, доцент каф. радиотехники, к.ф.-м.н.,

ИжГТУ им. М.Т. Калашникова;

С.А. Широких, вед. инж. ООО «ИРЗ»

г. Ижевск, timursharipov9@mail.ru

Создан автоматизированный комплекс для измерения параметров СВЧ-модулей при изменениях температуры. Даны структурная схема комплекса, его состав, описано программное обеспечение. Представлены основные тех-

нические характеристики и проиллюстрированы возможности комплекса на примере блока усилителя на микросхеме СНА3024-99F.

Ключевые слова: измерение, автоматизация, СВЧ-модули, климатические испытания.

На этапе ОКР и серийного изготовления устройств измерение электрических параметров под воздействием разных температур является обязательной процедурой при настройке и регулировке устройств. Данная процедура может занимать до нескольких дней. Проблема была решена в результате создания автоматизированного измерительного комплекса, в результате которого был значительно ускорен процесс измерений [1].

Разработанный программно-аппаратный комплекс обладает следующими преимуществами:

- быстрое наращивание выполняемых операций;
- конкретизация стенда под конкретное изделие за счет подключения дополнительных измерительных приборов и оснастки;
- разработанное программное обеспечение написано в среде графического программирования LabVIEW [2] и обладает гибкой настраиваемой структурой;
- выполнение первичной обработки данных;
- формирование отчета проведенных измерений и испытаний (в формате *.xls или *.txt).

Важной особенностью разработанного ПО является то, что его работа определяется конфигурационным файлом, содержащим список требуемых операций, перечень контролируемых параметров на каждом этапе, допуски на каждый параметр.

В качестве одного из примеров приводится комплекс для измерения параметров блока усилителя на микросхеме СНА3024-99F.

Измерительный комплекс состоит из программируемых источников питания E3649A и E3632A, анализатора цепей ZVA50, компьютера, комплекта СВЧ- и НЧ-соединителей, камеры тепла и холода ARG-0680-AE, и других вспомогательных приспособлений. Структурная схема измерительного комплекса приведена на рис. 1.

Анализатор цепей и источники питания управляются по шине GPIB через USB/GPIB адаптер Keysight 82357B с компьютера. Камера тепла и холода управляется по RS-422 через преобразователь интерфейсов Advantech USB-4604BM.

На рис. 2, 3 приводятся результаты измерений.

В ходе проведения данных измерений для каждого значения температуры за 2 мин измерялись: коэффициент усиления в 1000 точках; ОИРЗ, ИМЗ, коэффициент шума в 55 точках при изменении мощности и

частоты входного двухтонового сигнала для каждого из 30 разных напряжений.

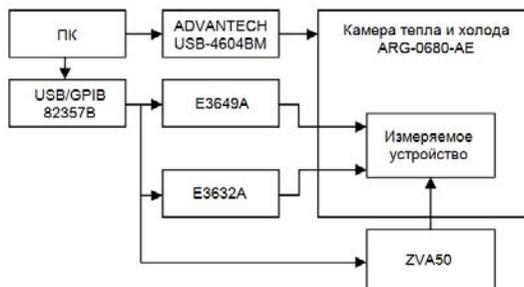


Рис. 1. Структурная схема измерительного комплекса

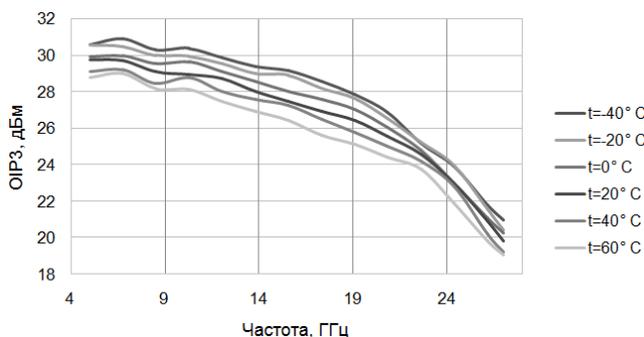


Рис. 2. Зависимость интермодуляции усилителя СНА3024-99F от частоты входного двухтонового сигнала при различных температурах, при $V_{dd} = 5$ В, $V_{g1} = -0,3$ В, $V_{g2} = 0,5$ В

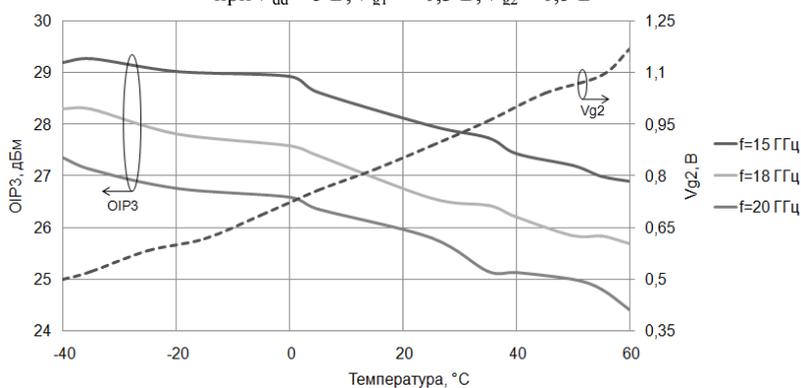


Рис. 3. Зависимость интермодуляции OIP3 для различных частот входного двухтонового сигнала и управляющего напряжения V_{g2} от температуры

Выводы. Создание измерительного стенда позволило производить измерения необходимых параметров при климатических испытаниях и сократить время проверки модуля до нескольких часов, тогда как ручное измерение параметров занимало больше суток.

В результате выросла производительность и появилась возможность осуществлять точную настройку и оперативный сбор информации на этапе разработки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Глазов Г.Н. Современные технологии и системы автоматизированного измерения на СВЧ: конспект лекций. – Томск: ТУСУР, 2012.

2. Евдокимов Ю.К. LabView для радиоинженера: от виртуальной модели до реального прибора: практ. рук-во в программной среде LabView // Ю.К. Евдокимов, В.Р. Линдваль, Г.И. Щербаков. – М.: ДМК-Пресс, 2007.

УДК 621.372

АНАЛИЗ ВОЛНОВЫХ ПРОЦЕССОВ В УСТРОЙСТВАХ НА ОСНОВЕ НЕРЕГУЛЯРНЫХ ЛИНИЙ С ПРОИЗВОЛЬНОЙ ЗАВИСИМОСТЬЮ ПЕРВИЧНЫХ ПАРАМЕТРОВ ОТ ПРОДОЛЬНОЙ КООРДИНАТЫ, СОДЕРЖАЩИХ СОСРЕДОТОЧЕННЫЕ НЕОДНОРОДНОСТИ

Е.И. Тренкаль, аспирант каф. КУДР

*Научный руководитель А.Г. Лоцилов, зав. каф. КУДР, к.т.н., доцент
г. Томск, ТУСУР, yogl@mail.ru*

Проведен анализ волновых процессов в устройствах на основе нерегулярных линий, содержащих сосредоточенные неоднородности методом конечно-разностного вычисления напряжений и токов, распространяющихся в таких структурах. Результаты применены для исследования волновых процессов в ступенчатых трансформаторах импедансов, содержащих сосредоточенные регулирующие элементы.

Ключевые слова: волновые процессы в линиях передачи, трансформаторы импедансов, конечно-разностный метод вычисления волновых процессов.

Применение нерегулярных линий передачи при создании направленных ответвителей [1], широкополосных антенн [2] и других устройств обеспечивает дополнительную степень свободы в достижении заданных частотных характеристик. Однако при этом усложняется процесс проектирования устройств, т.к. необходимо находить дополнительные параметры, определяемые зависимостью погонных емкостей и индуктивностей от продольной координаты x . Нерегулярность первичных и вторичных параметров проводников дает возможность изменять функцию зависимости напряжений и токов от x в сравнении

с регулярными линиями. В результате формирования определенной зависимости $U(x)$ и $I(x)$ возможно изменение частотной зависимости параметров, определяемых на входах и выходах устройств: коэффициентов передачи, коэффициентов отражения.

Цель настоящей работы – провести анализ волновых процессов на примере отрезков связанных полосковых линий с нерегулярными параметрами и получить зависимости полных напряжений $U(x)$ и токов $I(x)$, а также их падающих и отраженных составляющих от продольной координаты x . Далее рассматривается устройство, эквивалентная схема которого показана на рис. 1, где w_1, w_2, w_3 – отрезки связанных полосковых линий (СПЛ), образующих ступенчато-неоднородную структуру с продольными размерами l_1, l_2, l_3 ; E_1, E_2 – источники ЭДС, возбуждающие синфазные или противофазные волны в СПЛ (в общем случае E_1, E_2 могут быть произвольными); Z_1, \dots, Z_4 – терминальные нагрузки; сосредоточенные Z_{r1}, \dots, Z_{r4} – сопротивления регулирующих элементов, являющиеся неоднородностями в рассматриваемой системе связанных линий. В функциональном отношении устройство с представленной эквивалентной схемой может выполнять функцию согласования сопротивлений Z_1, Z_2 с сопротивлениями Z_3, Z_4 .

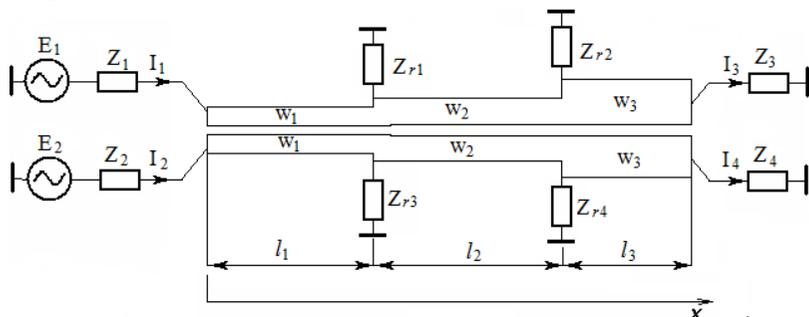


Рис. 1. Эквивалентная схема устройства

Как известно [3], волновые процессы в связанных линиях передачи описываются системой телеграфных уравнений:

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial x} \mathbf{U}(x,t) = -\mathbf{L}(x) \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{I}(x,t) - \mathbf{R}(x) \mathbf{I}(x,t), \\ \frac{\partial}{\partial x} \mathbf{I}(x,t) = -\mathbf{C}(x) \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{U}(x,t) - \mathbf{G}(x) \mathbf{U}(x,t), \end{cases} \quad (1)$$

где $\mathbf{U}(x,t)$, $\mathbf{I}(x,t)$ – столбцовые матрицы напряжений и токов в связанных линиях; $\mathbf{L}(x)$, $\mathbf{C}(x)$, $\mathbf{R}(x)$, $\mathbf{G}(x,t)$ – матрицы первичных параметров (индуктивностей, емкостей, сопротивлений и проводимостей), зависящие от продольной координаты x . Рядом авторов были рассмотрены методы перехода от уравнений (1) к их конечно-разностной форме [4, 5].

Разобьём отрезки нерегулярных связанных линий равномерной сеткой по координате x с шагом Δx . Обозначив номером k вторичные параметры элементарного отрезка в виде матриц сопротивлений $\mathbf{Z}_k = j\omega\mathbf{L}_k + \mathbf{R}_k$ и проводимостей $\mathbf{Y}_k = j\omega\mathbf{C}_k + \mathbf{G}_k$, воспользуемся формой конечно-разностных уравнений, записанной в работе [2] и связывающей напряжения и токи в узлах $k+1$ и k :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{U}_{k+1} \\ \mathbf{I}_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_k \\ \mathbf{I}_k \end{bmatrix} - \Delta x_k \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{Z}_k \\ \mathbf{Y}_k & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{U}_k \\ \mathbf{I}_k \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Из (2) видим, что решение задачи вычисления \mathbf{U}_k и \mathbf{I}_k в узлах сетки сводится к определению напряжений и токов либо в сечении $x=0$ ($k=0$), либо при $x=l$ ($k=M$). Задача определения $\mathbf{U}(0)$, $\mathbf{U}(l)$ и $\mathbf{I}(0)$, $\mathbf{I}(l)$ была решена путем декомпозиции схемы, определения матриц передачи составляющих многополюсников и последующим определением матрицы передачи схемы, состоящей из каскадного соединения многополюсников. Решение уравнений (2) выполняется следующим образом.

1. Строится множество первичных параметров на сетке разбиения структуры на элементарные отрезки. При этом первичные параметры в пределах длины отрезка Δx_k постоянны.

2. Вычисляются вторичные параметры \mathbf{Z}_k и \mathbf{Y}_k на множестве $k=0, \dots, M$.

3. Достраивается система параметров введением сосредоточенных неоднородностей в узлах сетки m_1, \dots, m_n , соответствующих продольной координате x . При этом эквивалентное сопротивление неоднородностей делится на длину элементарного отрезка соответствующего номера $Z_{rk} / \Delta x_k$.

4. Решение (2) в системе математического моделирования MathCad записывается так:

$$\mathbf{UI}_{i,s} := \begin{cases} \text{для } s \in M \dots 0; \\ \mathbf{UI}_{i,s} \leftarrow \left(\prod_{s=S}^M a\Delta l_{i,s} \right) \cdot (a\Delta l_{i,M})^{-1} \cdot \mathbf{UI}_1; \\ \mathbf{UI}_{i,s}, \end{cases}$$

где $\mathbf{U}_{i,s}$ – матрица напряжений и токов на частоте f_i и в узле $s \in M \dots 0$; $a\Delta l_{i,s}$ – матрица передачи элементарного отрезка, определяемая по работе [6]; $\mathbf{U}\mathbf{I}_{i,s}$ – матрица напряжений и токов в конце отрезка связанных линий.

Проведен расчет двух встречно включенных устройств, показанных на рис. 1. При этом вся структура разбивалась на 800 отрезков. В точке $k=176$ включалась сосредоточенная неоднородность в виде емкости $C_{r1}=1$ пФ. На рис. 2 показано распределение напряжений по продольной координате. Точки соответствуют первой и второй ступени на схеме.

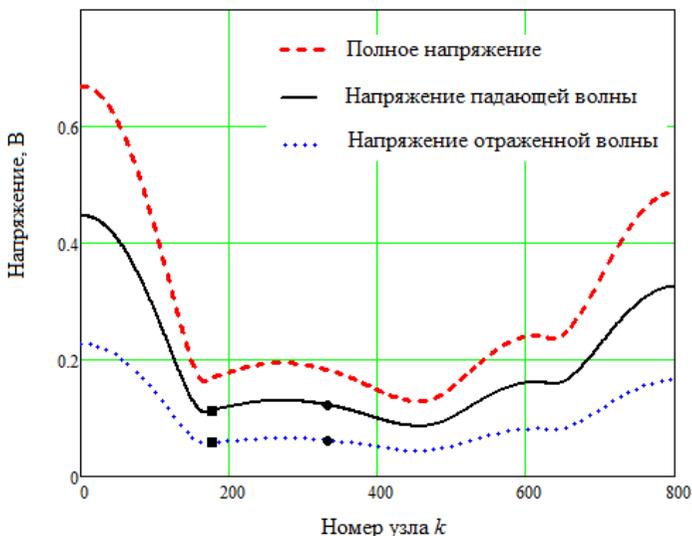


Рис. 2. Зависимость напряжений от продольной координаты

Данная работа финансово поддержана Министерством науки и высшего образования, соглашение № 14.577.21.0279 от 26.09.2013, идентификатор RFMEFI57717X0279.

ЛИТЕРАТУРА

1. Мещанов В.П., Фельдштейн А.Л. Структурный синтез ступенчатых направленных ответвителей // Радиотехника и электроника. – 1973. – Т. 18, № 10. – С. 2039–2043.
2. Малютин Н.Д. и др. Широкодиапазонные приемопередающие комбинированные антенны. Принципы построения. Решение внутренней задачи // Матер. междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления», Томск, 6–8 октября, 2004. – Томск, 2004. – Ч. 1. – С. 107–111.

3. Литвиненко О.Н., Сошников В.И. Теория неоднородных линий и их применение в радиотехнике. – М.: Сов. радио, 1964. – 535 с.

4. Шлее В.Р., Аубакиров К.Я., Воронин М.Я. Численный метод анализа неоднородной многопроводной линии // Радиотехника и электроника, 1983. – № 6. – С. 1058–1063.

5. Малютин Н.Д., Лоцилов А.Г., Семенов Э.В. Квази-Т-волны в комбинированных структурах на основе нерегулярных линий передачи с сосредоточенными неоднородностями // Доклады ТУСУР. – 2005. – № 4(12). – С. 42–49.

6. Федоров В.Н., Заболоцкий П.И. Вывод дифференциальной матрицы передачи многопроводной неоднородной линии связи // Современные проблемы радиоэлектроники. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2013. – С. 285–287.

ПОДСЕКЦИЯ 2.3

ФИЗИЧЕСКАЯ И ПЛАЗМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

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

УДК 537.525

ИССЛЕДОВАНИЕ СВЯЗИ ПАРАМЕТРОВ ЭМИССИОННОЙ ПЛАЗМЫ И ЭЛЕКТРОННОГО ПУЧКА

Чан Ван Ту, аспирант каф. физики

*Научный руководитель А.С. Климов, проф. каф. физики, д.т.н.
г. Томск, ТУСУР, tranvantu1504@gmail.com*

В результате исследования эмиссии из плазмы тлеющего разряда с протяженным полым катодом показано, что на однородность распределения плотности эмиссионного тока ленточного электронного пучка существенное влияние оказывает величина ускоряющего напряжения.

Ключевые слова: плазма, плазменный электронный источник, распределение концентрации, распределение плотности тока.

В настоящее время плазменные технологии находят применение в различных процессах, используются для травления и очистки поверхности полупроводников, диэлектриков и металлов [1]. Плазма также привлекательна для медицинских технологий и может быть использована для стерилизации [2] и синтеза биосовместимых покрытий [3], а также как источник рентгеновского излучения [4].

Объектом исследования в рамках настоящего проекта являются генераторы объёмной плазмы на основе разрядной системы с протяжённым полым катодом.

Целью работы было исследование влияния распределения концентрации разрядной плазмы на однородность ленточного электронного пучка, генерируемого форвакуумным плазменным источником.

На рис. 1 представлены распределения тока пучка на измерительном зонде, перемещаемого вдоль эмиссионного окна в аноде. Зонд располагался на фиксированном расстоянии от электронного источника – 7 см. Координата X отсчитывалась от края катодной полости. При малой ширине эмиссионного окна вид распределения подобен

гауссовому. Начиная с размера окна в 8 см, максимум в распределении практически исчезает и появляется характерное для ленточного пучка «плато», содержащее несколько максимумов.

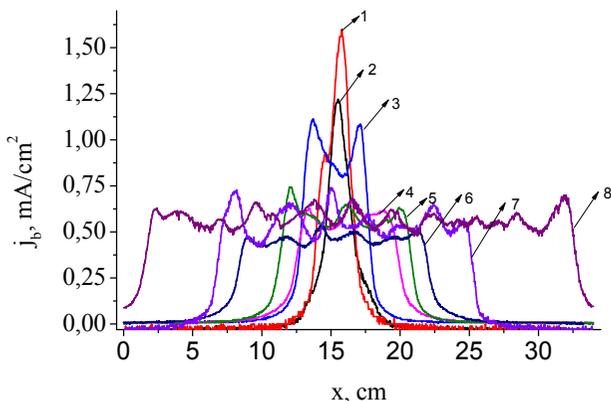


Рис. 1. Распределение плотности тока пучка вдоль эмиссионного окна в аноде при его ширинах: 1 – 2 см; 2 – 4 см; 3 – 6 см; 4 – 8 см; 5 – 10 см; 6 – 15 см; 7 – 20 см; 8 – 30 см. Ускоряющее напряжение U_a : 2 кВ; ток разряда 400 мА; давление 7 Па

Количество максимумов зависит от ширины эмиссионного окна, а их величина – от ускоряющего напряжения. Рост ускоряющего напряжения приводит к обострению локальных неоднородностей (рис. 2), положение которых оказывается достаточно постоянным в пределах эмиссионного окна.

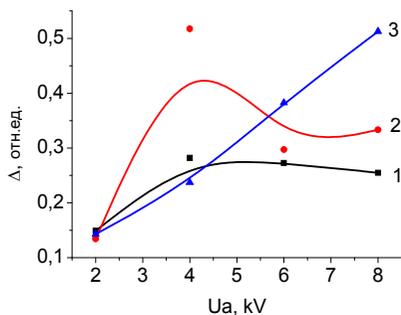


Рис. 2. Относительное отклонение от средней величины плотности тока в продольном распределении. Ток разряда 400 мА, давление 7 Па

Наибольшее отклонение тока от среднего значения наблюдается при ускоряющем напряжении 4 кВ, величина максимумов в распределении при этом достигает 50% от среднего значения.

Исследование распределения плотности тока вдоль электронного источника показало, что вблизи области эмиссии электронного пучка в газовую атмосферу вакуумной камеры также наблюдаются значительные неоднородности (рис. 3).

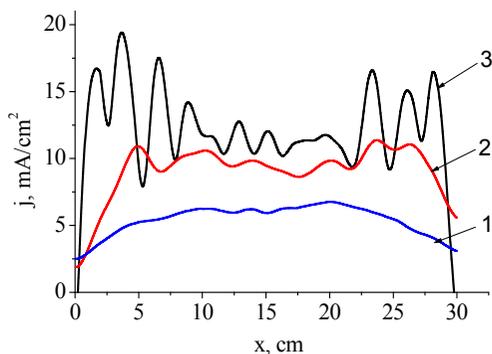


Рис. 3. Распределение плотности тока пучка вдоль продольной координаты для различных расстояний от электронного источника: 1 – 5 см; 2 – 25 см; 3 – 55 см. Ток пучка 200 мА; ускоряющее напряжение 6 кВ; давление 25 Па

По мере распространения электронного пучка в газе указанные неоднородности сглаживаются и на расстоянии более 50 см они в распределении не превышают 10%.

Заключение. В форвакуумной области давлений на однородность распределения тока ленточного электронного пучка существенное влияние оказывают давление газа, а также величина ускоряющего напряжения.

Работа поддержана Министерством образования и науки в рамках базовой части проекта № 3.9605.2017/8.9.

ЛИТЕРАТУРА

1. Alexeff I., Neidigh R.V., Peed W.F., Shipley E.D., Harris E.G. Hot-electron plasma by beam-plasma interaction // *Phys. Rev. Lett.* – 1963. – No. 7. – P. 273–276.
2. Shintani H., Sakudo A., Burke P., McDonnell G. Gas plasma sterilization of microorganisms and mechanisms of action // *Exp Ther Med.* – 2010. – Vol. 1 (5). – P. 731–738.
3. Vasilyeva T.M., Sokolov I.V. Electron beam plasma application for synthesis of bioactive titanium oxide coating // *Goren. Plazmokhim.* – 2015. – Vol. 13 (2). – P. 134–140.
4. Walton S., Leonhardt D., Murphy D., Meger R., Fernsler R. Plasma-Surface Interactions in LAPPS // *Bull. Am. Phys. Soc.* – 1999. – P. 44–58.

**ИЗУЧЕНИЕ ЭЛЕМЕНТНОГО СОСТАВА
ПРИПОВЕРХНОСТНЫХ СЛОЕВ ТВЕРДЫХ ТЕЛ
С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДИКИ
ХАРАКТЕРИСТИЧЕСКОГО РЕНТГЕНОВСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ**

А.А. Чиняков, магистрант каф. ФЭ

*Научный руководитель В.В. Сохорева, с.н.с. ИЯТШ НИ ТПУ, к.ф.-м.н.
г. Томск, ТУСУР, alexeychinyakov@gmail.com*

Характеристическое рентгеновское излучение применяется для анализа состава многоэлементных материалов с большим количеством примесей в случаях, когда резерфордовское обратное рассеяние не позволяет однозначно определить элементы, составляющие образец. Проводится разработка методики энергетической калибровки спектров характеристического рентгеновского излучения в программе SIMNRA.

Ключевые слова: ядерно-физические методы анализа, резерфордовское обратное рассеяние, характеристическое рентгеновское излучение, сложный состав, энергетическая калибровка.

Среди ядерно-физических методов анализа приповерхностных слоев твердых тел основным является резерфордовское обратное рассеяние (РОР), поскольку с помощью данной методики можно исследовать процентное содержание элементов периодической системы в приповерхностных слоях с большой точностью, а также определять толщины данных слоев. Но существуют случаи, когда РОР бессильно, например, случай, когда в образце имеется большое количество мелких примесей, из-за чего кинематические границы этих элементов совпадают по высоте друг с другом. В таких случаях невозможно определить примеси, составляющие образец, поскольку на спектре не имеется явных пиков. Тогда можно применять характеристическое рентгеновское излучение (ХРИ), так как в нем не имеют значение количество примесей и толщины приповерхностных слоев образца.

В рамках проведенных исследований для описания спектров ХРИ было использовано программное обеспечение SIMNRA. Для описания спектров ХРИ в программе SIMNRA необходимо проводить энергетическую калибровку [1]. С целью определения калибровочных параметров была разработана специальная методика. В экспериментальную камеру загружались образцы с неизвестным и известным составом. В процессе обработки спектра ХРИ образца с известным составом определялись калибровочные параметры (смещение и ширина канала), после чего данные параметры переносились на спектр ХРИ образца с неизвестным составом.

Порядок определения калибровочных параметров (смещения и ширины канала) был следующим:

- 1) выбор двух элементов, составляющих образец с известным составом, по которым будет проводиться энергетическая калибровка;
- 2) определение приблизительных номеров каналов, в которых располагаются два элемента, выбранные для калибровки (выбор номеров каналов для каждого элемента проводился по известным справочным значениям энергии К-серии);
- 3) расчет значений калибровочного смещения и ширины канала путем составления системы уравнений для двух элементов с использованием формулы

$$E = b_k \times N_k + \Delta E, \quad (1)$$

где E – энергия К-серии, кэВ; b_k – ширина канала, кэВ/канал; N_k – номер канала; ΔE – калибровочное смещение, кэВ.

Формула (1) получена эмпирически из соображений, что энергия линейно зависит от номера канала.

В качестве примера был определен элементный состав стали ШХ18 с большим количеством поверхностных примесей. Образец с известным составом представлял собой кремниевую подложку с пленкой, в составе которой имеется алюминий.

В процессе калибровки спектра энергетическая шкала была отрегулирована таким образом, чтобы энергии К-серии элементов совпадали с номерами каналов, в которых находятся пики этих элементов. Энергии были получены с помощью рентгеноспектрального справочника [2]. В табл. 1 представлены номера каналов и энергии К-серии данных элементов.

Т а б л и ц а 1

Номера каналов и энергии К-серии Si и Al в образце для калибровки

Элемент	N_k	E , кэВ
Al	590	1,48
Si	678	1,73

Согласно формуле (1) была составлена система уравнений:

$$\begin{cases} E_{Al} = b_k \times N_{Al} + \Delta E; \\ E_{Si} = b_k \times N_{Si} + \Delta E. \end{cases} \quad (2)$$

В системе (2) ширина канала и смещение являются общими для Al и Si, т.е. была получена система уравнений с двумя неизвестными.

В табл. 2 представлен результат решения системы (2).

Таблица 2

**Параметры энергетической калибровки спектра ХРИ образца
с известным составом**

b_k , кэВ/канал	ΔE , кэВ
0,00284	-0,196

Параметры, представленные в табл. 2, были перенесены на спектр ХРИ образца стали ШХ18, после чего из энергии К-серии были определены элементы, составляющие образец. На рис. 1 представлен спектр ХРИ стали ШХ18.

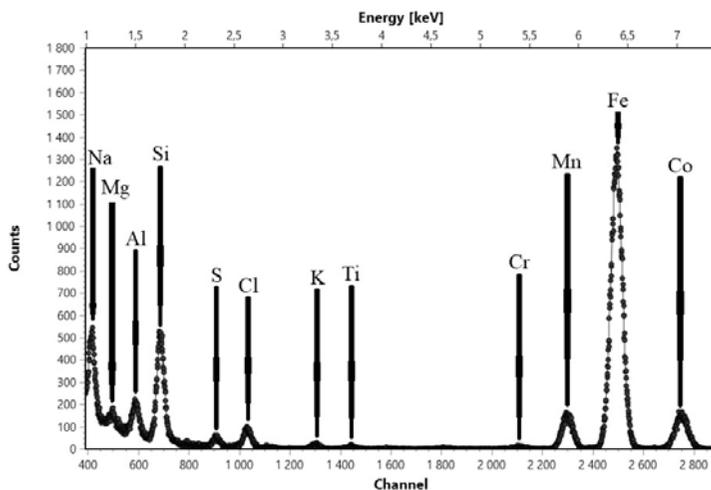


Рис. 1. Спектр ХРИ стали ШХ18

Таким образом, разработанный метод энергетической калибровки спектров ХРИ был применен для исследования приповерхностных слоев твердых тел сложного состава.

Автор статьи выражает благодарность старшему научному сотруднику ЛНФ им. И.М. Франка ОИЯИ (г. Дубна) А.П. Кобзеву за помощь в организации экспериментов и обработке экспериментальных спектров.

ЛИТЕРАТУРА

1. SIMNRA User's Guide [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://home.mpcdf.mpg.de/~mam/SIMNRA-Users-Guide.pdf> (дата обращения: 17.02.2019).

2. Блохин М.А., Швейцер И.Г. Рентгеноспектральный справочник. – М.: Наука, главная редакция физико-математической литературы, 1982. – 376 с.

**ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДИКИ ЯДЕРНЫХ РЕАКЦИЙ
ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПРОЦЕНТНОГО СОДЕРЖАНИЯ
КИСЛОРОДА В ТОНКИХ ПЛЕНКАХ**

А.А. Чиняков, магистрант каф. ФЭ

*Научный руководитель В.В. Сохорева, с.н.с. ИЯТШ НИ ТПУ, к.ф.-м.н.
г. Томск, ТУСУР, alexeychinyakov@gmail.com*

Метод ядерных реакций применяется для определения процентного содержания и глубины залегания максимальной поверхностной концентрации кислорода в образце. Разрабатывается методика определения начальной энергии ионов в пучке, падающем на образец, при известной частоте магнитного поля в области поворотного магнита с использованием возможностей программы SIMNRA.

Ключевые слова: ядерно-физические методы анализа, резерфордовское обратное рассеяние, метод ядерных реакций, процентное содержание, глубина.

В настоящее время для исследования состава и свойств поверхности твердого тела широко применяются ядерно-физические методы анализа, основанные на использовании пучков быстрых ионов. Для аналитических целей используются как рассеяние ионов, так и вторичные процессы, происходящие при взаимодействии ионов с атомами исследуемого вещества [1]. Резерфордовское обратное рассеяние (РОР) основано на регистрации количества и энергии ионов, рассеянных от поверхности исследуемого образца. При этом энергия ионов не должна превышать кулоновский барьер [1]. Если налетающие ионы имеют энергию, позволяющую им преодолеть кулоновский барьер, то образуется составное ядро, которое затем претерпевает явление спонтанного распада. Данный процесс помимо испускания элементарных частиц сопровождается испусканием γ -квантов, что обеспечивает поддержание необходимого энергетического баланса [1]. На данном явлении основан метод ядерных реакций (МЯР). Указанные обстоятельства могут быть использованы для определения содержания легких элементов по глубине образца. В этом смысле МЯР дополняет метод РОР, ориентированный прежде всего на определение тяжелых элементов в легких матрицах [1].

Описание экспериментальной установки. Облучение исследуемых образцов проводилось на базе электростатического генератора ЭГ-5, расположенного в ЛНФ им. И.М. Франка ОИЯИ в г. Дубна. Конструктивно ЭГ-5 представлял собой генератор Ван де Граафа [2] и предназначался для ускорения атомов He. Ионы He, ускоренные в ЭГ-5, направлялись по ионопроводу в камеру исследования. Для анализа

рассеянных ионов и вышедших γ -квантов использовался спектрометрический тракт, основным элементом которого являлся амплитудно-цифровой преобразователь (АЦП). Посредством АЦП проводилось построение энергетического спектра рассеянных ионов и вышедших γ -квантов.

Описание образца. В рамках проведенных исследований МЯР был применен для определения концентрации и глубины залегания максимальной поверхностной концентрации кислорода в образце кремниевой подложки, на поверхности которой имеется пленка, содержащая кислород, азот, углерод и кремний.

Описание экспериментов. Для управления пучком ускоренных ионов He в системе используются поворотные магниты. Частота магнитного поля в области поворотного магнита напрямую связана с энергией ионов в пучке по формуле

$$E = k \times f^2, \quad (1)$$

где k – поправочный коэффициент; f – частота магнитного поля в области поворотного магнита, Гц.

Для образца пленки, содержащей кремний, кислород, углерод и азот на кремниевой подложке, были получены 9 спектров при разных частотах магнитного поля в диапазоне от 27000 до 27375 Гц и соответственно, при разных энергиях ионов He в пучке. Для обработки экспериментальных спектров была использована программа SIMNRA [3].

Основной задачей на начальном этапе обработки экспериментальных спектров являлось определение энергии, соответствующей какой-либо частоте путем построения модельного спектра и его калибровки. Калибровка модельного спектра была проведена по спектру с частотой 27375 Гц. При построении модельного спектра была подобрана энергия ионов He по высоте кислородного пика, которая составила 3,068 МэВ. Перед определением энергий для остальных спектров было получено значение k из формулы (1), которое составило 0,004.

Далее были определены энергии для всех частот, после чего были построены модельные спектры для всех энергий. После построения всех модельных спектров было выяснено, что при энергии 3,045 МэВ наблюдается наибольшая высота кислородного пика среди всех снятых спектров. Данное обстоятельство означает, что энергия 3,045 МэВ является резонансной для кислорода. На рис. 1 представлены модельные спектры для энергий 3,045 и 3,068 МэВ.

В поверхностном слое модели образца концентрация кислорода была максимальной и составила 15 %. Также была определена толщи-

на пленки, на которой поверхностная концентрация кислорода будет максимальной. Для этого модель образца была изменена таким образом, чтобы высота расчетного кислородного пика составляла половину высоты экспериментального пика спектра при начальной энергии ионов He 3,045 МэВ, что соответствует ширине резонанса. При этом толщина первого слоя модели составила 86,5 нм (расчет был проведен без учета примесей азота и углерода).

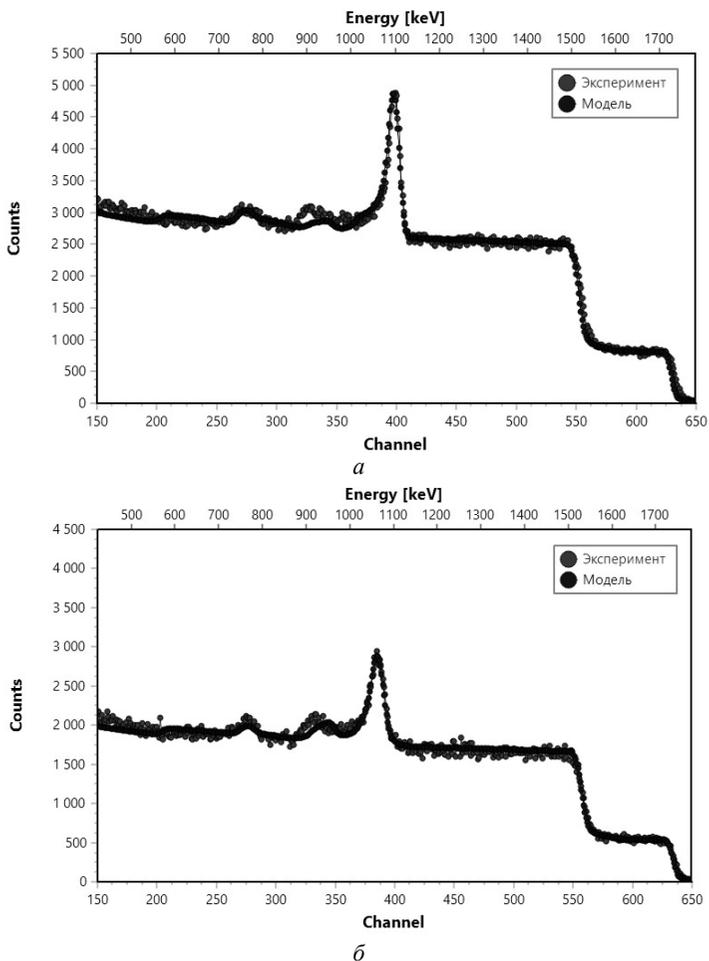


Рис. 1. Спектры при резонансной (3,045 МэВ) и нерезонансной (3,068 МэВ) энергиях ионов He: *a* – спектр при энергии 3,045 МэВ; *б* – спектр при энергии 3,068 МэВ

Анализ результатов эксперимента. В результате экспериментов было выяснено, что МЯР обладает достаточно высокой чувствительностью, что позволило достаточно точно определить процентное содержание кислорода в образце (порядка 15%) при исследовании его ионами, обладающими резонансной энергией для кислорода (3,045 МэВ), а также глубину залегания максимальной поверхностной концентрации кислорода в образце, которая составила 86,5 нм.

Автор статьи выражает благодарность старшему научному сотруднику ЛНФ им. И.М. Франка ОИЯИ (г. Дубна) А.П. Кобзеву за помощь в организации экспериментов и обработке экспериментальных спектров.

ЛИТЕРАТУРА

1. Азаренков Н.А., Кириченко В.Г., Левенец В.В. Ядерно-физические методы в материаловедении. – М.: ХФТИ им. Каразина, 2013. – 54 с.
2. Генератор Ван де Граафа: Техника и человек [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://zewerok.ru/generator-van-de-graafa/>
3. SIMNRA User's Guide [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://home.mpcdf.mpg.de/~mam/SIMNRA-Users-Guide.pdf> (дата обращения: 17.02.2019).

УДК 537.533.9, 537.52

ГЕНЕРАЦИЯ ШИРОКОГО ЭЛЕКТРОННОГО ПУЧКА СУБМИЛЛИСЕКУНДНОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТИ В УСКОРИТЕЛЕ С ПЛАЗМЕННЫМ КАТОДОМ И ВЫВОДОМ ПУЧКА В АТМОСФЕРУ

С.Ю. Дорошкевич, магистрант НИ ТПУ

*Научный руководитель М.С. Воробьев, н.с. ИСЭ СО РАН, к.т.н.
г. Томск, ИСЭ СО РАН, doroshkevich096@gmail.com*

В ускорителе электронов с сетчатым плазменным катодом на основе дугового разряда низкого давления зондовым методом проведены исследования параметров эмиссионной плазмы. В различных режимах генерации эмиссионной плазмы получены зондовые ВАХ, из которых по электронной ветви получены температура электронов и потенциал плазмы.

Ключевые слова: ускоритель электронов, плазменный катод, зонд.

Сегодня электронные пучки находят широкое применение в различных сферах деятельности человека [1]. Особое место среди всех источников электронов занимают ускорители с плазменным катодом, которые позволяют генерировать и выводить в атмосферу пучки большого сечения, а благодаря сетчатой/слоевой стабилизации грани-

цы эмиссионной плазмы в таких источниках электронов параметры пучка имеют широкий диапазон регулировки и слабо зависят друг от друга. Данные преимущества делают ускорители такого типа более привлекательными для научной и производственной сферы. Поскольку управление параметрами пучка (амплитудой тока пучка, его длительностью и частотой следования импульсов) в таких ускорителях осуществляется путем соответствующего изменения параметров эмиссионной плазмы [2], то именно поэтому необходимо тщательно изучать процессы, происходящие в плазменном катоде, которые в итоге определяют стабильность работы ускорителя в целом.

Структурная схема ускорителя электронов с сетчатым плазменным катодом на основе дугового разряда низкого давления [2], выбранного в качестве основного объекта исследований, представлена на рис. 1. При помощи двух катодных узлов на основе дугового разряда низкого давления в объеме полого анода формируется эмиссионная плазма, граница которой стабилизируется мелкоструктурной сеткой ($0,4 \times 0,4$ мм). Под действием постоянного напряжения (до 200 кВ), приложенного между эмиссионной сеткой и опорной решеткой, происходит извлечение электронов из плазмы с последующим их ускорением и выводом в атмосферу через отверстия в опорной решетке, перекрытой фольгой из сплава АМг-2н толщиной 30 мкм.

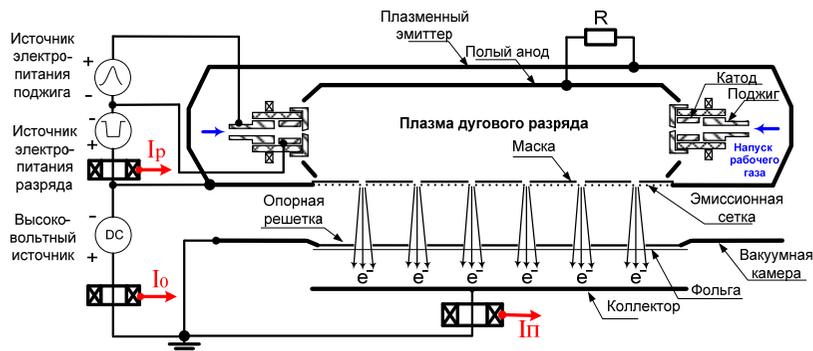


Рис. 1. Схема ускорителя электронов с сетчатым плазменным катодом

Определение параметров эмиссионной плазмы осуществлялось с помощью автоматизированной системы измерения и одиночного медного зонда Ленгмюра длиной 5 мм и диаметром 0,3 мм. Все зондовые измерения проводились на длительности импульса тока разряда 100 мкс при его общей длительности импульса $t = 120$ мкс. Для расчета концентрации плазмы использовалась электронная ветвь зондовой ВАХ, типичный вид которой приведен на рис. 2.

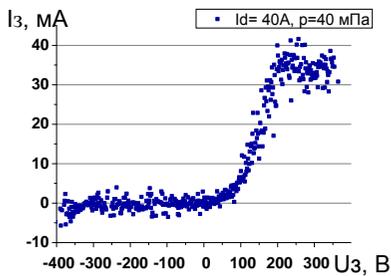


Рис. 2. Зондовая ВАХ дугового разряда низкого давления

Типичное значение концентрации плазмы составляет около $5 \cdot 10^{10} \text{ см}^{-3}$, которое зависит от давления рабочего газа и амплитуды тока разряда (рис. 3, а). Также обсчет зондовых ВАХ показал сравнительно высокую электронную температуру, достигающую в некоторых режимах $T_e \approx 80 \text{ эВ}$, которая слабо зависит от величины тока разряда

и уменьшается с ростом рабочего давления. Вероятнее всего, такие высокие значения температуры плазмы связаны с наличием в разряде потока высокоэнергетичных электронов [3].

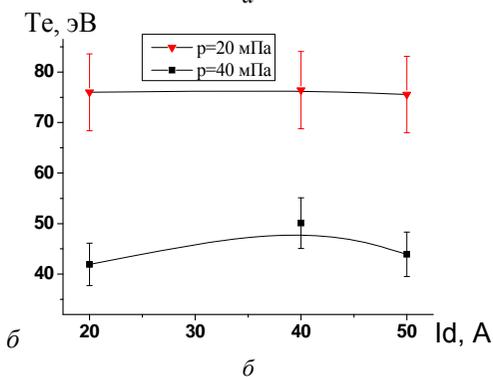
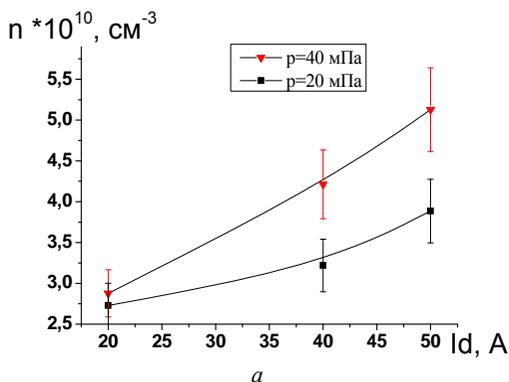


Рис. 3. Зависимость концентрации n (а) и температуры T_e (б) эмиссионной плазмы от тока разряда I_d при разных давлениях рабочего газа

Также из ВАХ видно, что потенциал плазмы относительно анода разряда является положительным, и его типичная величина составляет $P = 150$ В. Такой высокий положительный потенциал плазмы, прежде всего, связан с ее высокой температурой, а также с высоким отношением площади анода к площади катода ($S_a/S_c \geq 3000$) [4].

При появлении высокого ускоряющего напряжения, а соответственно при появлении эмиссии электронов из плазмы ток зонда становился равным нулю, поэтому зафиксировать зондовую характеристику при отборе электронов из плазмы не удалось. Вероятнее всего, это связано с тем, что анод разряда в этом случае нельзя считать опорным электродом, поскольку на него не замыкаются электроны, соответственно закон непрерывности тока на данный электрод в этом случае не выполняется [4].

В результате в ускорителе электронов с сетчатым плазменным катодом на основе дугового разряда низкого давления были проведены зондовые измерения параметров эмиссионной плазмы. Полученные большие значения температуры и потенциала плазмы, вероятнее всего, связаны с наличием в полом аноде потока высокоэнергичных электронов, что требует дополнительного исследования.

Работа выполнена за счет гранта РНФ, проект № 18-79-00011.

ЛИТЕРАТУРА

1. Радиационные технологии в сельском хозяйстве и пищевой промышленности / под общ. ред. Г.В. Козьмина, С.А. Гераськина, Н.И. Санжаровой. – Обнинск: ВНИИРАЭ, 2015. – 400 с.
2. Воробьев М.С., Коваль Н.Н., Сулакшин С.А. Источник электронов с многоапертурным плазменным эмиттером и выводом пучка в атмосферу // ПТЭ. – 2015. – № 5. – С. 112–120.
3. Толкачев В.С. Электронные ускорители на основе дугового разряда низкого давления: дис. ... канд. техн. наук. – Томск, 1988. – С. 28–34.
4. Окс Е.М. Источники электронов с плазменным катодом: физика, техника, применения. – Томск: Изд-во НТЛ, 2005. – 216 с.

УДК 621.3.049.77

AlGaIn/GaN-ДИОДЫ С БАРЬЕРАМИ ШОТТКИ НА ОСНОВЕ Pt, Pd И Ni

***И.В. Федин, аспирант каф. ФЭ; Е.В. Ерофеев, м.н.с. НИИ СЭС, к.т.н.;
В.В. Федина, аспирант каф. ФЭ
г. Томск, ТУСУР, fedinivanvladimirovich@mail.ru***

Приведены вольт-амперные и вольт-фарадные характеристики гетероструктурных AlGaIn/GaN-диодов с барьерами Шоттки на основе Pt, Pd и Ni. Отношение тока при прямом смещении 1,2 В к току утечки составило 4070,

6400 и 54000 для диодов с барьерами Шоттки на основе Ni, Pt и Pd соответственно. Напряжение пробоя для диодов с шириной электродов 10 мкм и расстоянием анод–катод 7 мкм составило 390, 305 и 270 В для Pd, Ni и Pt барьеров соответственно. Ёмкость рассматриваемых диодов на частоте 1 МГц составила 10–16 пкФ.

Ключевые слова: AlGaIn/GaN, диод с барьером Шоттки, рецесс, вольт-амперная характеристика диода, вольт-фарадная характеристика диода.

Нитрид галлия (GaN) и, в особенности, гетероструктуры на его основе (такие, как AlGaIn/GaN, InAlGaIn/GaN, AlN/GaN) обладают большим потенциалом для применения в мощных, высокочастотных и высокотемпературных устройствах. GaN превосходит традиционный кремний в подвижности носителей заряда, рабочей частоте, плотности мощности, скорости насыщения и некоторых других характеристиках. Преимущества GaN перед другими материалами являются следствием его большой ширины запрещённой зоны, высокой скорости насыщения электронов и высокой электрической прочности [1–3]. Гетероструктуры на основе GaN позволяют улучшить естественные свойства материала за счёт образования квантовой ямы в области контакта двух полупроводников с различной шириной запрещённой зоны. В области квантовой ямы формируется двумерный электронный газ (2ДЭГ), отвечающий за отличные частотные свойства и низкое омическое сопротивление гетероструктурных приборов на основе GaN.

В данной статье рассматриваются гетероструктурные AlGaIn/GaN диоды с барьерами Шоттки (ДБШ) на основе Pt, Pd и Ni.

В данной работе использовалась гетероструктура, выращенная на кремниевой (Si) подложке методом металл-органической газофазовой эпитаксии (MOCVD) и состоящая из барьерного слоя $\text{Al}_{0.25}\text{Ga}_{0.75}\text{N}$ толщиной 10 нм, легированного канального слоя i-GaN и буферного слоя GaN, легированного углеродом. Для формирования рисунка на поверхности пластины использовался метод лазерной литографии. Напыление металлизации омических (на основе Ta/Al) и барьерных (Ni, Pt, Pd) контактов выполнялось методом электронно-лучевого напыления (ЭЛН) в вакууме. Формирование меза-изоляции, окон в диэлектрике и рецесса анода осуществлялось методом плазмохимического травления (ПХТ). В качестве диэлектрика использовался PECVD SiN. Измерения на постоянном токе проводились на измерителе полупроводниковых приборов HP4156A и Tektronix 370A.

На рис. 1 приведены прямая ветвь ВАХ диодов с Pd, Pt и Ni анодами для двух диапазонов напряжений (см. рис. 1, а), напряжение открывания (по уровню тока прямого смещения 1 мА/мм) ($U_{\text{откр}}$) и напряжение прямого смещения, при котором достигается ток 100 мА/мм (U_{100}) (см. рис. 1, б). Расстояние анод–катод 7 мкм.

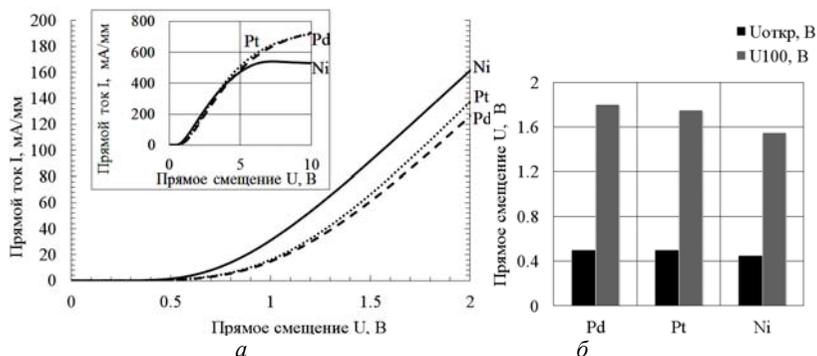


Рис. 1. Прямая ветвь ВАХ диодов с Pd, Pt и Ni анодами (а), $U_{\text{ОТКР}}$ и U_{100} (б); $L_{\text{А-К}} = 7 \text{ мкм}$

Как видно из рис. 1, наибольшим током прямого смещения в диапазоне до 2 В обладают диоды с Ni барьером Шоттки (БШ). Однако ток насыщения диодов с Pt и Pd БШ составляет $\approx 700 \text{ mA/mm}$ и превышает ток насыщения диодов с Ni анодом ($\approx 530 \text{ mA/mm}$). Наименьшим напряжением открывания $U_{\text{ОТКР}} = 0,45 \text{ В}$ и напряжением прямого смещения, при котором достигается ток 100 mA/mm , обладают диоды с Ni БШ ($U_{100} = 1,55 \text{ В}$). Для диодов с Pt БШ $U_{\text{ОТКР}}$ составило $0,5 \text{ В}$, а $U_{100} = 1,75 \text{ В}$. Для диодов с Pd БШ $U_{\text{ОТКР}}$ составило $0,5 \text{ В}$, а $U_{100} = 1,8 \text{ В}$. Таким образом, диоды с Ni БШ обладают наилучшими показателями прямого смещения в сравнении с Pt и Pd.

На рис. 2 приведена обратная ветвь ВАХ рассматриваемых диодов с расстоянием анод-катод 7 мкм и шириной периферии $W = 10 \text{ мм}$ (см. рис. 2, а) и зависимость напряжения пробоя от расстояния анод-катод (см. рис. 2, б).

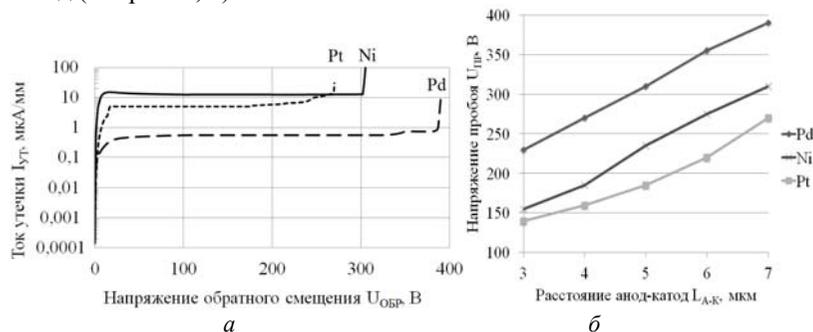


Рис. 2. Обратная ветвь ВАХ диодов с БШ на основе Pt, Pd и Ni для $L_{\text{А-К}} = 7 \text{ мкм}$ (а) и зависимость напряжения пробоя от расстояния анод-катод (б). $W = 10 \text{ мм}$

Как видно из рис. 2, *a*, наименьшим удельным током утечки ($I_{УТ} = 0,55$ мкА/мм) и наибольшим напряжением пробоя ($U_{ПР} = 390$ В) обладают диоды с Pd БШ. Диоды с Pt БШ обладают сравнительно небольшим удельным током утечки ($I_{УТ} = 5$ мкА/мм) и низким напряжением пробоя ($U_{ПР} = 270$ В). Диоды с Ni БШ обладают удельным током утечки на уровне 13 мкА/мм и напряжением пробоя 305 В. Таким образом, отношение тока при прямом смещении 1,2 В к току утечки составило 4070, 6400 и 54000 для Ni, Pt и Pd соответственно. Из рис. 2, *б* видно, что наибольшим напряжением пробоя обладают диоды с БШ на основе Pd, достигающем 390 В при $L_{А-К} = 7$ мкм. Диоды с Pt БШ обладают наименьшими значениями напряжения пробоя из рассматриваемых, не превышающих 270 В при $L_{А-К} = 7$ мкм. На рис. 3 приведена вольт-фарадная характеристика (ВФХ) рассматриваемых диодов с расстоянием анод-катод 7 мкм и шириной периферии $W = 10$ мм на частоте 1 МГц.

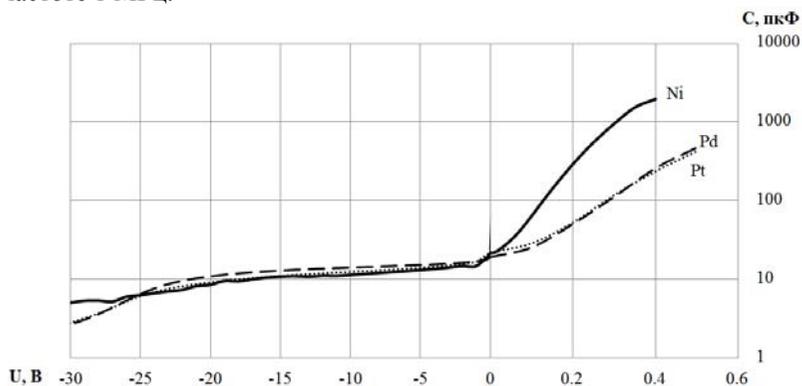


Рис. 3. ВФХ диодов с $L_{А-К} = 7$ мкм и $W = 10$ мм

Как видно из рис. 3, в диапазоне напряжений от -30 до 0 В диоды с Pd, Pt и Ni БШ обладают схожей ёмкостью, составляющей $10\text{--}16$ пкФ ($1\text{--}1,6$ пкФ/мм), что говорит о схожих частотных свойствах рассматриваемых диодов.

Заключение. В результате проделанной работы были исследованы DC характеристики AlGaIn/GaN диодов с БШ на основе Pt, Pd и Ni. Отношение тока при прямом смещении 1,2 В к току утечки составило 4070, 6400 и 54000 для Ni, Pt и Pd соответственно, что с учётом схожей ёмкости диодов ($\approx 1\text{--}1,6$ пкФ/мм) и высоких значениях пробивных напряжений у Pd диодов ($U_{ПР} = 390$ В при $L_{А-К} = 7$ мкм) позволяет говорить о высокой перспективности палладия как материала для барьера Шоттки AlGaIn/GaN диодов.

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

ЛИТЕРАТУРА

1. Yoshida S., Ikeda N., Li J. et al. High power AlGaIn/GaN Schottky Barrier Diode with 1000 V operation: Mater. Res. Soc. Symp. Proc. – 2006. – Vol. 892. – PP. 0892-FF05-02.1-0892-FF05-02.6.

2. Lee S.-C., Ha M.-W., Lim J.-Y., Her J.-C., Seo K.-S. and Han M.-K. Suppression of Leakage Current of Ni/Au Schottky Barrier Diode Fabricated on Al-GaN/GaN Heterostructure by Oxidation // Jap. Journ. of Appli. Phys. – 2006. – Vol. 45, No. 4B. – P. 3398–3400.

3. Cao D.-S., Hai L.U., Chen D.-J., Hang P., Zhang R., Zhang Y.-D. A 1100+ V AlGaIn/GaN-Based Planar Schottky Barrier Diode without Edge Termination, Chin. Phys. Lett. – 2011. – Vol. 28. – P. 017303-1–017303-4.

УДК 533.9.03

ИОННО-ПЛАЗМЕННАЯ МОДИФИКАЦИЯ ВНУТРЕННЕЙ ПОВЕРХНОСТИ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ИЗДЕЛИЙ ПРОТЯЖЁННОЙ И СЛОЖНОЙ ФОРМЫ С ПОМОЩЬЮ ПЛАЗМЫ НЕСАМОСТОЯТЕЛЬНОГО ТЛЕЮЩЕГО РАЗРЯДА С ПОЛЫМ КАТОДОМ

*Д.Ю. Игнатов, И.В. Лопатин, В.В. Денисов,
Ю.Х. Ахмадеев, Н.Н. Коваль*

г. Томск, ИСЭ СО РАН, danilabay29@ya.ru

Разработан новый метод обработки внутренних стенок криволинейных протяжённых полостей, в том числе труб. Для генерации плазмы при низком давлении (0,2–1 Па) использовалась двухступенчатая система, где основной несамостоятельный тлеющий разряд с полым катодом генерировал рабочую плазму в обрабатываемой полости, а плазма вспомогательного разряда, создаваемая плазмоденератором «ПИНК» (плазменный источник с накаливаемым катодом), являлась источником электронов для стабильного зажигания и горения основного разряда. В данной системе при ионно-плазменной обработке нержавеющей стали 12X18H10T с помощью азотосодержащей плазмы несамостоятельного тлеющего разряда за 1 ч азотирования при температуре (600–650) °С был получен азотированный слой толщиной до 60 мкм с микротвёрдостью ≈7 ГПа, что более чем в 2 раза больше, чем исходная твёрдость поверхности. Разработанный метод перспективен для использования в промышленности.

Ключевые слова: несамостоятельный тлеющий разряд, низкотемпературная плазма, полый катод, плазменное азотирование, модификация внутренней поверхности, азотирование трубы.

Модификация поверхности ионно-плазменными методами активно развивается и изучается в последнее время в науке и технике [1, 2]. Для этой цели создаются газоразрядные системы для генерации низкотемпературной плазмы в больших вакуумных объёмах порядка $0,25 \text{ м}^3$. Эта задача успешно реализуется [3] при давлениях (0,6–1) Па для проведения ионно-плазменной модификации металлических изделий. Однако обработка внутренней поверхности при данных давлениях в таких разрядных системах остается технологически сложно реализуемой, вследствие образования катодного слоя, который может достигать 10 мм и выше и который препятствует распространению плазмы внутри протяжённой полости с диаметром до 30 мм. Для решения задачи однородного распространения плазмы по всей длине полости, характерные размеры которой могут в десятки раз превышать собственный внутренний диаметр, предлагается создавать плазму непосредственно в самой полости, а не снаружи обрабатываемых изделий. Существуют газоразрядные системы [4, 5], которые позволяют проводить обработку внутренней поверхности протяжённых изделий в плазме классического тлеющего разряда. Недостатки данных систем в том, что обрабатываемые изделия имеют прямолинейную форму, из-за коаксиально расположенного нитевидного анода, который закрепляется на торцах трубопроводов. Также существуют методы [6] генерации плазмы внутри полости при наружном расположении анода. В данных системах цилиндрическая полость является полым катодом тлеющего либо дугового разряда, горящего при давлениях (10–100) Па, а анодом является электрод, расположенный вблизи торца полости. В такой разрядной системе всегда наблюдается локализация разряда преимущественно на небольшом расстоянии от торца полости, где расположен анод. Такой разряд создаёт температурный градиент, что приводит к ограничению длины изделия, которая составляет в среднем не более 10 внутренних диаметров полого катода.

Учитывая все особенности горения разряда в протяжённой полости, которая является полым катодом, и имеющиеся способы обработки, была предложена двухразрядная система генерации плазмы с внешней инжекцией электронов из плазмы вспомогательного разряда. Предложенная система позволяет производить ионно-плазменную обработку в протяжённых изделиях, характерный размер длины которых составляет 10 внутренних диаметров и более, а также позволяет проводить генерацию плазмы в криволинейной полости с высокой однородностью распределения температуры по длине.

Генерация плазмы осуществлялась в полости, которой являлась трубка из нержавеющей стали марки 12X18H10T с общей длиной

300 мм с внутренним диаметром 25 мм, изогнутая под углом 90°. Для определения однородности азотирования на внутреннюю поверхность трубки устанавливались 5 образцов из такой же стали диаметром 6 мм на равном удалении друг от друга. Внутренняя поверхность трубки являлась полым катодом несамостоятельного тлеющего разряда, а анодом был вольфрамовый стержень диаметром 4 мм, введённый через торец трубопровода на длину 40 мм. В эксперименте по азотированию основной несамостоятельный тлеющий разряд горел при напряжении 200 В и токе 4 А, а ток вспомогательного разряда плазмогенератора «ПИНК» составлял 2 А. Давление газовой смеси ($\text{Ar}:\text{N}_2 = 10:1$) составляло 1 Па. В данном режиме горения разряда на всём протяжении криволинейного трубопровода температура находилось в диапазоне (600–650) °С. После азотирования в течение часа толщина модифицированного слоя составила (50–60) мкм, а твёрдость поверхности увеличилась с 2,6 до 7 ГПа.

Исследование выполнено при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований в рамках научного проекта № 18-38-00836 мол_а.

ЛИТЕРАТУРА

1. Арзамасов Б.Н., Братухин А.Г., Елисеев Ю.С., Панайоти Т.А. Ионная химико-термическая обработка сплавов. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 1999. – 398 с.
2. Берлин Е.В., Коваль Н.Н., Сейдман Л.А. Плазменная химико-термическая обработка поверхности стальных деталей. – М.: Техносфера, 2012. – 464 с.
3. Винтизенко Л.Г., Григорьев С.В., Коваль Н.Н. и др. Дуговые разряды низкого давления с полым катодом и их применение в генераторах плазмы и источниках заряженных частиц // Изв. вузов. Физика. – 2001. – Т. 44, № 9. – С. 28–35.
4. Быстрик В.А., Каталов Р.В., Прозоров А.Г. и др. Устройство для обработки внутренней поверхности трубы. – Патент России № 2102524. – 1998.
5. Гончаренко И.М., Окс Е.М., Чагин А.А. Способ вакуумной обработки внутренней поверхности труб. – Патент России №2039845.
6. Москалев Б.И. Разряд с полым катодом. – М.: Энергия, 1969. – 184 с.

ЭВОЛЮЦИЯ СТРУКТУРЫ И ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ СВОЙСТВ ОКСИДНОЙ КЕРАМИКИ ПОД ДЕЙСТВИЕМ ИОННОЙ ОБРАБОТКИ

В. Костенко, аспирант ИШФВП

г. Томск, НИ ТПУ, kostenko.lerochka@mail.ru

Научный руководитель С.А. Гынгазов, вед. науч. сотр., д.т.н.

г. Томск, ИШФВП НИ ТПУ

Изучено влияние ионной обработки циркониевой керамики в импульсном и непрерывном режиме. Ионную обработку в импульсном режиме проводили ионами N^{2+} при ускоряющем напряжении 250–300 кВ, плотности тока 150–200 А/см² и плотности энергии 3,5 и 5 Дж/см². В непрерывном режиме проводили ионами Ag^+ при ускоряющем напряжении 30 кВ, плотности тока 300 и 500 мкА/см² с флюенсом от 10^{16} до 10^{18} см⁻². Установлено, что ионная обработка ионами N^{2+} и Ag^+ приводит к изменению фазового состава приповерхностных слоев циркониевой керамики. При обработке ионами Ag^+ с параметрами ионного пучка 300 мкА/см² и флюенсе $1,1 \cdot 10^{17}$ и $5 \cdot 10^{17}$ см⁻² наблюдается максимальное упрочнение поверхности керамики.

Ключевые слова: циркониевая керамика, ионная обработка, индентирование, рентгенофазовый анализ.

Концентрированные потоки ускоренных заряженных частиц, электронных и ионных пучков используются для модификации металлов и сплавов. Научный и практический интерес представляет модификация диэлектрических материалов, в частности керамики на основе диоксида циркония. Известно, что радиационные методы обработки материалов создают условия резкого изменения температуры поверхности твёрдого тела вплоть до температуры плавления [1]. Основным отличием керамики от металлов и сплавов является их низкая теплопроводность, которая может привести к иным эффектам, связанным с поверхностной модификацией керамики. Требования к функциональным свойствам керамики на основе диоксида циркония определяют сферу ее применения и условиями эксплуатации. Воздействие ионной обработки приводит к формированию градиентных керамических структур, что значительно расширяет области применения керамических материалов, например, для катализа и изготовления газовых датчиков. Также ионная обработка может быть использована для упрочнения инструментария и имплантатов из керамики. В этой связи актуальными являются работы, направленные на исследования физической природы ионного модифицирования керамических материалов.

Целью работы являлось исследование эффектов модификации структурных и механических свойств циркониевой керамики под действием ионной обработки в импульсном и непрерывном режиме.

Методика эксперимента. Керамические образцы плоскоцилиндрической формы диаметром 9 мм толщиной 0,3–0,33 мм изготавливались из ультрадисперсного порошка $ZrO_2-3Y_2O_3$, полученного методом плазмохимии. Керамические образцы были разделены на две партии. Первая партия подвергалась ионной обработке мощными импульсными пучками N^{2+} при ускоряющем напряжении 250–300 кВ, плотности тока 150–200 А/см² и плотности энергии 3,5 и 5 Дж/см² на ионном ускорителе ТЕМП-6 [2]. Вторая партия образцов подвергалась обработке непрерывным пучком ионов Ag^+ на установке ИЛМ-1, оснащенной ионным источником ПУЛЬСАР-1М [3]. Плотность тока в области облучения керамики была 300 и 500 мкА/см². Флюенс (доза) изменялся в диапазоне 10^{16} – 10^{18} см⁻².

Исследование структуры поверхности керамики проводилось на растровом электронном микроскопе Hitachi TM-3000. Для оценки степени изменения механических свойств приповерхностных слоев керамики использовались результаты индентирования. Определение микротвердости проводили с помощью микротвердомера ZHV1M с использованием четырехгранной алмазной пирамиды Виккерса. Микротвердость измерялась при нагрузке на индентор $P = 3Н$. Результаты нанотвердости и модуля упругости были получены с помощью прибора NanoIndenterG200. Изучение проводилось по методу невозстановленного отпечатка с использованием трехгранной пирамиды Берковича. Индентирование проводили при нагрузке на индентор 500 мН. Рентгенофазовый анализ проводили с помощью рентгеновского дифрактометра ARL X'tra с полупроводниковым Si(Li) детектором Пельтье (монохроматизированное $CuK\alpha$ -излучение, в диапазоне углов 2θ 20–90°).

Результаты исследования. На рис. 1 представлена поверхность керамических образцов, подвергнутых ионной обработке. В исходном состоянии керамические образцы имели полированную поверхность. Сканирующая электронная микроскопия показала, что ионная обработка поверхности керамики в непрерывном режиме при плотности ионного тока 300 мкА/см² приводит к выявлению зернистой структуры преимущественно в местах наибольшего скопления пор (см. рис. 1, а). При ионном токе 500 мкА/см² зернистая структура проявляется равномерно по всей поверхности керамики (см. рис. 1, б). Ионная обработка в импульсном режиме приводит к оплавлению поверхности керамики с последующей рекристаллизацией и образованием сетки трещин (см. рис. 1, в).

Рентгенофазовый анализ показал, что ионная обработка как в непрерывном, так и в импульсном режиме приводит к изменению фазо-

вого состава приповерхностных слоев циркониевой керамики по сравнению с исходным состоянием, а именно появляется моноклинная фаза $m\text{-ZrO}_2$ не более 10 и 13% соответственно.

Результаты индентирования показали, что у облученной керамики в непрерывном режиме происходит изменение механических свойств приповерхностных слоев по сравнению с исходным состоянием. Эти изменения зависят от режимов ионной обработки. При режимах облучения 300 мкА/см^2 и флюенсе $1,1 \cdot 10^{17}$ и $5 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-2}$ наблюдается максимальное увеличение микротвердости и нанотвердости на 14% и модуля упругости на 20%. Упрочнение циркониевой керамики происходит на глубине, превышающей проективный пробег ионов аргона. Такой вид ионной обработки приводит к модификации поверхности керамики без расплава с последующей рекристаллизацией поверхности, трещинообразования и эрозийных процессов, которые свойственны радиационной обработке.

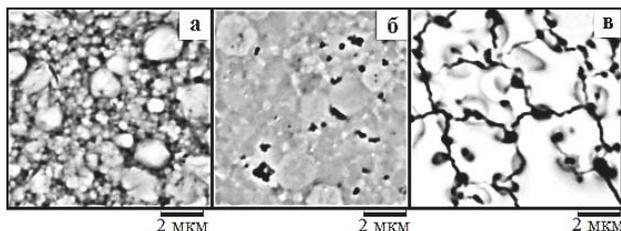


Рис. 1. Керамические образцы после ионной обработки (вид сверху):
a – *b* – непрерывный режим обработки $j = 300$ и 500 мкА/см^2 соответственно;
v – импульсный режим обработки ($W = 5 \text{ Дж/см}^2$, $N = 2$)

Установлено, что воздействие ионной обработки в импульсном режиме при плотности энергии $3,5$ и 5 Дж/см^2 сопровождается оплавлением поверхности керамики и образованием сетки трещин, что приводит к невозможности измерения твердости поверхности по методу восстановленного отпечатка. Требуется провести измерения по методу динамического индентирования. Ионная обработка в непрерывном режиме при плотности тока 300 мкА/см^2 и флюенсе $1,1 \cdot 10^{17}$ и $5 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-2}$ приводит к увеличению твердости поверхностных слоев циркониевой керамики. Степень увеличения определяется режимами радиационной обработки. При подборе режимов облучения можно добиться упрочнения керамики в микро- и нанодиапазоне.

ЛИТЕРАТУРА

1. Грибков В.А., Григорьев Ф.И., Калинин В.А., Якушин В.Л. Перспективные радиационно-пучковые технологии обработки материалов: учеб. – М.: Круглый год, 2001. – 528 с.

2. Zhu X.P., Lei M.K., Ma T.C. Characterization of a high-intensity bipolar-mode pulsed ion source for surface modification of materials // Rev. Sci. Instrum. – 2002. – Vol. 73. – P. 1728–1733.

3. Gavrilo N.V., Mesyats G.A., Nikulin S.P. et al. A New Broad Beam Gas Ion Source for Industrial Applications // J. Vac. Sci. Technol. – 1996. – No. 14. – PP. 1050–1055.

УДК 537.525.99

**СИСТЕМА ФОРМИРОВАНИЯ ПЛАЗМЕННОГО АНОДА
НА ОСНОВЕ ТЛЕЮЩЕГО РАЗРЯДА ДЛЯ ИСТОЧНИКА
ИНТЕНСИВНЫХ ПУЧКОВ ЭЛЕКТРОНОВ С СЕТОЧНОЙ
СТАБИЛИЗАЦИЕЙ ГРАНИЦЫ ЭМИССИОННОЙ ПЛАЗМЫ**

***П.В. Москвин, м.н.с.; В.Н. Девятков, н.с.; И.В. Лопатин, м.н.с.;
М.С. Воробьев, н.с.***

*Научный руководитель Н.Н. Коваль, проф., д.т.н.
г. Томск, ИСЭ СО РАН, pavelmoskvin@mail.ru*

Приведены результаты исследования разрядной ячейки на основе ионно-плазменной системы с замкнутым дрейфом электронов для создания анодной плазмы в области транспортировки пучка электронов на источнике СОЛО. Анодная плазма генерируется в тлеющем разряде с током до 3 А. Применение полых катодов в конструкции разрядной ячейки позволяет добиться переключения большей части тока разряда на коллектор тока пучка при наложении магнитного поля. Показано, что дополнительный разряд улучшает условия формирования пучка в первые 15 мкс при давлении $\leq 1,6 \times 10^{-2}$ Па, уменьшается время кондиционирования (тренировки) ускоряющего промежутка.

Ключевые слова: источник электронов, плазменный катод, дуговой разряд, плазменный анод, тлеющий разряд.

Интенсивные пучки электронов применяются для модификации поверхности материалов с целью улучшения ее эксплуатационных характеристик. Одним из наиболее перспективных и активно развивающихся направлений использования электронных пучков являются аддитивные технологии. Промышленное применение источников электронов и масштабирование новых технологий с их использованием накладывает требование на надежность работы таких источников и стабильность реализуемых параметров электронного пучка.

В работе [1] для улучшения стабильности работы источника электронов авторами был применен источник ионов, который создавал плазменный анод, что позволилократно повысить электрическую прочность ускоряющего зазора. В настоящей работе в область транспортировки электронного пучка в источнике электронов «СОЛО» с

сеточной стабилизацией эмиссионной границы плазмы [2] внедрена дополнительная разрядная ячейка на основе системы с замкнутым дрейфом электронов с использованием полых катодов (рис. 1).

Разработанная разрядная ячейка плазменного анода функционирует при давлении рабочего газа – аргона ($1,5-7,5$) $\times 10^{-2}$ Па, магнитное поле соленоидов 15 и 16 до 50 мТл. Расстояние от эмиссионной сетки 11 (см. рис. 1) диаметром 40 мм до ближайшего к ней магнитопровода 9 ячейки составляло 72 мм, а от сетки до коллектора 12 – около 400 мм. Реализовано два режима работы ячейки: «дежурный» с током до 14 мА при напряжении горения до 5 кВ и «основной» с током до 3 А при напряжении 500–700 В. Дежурный разряд имеет растущую ВАХ и существует при давлении ниже $1,5 \times 10^{-2}$ Па; ток разряда в основном режиме слабо зависит от напряжения горения. В последнем случае замыкание тока разряда происходит в основном на коллектор 12, на кольцевой анод 18 приходится до 6% от общего тока разряда.

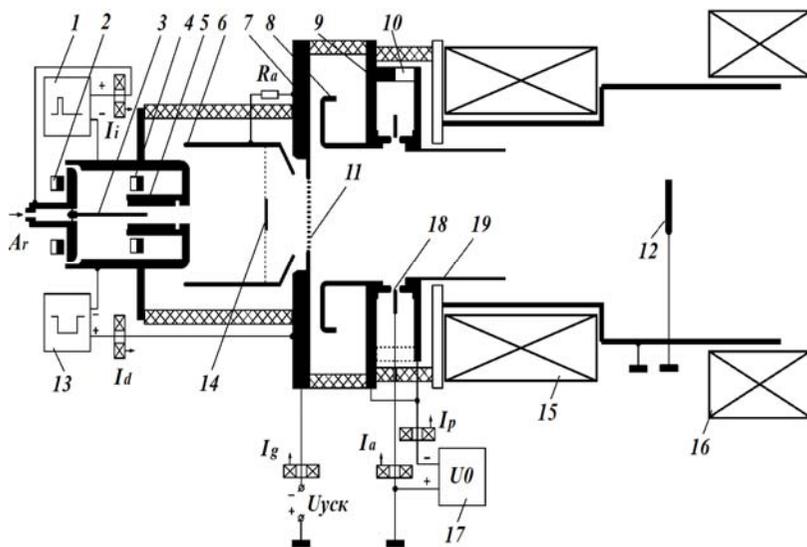


Рис. 1. Схема источника электронов с вспомогательным плазменным анодом: 1 – блок питания инициирующего разряда; 2, 4 – постоянный магнит; 3 – анод инициирующего разряда; 5 – Mg-катод дугового разряда; 6 – анодная вставка; 7 – эмиссионный электрод; 8 – ускоряющий электрод; 9 – магнитопровод; 10 – постоянные магниты; 11 – эмиссионная сетка; 12 – коллектор; 13 – блок питания дугового разряда; 14 – перераспределяющий электрод; 15, 16 – катушки соленоидов; 17 – источник питания генератора анодной плазмы; 18 – кольцевой анод тлеющего разряда; 19 – полый катод

Порядок работы источника электронов следующий: ускоряющее напряжение до -25 кВ к эмиссионному электроду 7 прикладывается в непрерывном режиме, как и питание вспомогательного разряда до -5 кВ от блока 17 на катодные электроды 8, 9 и 19. Анодный разряд горит при этом в «дежурном» режиме. Далее в момент времени t_1 (рис. 2) подается питание на катушки магнитного поля; в момент времени t_2 разряд плазменного анода самопроизвольно переходит в основную форму, амплитуда тока вспомогательного разряда резко увеличивается. Затем в момент времени t_3 , используя блоки питания 1 и 13, формируются катодная (эмиссионная) плазма и электронный пучок. Пучок замыкает разрядную ячейку плазменного анода на время его прохождения (до 250 мкс), затем работа анода восстанавливается в основном режиме.

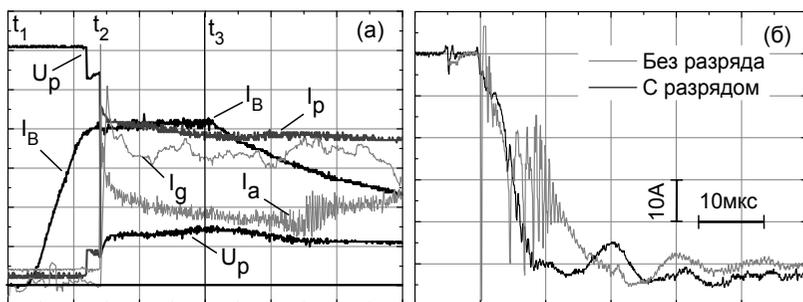


Рис. 2. Типичные осциллограммы основных цепей системы формирования плазменного анода (*a* – давление 2×10^{-2} Па, ускоряющее напряжение 10 кВ, 10 мс/кл.) и тока в ускоряющем промежутке источника электронов (*б* – давление $1,6 \times 10^{-2}$ Па, ускоряющее напряжение 10 кВ).

I_B – ток в катушке 15, 0,5 А/кл.; U_p – напряжение горения плазменного анода, 500 В/кл.; I_p – ток плазменного анода общий, 0,5 А/кл.; I_a – ток кольцевого анода ячейки 0,02 А/кл.; I_g – ток в ускоряющем промежутке, 0,2 А/кл.

Использование разработанной системы для генерации анодной плазмы позволило улучшить стабильность работы источника электронов в момент формирования пучка, избавиться от высокочастотных колебаний эмиссионного тока, возникающих при работе в низких (менее $1,6 \times 10^{-2}$ Па) давлениях (рис. 2), а также расширить диапазон стабильного зажигания дугового разряда в плазменном катоде в сторону меньших, до $7,2 \times 10^{-3}$ Па, давлений и снизить время кондиционирования (тренировки) эмиссионного электрода.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-42-703010.

ЛИТЕРАТУРА

1. Gushenets V., Oks E., Bugaev A. Plasma Optical System Based on an Anode-Layer Plasma Thruster for Intense Electron Beam Transport // 2018 20th International Symposium on High-Current Electronics (ISHCE). – IEEE, 2018. – С. 35–38.
2. Коваль Н.Н., Щанин П.М., Девятков В.Н., Толкачев В.С., Винтизенко Л.Г. Установка для обработки поверхности металлов электронным пучком // Приборы и техника эксперимента. – 2005. – № 1. – С. 135–140.

УДК 538.971:533.9

САМОФОКУСИРОВКА ЭЛЕКТРОННЫХ ПУЧКОВ В ВАКУУМНЫХ ДИОДАХ ИМПУЛЬСНЫХ СИЛЬНОТОЧНЫХ УСКОРИТЕЛЕЙ ЭЛЕКТРОНОВ

В.В. Нгуен, аспирант; А.Р. Байсакова, студентка, ИШНПТ

Научный руководитель В.И. Олешко, проф.

отд. материаловедения, д.ф.-м.н.

г. Томск, НИ ТПУ, nguyenvutpu@gmail.com

Проведены экспериментальные исследования филаментации и самофокусировки электронных пучков в вакуумном диоде сильноточного ускорителя электронов (250 кВ, 2 кА, 12 нс). Показано, что в вакуумных диодах при наносекундной длительности импульса тока пучка и уменьшении межэлектродного зазора реализуются условия, при которых наблюдается кумуляция плотности энергии при взаимодействии электронов с анодом. Установлено, что средняя энергия электронов при филаментации и самофокусировке пучка электронов составляет 50–100 кэВ, а плотность энергии $\sim 10^9$ Дж/см³. Предполагается, что сверхплотные электронные пучки в вакуумных диодах образуются в результате лавинного размножения убегающих электронов в плазме катод-анодного зазора.

Ключевые слова: сильноточный электронный пучок, вакуумный диод, филаментация, самофокусировка.

Сильноточные электронные пучки (СЭП) наносекундной длительности с током ~ 1 кА и плотностью мощности 10^6 – 10^8 Вт/см² широко используются для различных применений, в частности, в радиационной физике и химии твердого тела [1], для диагностики природных и искусственных кристаллов [2], инициирования взрывного разложения высокочувствительных энергетических материалов [3, 4].

В последнее время появились новые задачи, требующие реализации более высоких плотностей мощности электронных пучков $\sim 10^{10}$ – 10^{12} Вт/см². К ним можно отнести разработку методов атомной спектроскопии с испарением пробы СЭП, инициирование взрывного разложения слабочувствительных бризантных взрывчатых веществ,

генерацию мощных ударных волн с интенсивностью, достаточной для откольного разрушения металлических мишеней.

Цель данной работы – изучить условия получения электронного пучка с большой локальной плотностью тока в вакуумном диоде и по результатам исследований оценить его характеристики – пространственное распределение, энергию электронов, а также плотность энергии.

Эксперименты были проведены на импульсном ускорителе электронов с генератором ГИН-600, к которому подключался вакуумный диод. Вакуумный диод был образован трубчатым катодом и плоским анодом. Аспектное отношение $g = R/d$ (где R – радиус катода, d – межэлектродный зазор) варьировалось в диапазоне 0,7–1. Процесс фокусировки исследовался по следам эрозии на анодных пластинах из различных металлов («автографам» электронного пучка) с помощью оптической микроскопии с пространственным разрешением ~ 10 мкм. Характерные следы эрозии («автографы» электронного пучка), образующиеся на облучаемой поверхности медного анода толщиной 180 мкм за один импульс облучения при величине катод-анодного зазора $d = 3$ мм и радиусе полого цилиндрического катода $R = 3$ мм, приведены на рис. 1, а.

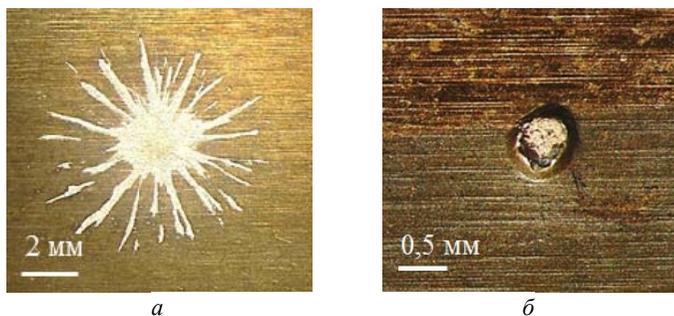


Рис. 1. Фотографии разрушений, образовавшихся на облучаемой (а) и тыльной (б) поверхностях медного анода за один импульс облучения при $L = 180$ мкм, $R = 3$ мм, $d = 3$ мм

Видно, что в результате единичного импульса воздействия на поверхности исследуемого металла формируется геометрическая фигура, напоминающая «звезду» (см. рис. 1, а), среднее число «лучей» в которой составляет ~ 20 при диаметре фигуры ~ 7 –8 мм. При этом на тыльной стороне медной мишени наблюдался откол (см. рис. 1, б).

В экспериментах с алюминиевым анодом толщиной 100 мкм в пятне самофокусировки за один импульс наблюдались отколы как на тыльной, так и на облучаемой поверхности с формированием сквозного отверстия. Следовательно, максимум энерговыделения самосфоку-

сированного электронного пучка был расположен близко к центру облучаемой мишени (т.е. на глубине $\sim 40\text{--}50$ мкм), что и приводит к одновременному отколу как облучаемой, так и тыльной поверхностей мишени с формированием сквозного отверстия. Из экспериментально определенных величин (максимума энерговыделения в алюминиевой мишени и откольной прочности меди) были оценены средняя энергия электронов в филаментах и объемная плотность энергии в пятне самофокусировки, которые составили $50\text{--}100$ кэВ и 10^9 Дж/м³ соответственно.

На основании результатов, полученных в настоящей работе, и известных данных по самофокусировке плотных сильноточных релятивистских электронных пучков (РЭП) [5] можно представить следующую последовательность процессов, приводящих к филаментации и самофокусировке электронного пучка в вакуумном диоде электронного ускорителя. В начале процесса, до появления анодной плазмы, в диоде с полым цилиндрическим катодом наблюдается ламинарный поток электронов, формируемый из катодной плазмы. Под действием электронной бомбардировки возникает анодная плазма. При взаимодействии электронного пучка с анодной плазмой развивается нитевидная неустойчивость, приводящая к филаментации электронного пучка (разбиению его на $18\text{--}20$ нитей токовых каналов). По мере роста тока в филаментах за счет лавинообразного размножения быстрых электронов величина магнитного поля возрастает, что приводит к схлопыванию филаментированных микропучков в центральное пятно фокусировки. Таким образом, в вакуумном диоде формируются два электронных пучка с различными пространственно-временными и энергетическими характеристиками – однородный высокоэнергетический и филаментированный с меньшей энергией электронов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Высокоэнергетическая электроника твердого тела / под ред. Д.И. Вайсбурда. – Новосибирск: Наука, 1982. – 227 с.
2. Solomonov V.I., Mikhailov S.G. Pulse cathodoluminescence and its application for analysis of condensed matter // Ural Branch of RAS. – Ekaterinburg, 2003. – 230 с.
3. Кригер В.Г., Каленский А.В. // Химическая физика. – 1995. – Т. 14. – С. 152–160.
4. Олешко В.И., Зарко В.Е., Лысык В.В., Ципилев В.П., Калмыков П.И. // Письма в ЖТФ. – 2015. – Т. 41, вып. 11. – С. 10–15.
5. Гарумов Э.Э. Получение и фокусировка сильноточных релятивистских электронных пучков в диодах // Генерация и фокусировка сильноточных релятивистских электронных пучков / под ред. Л.И. Рудакова. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – С. 122–181.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ СОЗДАНИЯ ПОКРЫТИЙ НА ПОЛИПРОПИЛЕНЕ МЕТОДОМ ИСПАРЕНИЯ МИШЕНИ ИЗ НИТРИДА БОРА ИМПУЛЬСНЫМ ЭЛЕКТРОННЫМ ПУЧКОМ

*А.В. Казаков, А.В. Медовник, доценты каф. физики;
А.В. Никоненко, аспирант, каф. физики
г. Томск, ТУСУР, andrykazakov@gmail.com*

Проведены исследования возможности формирования покрытий на полипропилене методом испарения керамической мишени из нитрида бора импульсным электронным пучком в форвакууме. На полипропилене получены покрытия, в составе которых регистрируются бор и азот, что свидетельствует о формировании покрытий на основе нитрида бора.

Ключевые слова: импульсный электронный пучок, полипропилен, напыление, нитрид бора.

Полипропилен в настоящее время широко применяется в различных сферах благодаря своим отличным химическим и физическим свойствам (например, высокая химическая стойкость и хорошие оптические свойства) [1]. Это стимулирует развитие методов обработки данного полимера, в частности разрабатываются методы поверхностной модификации полипропилена [2, 3]. С целью изменения и улучшения поверхностных свойств металлов широко используют методы, основанные на формировании тонких пленок и покрытий на поверхности, в частности создаются покрытия из гексагонального нитрида бора [4]. Покрытия на основе нитрида бора (BN) целесообразно попробовать использовать для улучшения поверхностных свойств полипропилена. В то же время методы формирования покрытий из нитрида бора на металлах не могут быть использованы для полипропилена без нежелательных изменений свойств последнего. Форвакуумные источники электронов способны обеспечить непосредственное воздействие пучка на диэлектрические материалы [5], к которым относятся керамика из гексагонального нитрида бора. Поэтому альтернативным способом создания покрытий на основе BN может стать метод, основанный на испарении керамической мишени из нитрида бора импульсным электронным пучком в форвакуумном диапазоне давлений.

Цель настоящей работы заключалась в исследовании возможности формирования покрытий на основе нитрида бора на полипропилене методом испарения керамики из нитрида бора импульсным низко-

энергетичным электронным пучком в форвакуумном диапазоне давлений.

Экспериментальная установка и методика эксперимента.

Схема экспериментальной установки представлена на рис. 1. Генерация низкоэнергетичного электронного пучка 1 осуществлялась импульсным плазменным источником электронов [6] 2, который размещался на вакуумной камере 3. Рабочее давление составляло 4 Па (воздух). Фокусирующая система 4 обеспечивала увеличение плотности тока пучка. Керамическая мишень 5 из нитрида бора размещалась в графитовом тигле 6. Образцы (подложки) 7 из полипропилена ($15 \times 15 \times 1$ мм³) размещались на держателе 8. Первичное облучение керамики с целью очистки производилось при экранировании полимерных подложек защитным экраном 9. Затем экран убирался и осуществлялось испарение керамики электронным пучком с параметрами $U_a = 8$ кВ, $I_e = 25$ А и $\tau_d = 5$ мс.

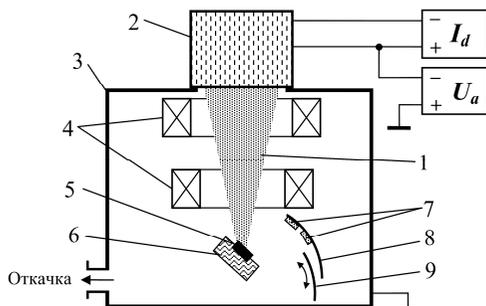


Рис. 1. Схема экспериментальной установки

Результаты экспериментов и их анализ. На рис. 2 представлена полученная с помощью растрового электронного микроскопа Hitachi TM-1000 микрофотография покрытия на поверхности полипропилена. Покрытия, сформированные после осаждения паров керамики из нитрида бора, получились достаточно равномерные по всей поверхности полипропиленовых подложек. В то же время на поверхности присутствуют макрочастицы и дефекты, вызванные бомбардировкой поверхности макрочастицами испаряемой керамики, что нарушает однородность покрытия.

Энергодисперсионный анализ, проведенный с помощью микроанализатора SwiftED, показал, что в составе покрытий присутствуют бор (В) и азот (N). Наличие спектральной линии углерода (С) обусловлено материалом подложки, а присутствие линии кислорода (О) может быть обусловлено разрушением соединения BN электронным пучком при испарении с последующим окислением бора.

Полученные результаты свидетельствуют о возможности формирования покрытий на полипропилене методом испарения керамической мишени из нитрида бора импульсным электронным пучком в форвакуумном диапазоне давлений. Однако для формирования однородных покрытий необходимы более детальные исследования режимов испарения нитрида бора и условий осаждения его паров на поверхности полипропилена.

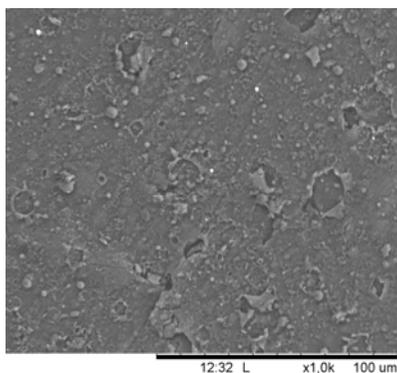


Рис. 2. Микрофотография покрытия на поверхности полипропилена (увеличение в 1000 раз)

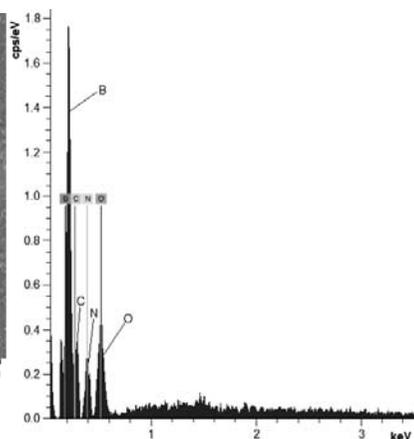


Рис. 3. Энергодисперсионный спектр покрытия на полипропилене

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 17-08-00239.

ЛИТЕРАТУРА

1. Уайт Дж.Л., Чой Д.Д. Полиэтилен, полипропилен и другие полиолефины / пер. с англ. яз. под ред. Е.С. Цобкалло. – СПб.: Профессия, 2006. – 256 с.
2. Pavasupree S., Dubas S.T., Rangkupan R. Surface modification of polypropylene non-woven fibers with TiO_2 nanoparticles via layer-by-layer self assembly method: Preparation and photocatalytic activity // *Journal of Environmental Sciences*. – 2015. – Vol. 37. – P. 59–66.
3. Hai T.A.P., Matsukuma H., Sugimoto R. Surface modification of polypropylene with poly (3-hexylthiophene) via oxidative polymerization // *Reactive and Functional Polymers*. – 2018. – Vol. 122. – P. 167–174.
4. Husain E., Narayanan T.N., Taha-Tijerina J.J. et al. Marine corrosion protective coatings of hexagonal boron nitride thin films on stainless steel // *ACS applied materials & interfaces*. – 2013. – Vol. 5(10). – P. 4129–4135.
5. Бурдовицин В.А. и др. Опыт разработки и применения форвакуумных плазменных электронных источников // *Доклады ТУСУР*. – 2016. – Т. 19, № 2. – С. 5–10.
6. Казаков А.В., Бурдовицин В.А., Медовник А.В., Окс Е.М. Форвакуумный импульсный плазменный источник электронов на основе дугового разряда // *Приборы и техника эксперимента*. – 2013. – № 6. – С. 50–53.

ИССЛЕДОВАНИЕ СПЕКТРА ПРОПУСКАНИЯ ПЛЕНОК ПОЗИТИВНЫХ ФОТОРЕЗИСТОВ

А.А. Почтарь, студентка каф. ФЭ

*Научный руководитель И.А. Чистоедова, доцент каф. ФЭ ТУСУР, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, anapochtar@gmail.com*

Приведены результаты исследований влияния режимов термообработки на оптические свойства пленок позитивного фоторезиста. Установлено влияние температуры и времени термообработки на коэффициент пропускания фоторезистивной пленки. Определены оптимальные режимы термообработки пленок позитивного фоторезиста марки ФП-9120-2.

Ключевые слова: тонкие пленки, фоторезист, термообработка, спектр пропускания, коэффициент пропускания.

Одним из основных материалов маскирующего покрытия при создании современных приборов нано- и микросистемной техники являются фоторезисты. В зависимости от режимов термообработки будут изменяться свойства пленки фоторезиста, которые оказывают влияние на качество дальнейшего процесса фотолитографии, что скажется влияние и на последующих технологических процессах. Наряду с изменением толщины и равномерности пленки фоторезиста [1] происходит и изменение ее оптических характеристик в области длин волн излучения 300–800 нм [2].

Исследования влияния режимов термообработки на изменение оптических характеристик пленки фоторезиста проводились на примере пленок позитивного фоторезиста марки ФП-9120-2 [3].

Для исследования изменения спектра пропускания пленки в зависимости от режимов термообработки был проведен ряд экспериментов.

Стеклопластиковая пластина размерами 60×48 мм предварительно очищалась [4]. Далее на очищенную пластину методом центрифугирования наносился фоторезист. После нанесения фоторезиста на стеклопластиковую пластину помещалась на печь для термообработки пленки.

Сушка фоторезиста проводилась при температуре от 40 до 120 °С с фиксированным временем 15 мин, а также при фиксированной температуре сушки 90 °С с изменением времени выдержки от 5 до 30 мин. После термообработки пленки фоторезиста при каждом режиме снимался спектр пропускания пленки в диапазоне длин волн от 300 до 800 нм.

На рис. 1, 2 представлены графические зависимости коэффициента пропускания от длины волны и режимов термообработки.

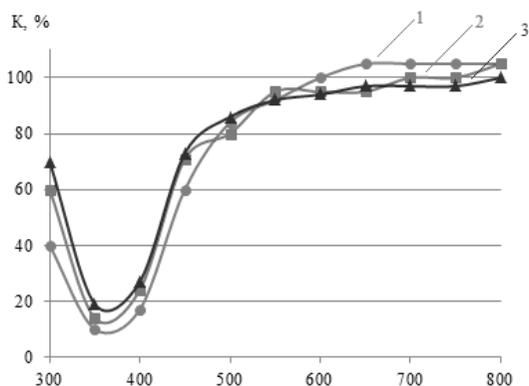


Рис. 1. Зависимость коэффициента пропускания пленки фоторезиста ФП-9120-2 от длины волны при температуре сушки 90 °С и при различном времени: 1 – до сушки; 2 – сушка в течение 15 мин; 3 – сушка в течение 30 мин

Длительная выдержка при температуре сушки 90 °С привела к повышению коэффициента пропускания в области ближнего ультрафиолета и к незначительному снижению в видимой области спектра.

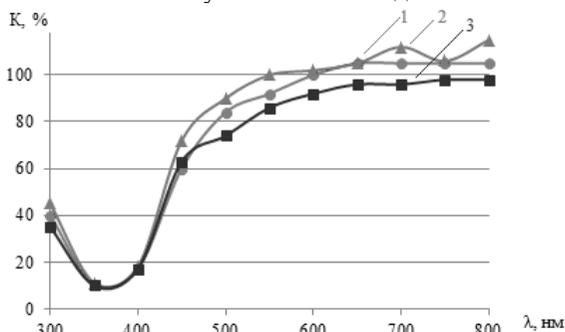


Рис. 2. Зависимость коэффициента пропускания пленки фоторезиста ФП-9120-2 от длины волны при времени сушки 15 мин и при различной температуре: 1 – до сушки; 2 – при температуре сушки 90 °С; 3 – при температуре сушки 120 °С

Изменение температуры сушки от 40 до 120 °С при времени сушки 15 мин не повлияло на коэффициент пропускания пленки фоторезиста в области ближнего ультрафиолета. В видимой области спектра наблюдается повышение коэффициента пропускания при температурах сушки до 90 °С. Дальнейшее повышение температуры до 120 °С приводит к снижению коэффициента пропускания пленки фоторезиста марки ФП-9120-2.

В ходе выполнения работы установлено влияние температуры и времени термообработки на коэффициент пропускания пленки позитивного фоторезиста марки ФП-9120-2. На основе полученных данных сделан вывод, что при термообработке пленки фоторезиста при температуре 90 °С в течение 15 мин наблюдается увеличение коэффициента пропускания в области ближнего ультрафиолета ($\lambda = 300\text{--}400$ нм), что приводит к повышению разрешающей способности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Почтарь А.А. Влияние термообработки на свойства позитивных фоторезистов / А.А. Почтарь, И.А. Чистоедова // Наука. Технологии. Инновации: сб. науч. трудов: в 9 ч. / под ред. А.В. Гадюкиной. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2018. – Ч. 3. – С. 246–249.
2. Моро У. Микролитография: в 2 ч. – Ч. 2: пер. с англ. У. Моро. – М.: Мир, 1990. – 632 с.
3. ТУ 2378-015-29135749–2015. Серия позитивных фоторезистов ФП-9120-1,0; ФП-9120-1,8; ФП-9120-2,0. Технические условия. – М.: Фраст-М, 2015. – 35 с.
4. Цветкова А.А., Койшманова С.С. Жидкостная химическая очистка керамических подложек // Журнал «SCI-ARTICLE.RU». – Декабрь 2017 [Электронный ресурс]. – URL: <http://sci-article.ru/stat.php?i=1512481629> (дата обращения: 25.02.2019).

УДК 621.3.095.3

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ РАСПОЛОЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОДА НА НАПРЯЖЕННОСТЬ ПОЛЯ В Р-ОБЛАСТИ ВОЛНОВОДНОЙ PIN-СТРУКТУРЫ

Р.Ю. Шагеев, студент каф. ФЭ.

Научный руководитель И.В. Кулинич, инж.-технолог 1-й кат.

АО «МИКРАН»

г. Томск, ТУСУР, shageevr@gmail.com

Ставится задача рассмотреть влияние расположения электрода на напряженность поля в волноводной pin-структуре. В результате анализа выявлено, что расположение электрода по центру pin-структуры является более подходящим решением для использования в оптических модуляторах, так как моделирование показало наименьшее изменение напряженности поля, нежели в случае с электродом, расположенным с краю.

Ключевые слова: фотоника, pin-структура, электрод, напряженность поля.

В процессе изготовления кристалла ИМС фотолитография повторяется многократно, и необходимо каждый раз осуществлять совме-

вление рисунков топологии ИМС. Фотошаблон, несущий рисунок металлических контактов, должен быть точно ориентирован относительно пластины, в которой уже сформированы волноводы. Для совмещения используют сложные оптикомеханические комплексы, позволяющие осуществлять совмещение визуально, вручную и автоматически. В первом случае сначала проводят совмещение визуально (так называемое грубое совмещение), а затем точное совмещение по реперным знакам с точностью в пределах 1 мкм. Автоматизированный способ совмещения обеспечивает точность совмещения до 0,1 мкм [1].

В работе рассматривается влияние расположения электрода на стабильность модуляции оптического сигнала.

На рис. 1 p -область pin -структуры представляет собой гетероструктуру, состоящую из слоев с разными материалами и концентрацией носителей заряда [2]. При подаче напряжения на электрод ток протекает к заземленной нижней границе структуры для дальнейшей модуляции сигнала в i -слое.

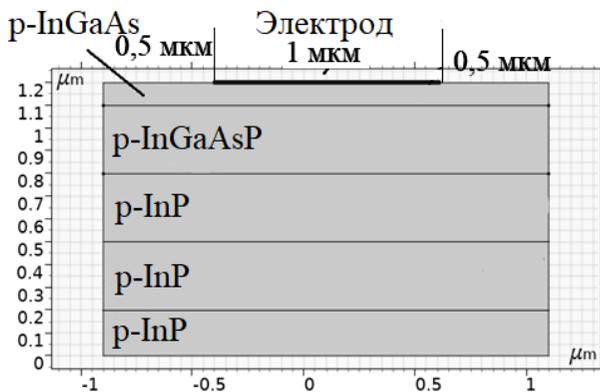


Рис. 1. Модель p -области pin -структуры с электродом посередине

Результаты работы. Для исследования влияния расположения электрода была смоделирована p -область волноводной pin -структуры.

В модели ширина электрода была задана равной 1 мкм, ширина всей структуры – 2 мкм. Расположение электрода изменялось от центра к левому краю с шагом 0,1 мкм, напряжение на электроде установлено равным 5 В. На рис. 2 представлена зависимость напряженности поля от x -координаты структуры. Видно, что по мере приближения к нижней границе структуры (0 мкм) изменение значения напряженности поля на оси X сводится к минимуму, что важно для стабильной модуляции света.

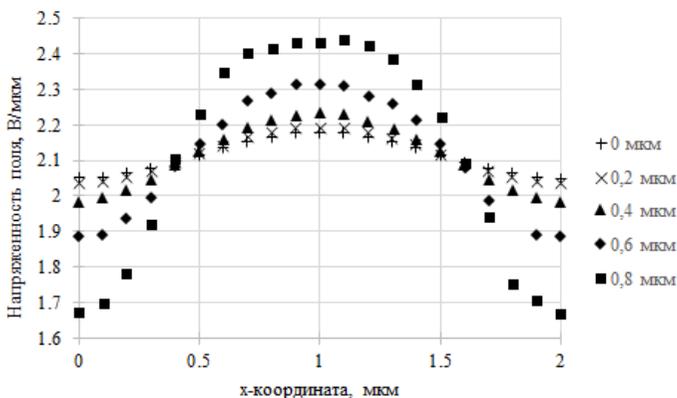


Рис. 2. Зависимость напряженности поля от x-координаты

Далее было проведено сравнение графиков зависимости напряженности поля на нижней границе структуры от x-координаты при различных расположениях электрода. График зависимости представлен на рис. 3.

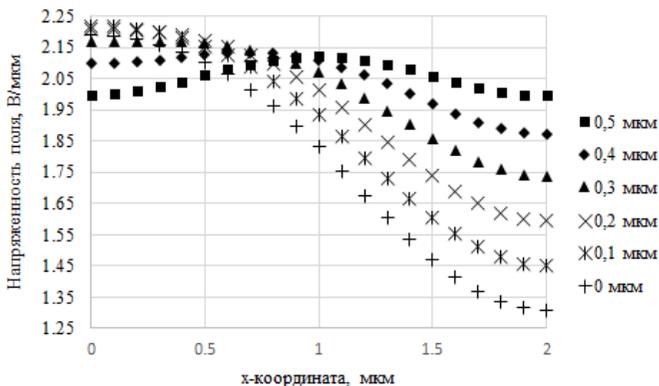


Рис. 3. Зависимость напряженности поля на нижней границе структуры от x-координаты

Видно, что по мере смещения электрода к краю структуры изменение величины напряженности поля увеличивается. Для наглядности на рис. 4 представлена зависимость напряженности поля от расстояния между электродом и краем структуры.

В случае с расположением электрода посередине значение напряженности поля на нижней границе структуры изменяется на всей

оси X на $0,01 \text{ А/мкм}^2$, тогда как в случае с расположением электрода на левом краю структуры – $0,88 \text{ В/мкм}$, что превышает значение в случае с электродом посередине в 88 раз.

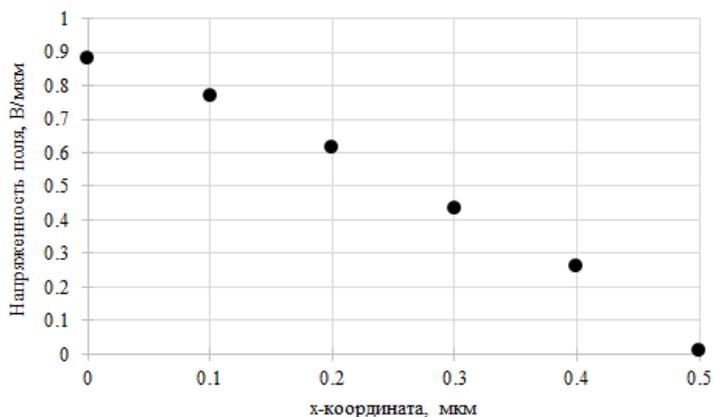


Рис. 4. Зависимость напряженности поля от расстояния между электродом и краем структуры

Из полученных результатов следует, что электрод, расположенный по центру p -области pin -структуры дает наилучшую стабильность модуляции для использования в оптических модуляторах, так как моделирование показало наименьшее изменение значения напряженности поля на нижней границе p -структуры, нежели в случае с электродом, расположенным с краю. Смещение электрода от центра на $0,1 \text{ мкм}$ приводит к изменению значения напряженности поля на $\sim 0,12 \text{ В/мкм}$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Моро У. Микролитография: в 2 ч. – Ч. 1: пер. с англ. – М.: Мир, 1990. – 605 с.
2. Marcuse D. Light Transmission Optics; Van Nostrand Reinhold. – New York, NY, USA, 2006.

**ОТКЛОНЕНИЕ ШИРОКОГО ЭЛЕКТРОННОГО ПУЧКА
ОТ ПРОДОЛЬНОЙ ОСИ ИСТОЧНИКА
С ПЛАЗМЕННЫМИ КАТОДОМ И АНОДОМ**

В.И. Шин, магистрант каф. ЭП ТУСУР;

С.Ю. Дорошкевич, магистрант НИ ТПУ;

П.В. Москвин, м.н.с. ИСЭ СО РАН

Научный руководитель М.С. Воробьев, н.с. ИСЭ СО РАН, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, sheen1996@mail.ru

В источнике электронов с сетчатым плазменным катодом и плазменным анодом с открытой границей плазмы проведены исследования по отклонению электронного пучка от продольной оси источника ведущим магнитным полем. Проведены сравнения основных параметров пучка с системой отклонения и без нее.

Ключевые слова: плазменный катод, отклонение электронного пучка.

Одними из перспективных источников электронов, пригодных для использования в материаловедческих целях [1], являются источники с плазменными катодами, основными достоинствами которых являются: малая инерционность, высокие значения эмиссионного тока, не зависящая друг от друга регулировка параметров пучка и др. [2].

Вне зависимости от типа источника электронов взаимодействие пучка с мишенью приводит к интенсивной десорбции газа, испарению загрязнений с поверхности мишени, к плавлению мишени, а также к ионизации паров электронным пучком, образуя коллекторную плазму. Несмотря на то, что скорость газа достаточно низкая ($\sim 10^4$ см/с), пары могут достигать эмиссионного электрода, загрязняя его поверхность, следовательно, снижать электрическую прочность ускоряющего промежутка [3]. Наличие коллекторной плазмы, скорость расширения которой $\sim 10^6$ см/с, приводит к образованию ионного потока, который либо заряжает на сетке диэлектрические включения, либо вызывает нарушение слоевой стабилизации границы эмиссионной плазмы, что также снижает электрическую прочность ускоряющего зазора [2].

Для устранения этого недостатка в данной работе было принято решение осуществить отклонение электронного пучка от продольной оси источника (рис. 1). В экспериментах использовался источник электронов с плазменным катодом с сеточной стабилизацией границы эмиссионной плазмы и плазменным анодом, граница которого открыта. Пунктиром обведена разработанная магнитная система отклонения электронного пучка, состоящая из соленоидов 1–5 и секторного отвода 6. Для транспортировки пучка в трубе дрейфа имеются соленоиды 7, 8.

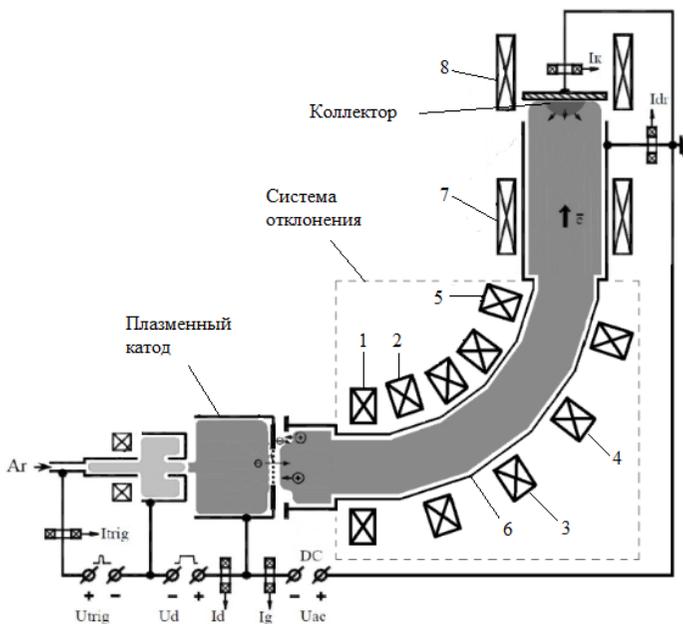


Рис. 1. Схема импульсно-пучковой установки с плазменным катодом

Параметры, при которых фиксировались распределение плотности энергии и профиль пучка: ускоряющее напряжение $U_{ac} = 14$ кВ, давление в камере $P = 45$ мПа, длительность импульса $t = 50$ мкс, ток пучка $I = 170$ А, магнитное поле в соленоидах 1–5 равно $B_1 \approx 30$ мТл, в соленоидах 7, 8 магнитное поле $B_2 \approx 50$ мТл.

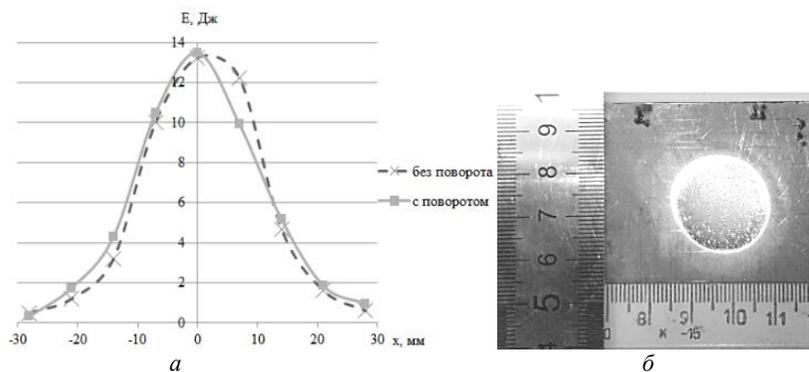


Рис. 2. Распределение плотности энергии пучка (а) и автограф пучка на титановой пластине (б)

Как видно из рис. 2, распределение плотности энергии и автограф пучка после отклонения практически не изменились.

Введем коэффициент стабильности работы источника электронов $S = N_{\text{цел}}/N$, где $N_{\text{цел}}$ – количество импульсов, прошедших без электрического пробоя в течение всей длительности импульса тока пучка, N – общее количество импульсов. Мишенью является алюминиевая пластина.

Таблица 1

Коэффициент стабильности в режимах, предельных для источника без системы отклонения

Режимы работы ускорителя				Без системы отклонения	С системой отклонения
P , мПа	U_{ac} , кВ	t , мкс	I , А	S	S
25	14	50	230	0,54	0,9
25	14	150	110	0,26	1
25	20	50	160	0,42	1
25	20	150	55	0,8	1
45	14	50	170	0,44	0,9
45	14	150	85	0,52	1
45	20	50	105	0,66	0,8
45	20	150	35	0,82	1

Таблица 2

Предельные режимы для ускорителя с системой отклонения

Режимы работы ускорителя с системой отклонения электронного пучка				Коэффициент стабильности
P , мПа	U_{ac} , кВ	t , мкс	I , А	S
25	14	50	380	0,48
25	14	150	330	0,2
25	20	50	370	0,74
25	20	150	330	0,8
45	14	50	200	0,28
45	14	150	190	0,68
45	20	50	190	0,48
45	20	150	180	0,8

Экспериментально показано, что введение системы отклонения электронного пучка в конструкцию описанного источника позволяет до 6-ти раз увеличить электрическую прочность ускоряющего зазора, и тем самым расширить предельные параметры электронного пучка. Из табл. 1, 2 видно, что имеются разные механизмы электрического пробоя ускоряющего зазора: первый связан с общим энергосодержанием пучка, а другой – с нарушением стабилизации границы эмиссионной плазмы.

Работа выполнена за счет гранта РНФ, проект № 18-79-00011.

ЛИТЕРАТУРА

1. Молоковский С.И., Сушков А.Д. Интенсивные электронные и ионные пучки. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1991. – 304 с.
2. Окс Е.М. Источники электронов с плазменным катодом: физика, техника, применения. – Томск: Изд-во НТЛ, 2005. – 216 с.
3. Завьялов М.А., Крейндель Ю.Е., Новиков А.А., Шантурин Л.П. Плазменные процессы в технологических электронных пушках. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 256 с.

УДК 537.533

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КОМПОЗИЦИОННОГО ЭМИССИОННОГО ЭЛЕКТРОДА С ОДИНОЧНЫМ КАНАЛОМ В ФОРВАКУУМНОМ ПЛАЗМЕННОМ ИСТОЧНИКЕ ДЛЯ ПОЛУЧЕНИЯ СФОКУСИРОВАННЫХ ПУЧКОВ С ВЫСОКОЙ УДЕЛЬНОЙ МОЩНОСТЬЮ

И.Ю. Бакеев, м.н.с. каф. физики;

М.А. Бармин, К.А. Василькевич, студенты каф. ФЭ

Научный руководитель Е.М. Окс, профессор, д.т.н.

г. Томск, ТУСУР, bakeeviyu@mail.ru

Представлены результаты ресурсных испытаний форвакуумного источника электронного пучка высокой удельной мощности с эмиссионным электродом, изготовленным из различного материала. Показано, что помимо использования в качестве материала традиционного для плазменных источников тантала, может применяться керамика на основе оксида алюминия, которая обеспечивает большее время работы.

Ключевые слова: плазменный источник, электронный пучок, форвакуум, материал эмиссионного электрода.

На сегодняшний день практическое применение находят форвакуумные источники электронов с плазменным катодом [1]. Их отличительной особенностью является способность к генерации пучков в области давлений 1–100 Па, которые достигаются использованием лишь предварительной механической системы откачки. Это снижает экономические и энергетические ресурсы. Значительный вклад в их развитие вносит тот факт, что они обладают уникальной возможностью: обработкой диэлектриков [1]. В том числе последние достижения в исследовании процессов получения сфокусированных пучков позволяют производить прецизионные операции над диэлектриками, такие как сварка, резка [2]. При этом электронный пучок с высокой удельной мощностью получается при использовании лишь одиночного эмиссионного канала в эмиссионном электроде. Интенсивный по-

ток частиц обратного ионного потока в ускоряющей промежутке при форвакуумном давлении приводит к износу стенок эмиссионного канала, что ограничивает ресурс работы подобных источников. Целью настоящей работы являлось исследование ресурса работы эмиссионных электродов с одиночным эмиссионным каналом в зависимости от материала электрода.

Методика эксперимента. Генерация электронного пучка *1* осуществлялась форвакуумным источником электронов *2* путем их извлечения из плазмы полого катода *3* через одиночный эмиссионный канал в аноде *4*. Конструкция форвакуумного источника и принцип работы подробно изложены в [2].

Структура композиционного эмиссионного электрода представлена на рис. 1, б. Он состоял из трех пластин: верхней и нижней пластины из тантала (*9* и *10* на рис. 1, б), предназначенных для фиксации между собой пластины с эмиссионным каналом диаметром 1,2 мм (*11* на рис. 1, б). Для исследования использовались пластины с эмиссионным каналом из трех материалов: нержавеющая сталь, тантал и керамика на основе оксида алюминия. Ресурсные испытания проводились при мощности электронного пучка $P = 3$ кВт, которая обеспечивалась при энергии электронов пучка 30 кэВ и токе пучка 100 мА. Плотность мощности такого пучка составляет порядка 10^6 Вт/см².

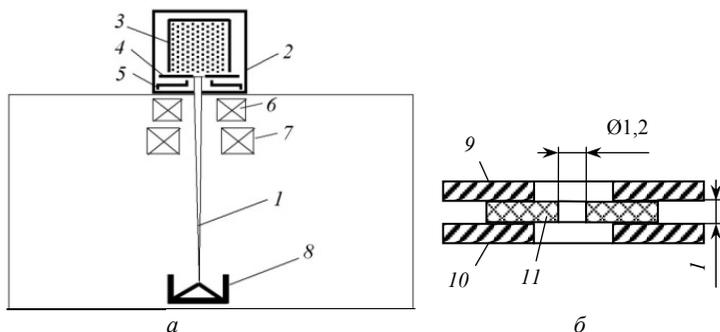


Рис. 1. Схема экспериментальной установки: *1* – электронный пучок; *2* – форвакуумный источник электронов; *3* – катод; *4* – анод (анод с перфорированным электродом); *5* – экстрактор; *6* – магнитная линза; *7* – магнитная отклоняющая система; *8* – цилиндр Фарадея; *9* – верхняя пластина из тантала; *10* – нижняя пластина из тантала; *11* – пластина с эмиссионным каналом

Результаты. Зависимость времени стабильной работы электронного источника с пластиной эмиссионного электрода в зависимости от материала электрода представлена на рис. 2. Из представленных ре-

зультатов видно, что наибольший ресурс работы форвакуумного источника обеспечивает пластина эмиссионного электрода из тантала (100 мин) и керамики (120 мин). Характер изменения состояния эмиссионного канала после работы для этих материалов различен. Для танталовой пластины длительная работа источника приводит к распылению стенок канала, и тем самым увеличению его диаметра. Это приводило к постепенному увеличению тока пучка и в конечном счете к пробое ускоряющего промежутка к концу указанного промежутка времени. Диаметр эмиссионного канала после работы составил 1,3 мм (рис. 3). В пластине из керамики диаметр канала остался практически неизменным, однако на пластине со стороны, обращенной в сторону ускоряющего промежутка вокруг эмиссионного канала, обнаруживаются следы оплавления из-за нагрева обратным ионным потоком (см. рис. 3).

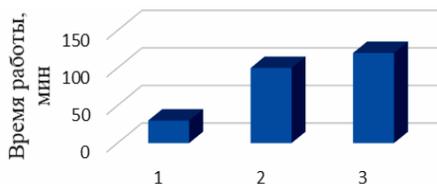


Рис. 2. Зависимость времени работы от материала эмиссионного электрода

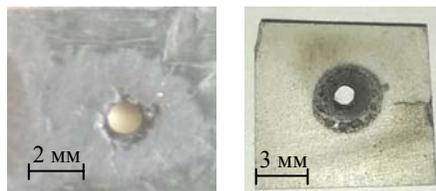


Рис. 3. Фотография эмиссионного канала после ресурсных испытаний: слева – тантал; справа – керамика

Заключение. Был исследован ресурс работы форвакуумного источника при использовании различного материала эмиссионного электрода (сталь, тантал, керамика). Показано, что наибольший ресурс обеспечивается при использовании тантала и керамики.

Работы выполнены при поддержке гранта РФФИ 18-38-00305.

ЛИТЕРАТУРА

1. Burdovitsin V.A., Klimov A.S., Oks E.M. On the possibility of electron-beam processing of dielectrics using a forevacuum plasma electron source // *Technical Physics Letters*. – 2009. – Vol. 35, No. 6. – P. 511–513.
2. Бурдовицин В.А. Опыт разработки и применения форвакуумных плазменных электронных источников / В.А. Бурдовицин, И.Ю. Бакеев, А.А. Зенин и др. // *Доклады ТУСУР*. – 2016. – № 2. – С. 5–10.

ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВОЕ ФОРМИРОВАНИЕ ПОКРЫТИЯ ИЗ ПОРОШКОВОГО МАТЕРИАЛА НА ОСНОВЕ ОКСИДА АЛЮМИНИЯ НА СТАЛИ МАРКИ Р6М5

*И.Ю. Бакеев, м.н.с. каф. физики,
М.А. Бармин, К.А. Василькевич, студенты каф. ФЭ
Научный руководитель Е.М. Окс, проф., д.т.н.
г. Томск, ТУСУР, bakeeviyu@mail.ru*

Представлены результаты исследования возможности электронно-лучевого нанесения покрытия из керамического порошка на сталь марки Р6М5. Представлены режимы электронно-лучевого облучения и характер изменения поверхности образцов стали после обработки.

Ключевые слова: плазменный источник, электронный пучок, форвакуум, керамическое покрытие.

Форвакуумные электронные источники [1] благодаря возможности эффективной передачи энергии обрабатываемой электрически непроводящей поверхности могут находить разнообразные применения для локального прецизионного нагрева высокотемпературных диэлектриков, к примеру, резка кварцевого стекла, селективное спекание керамического порошка [1]. Кроме того, нанесение тонкого порошкового керамического материала на поверхность металла и обработка поверхности такими источниками должны приводить к образованию прочного износостойкого покрытия [2]. Такой способ формирования керамических покрытий непосредственно на изделии электронным пучком ранее не применялся ввиду процесса зарядки частиц порошка и стал возможным лишь благодаря развитию форвакуумных источников.

Целью данной работы являлось провести эксперименты по формированию покрытия из порошкового керамического материала на основе оксида алюминия на стали марки Р6М5 форвакуумным источником электронов.

Техника эксперимента. Схема экспериментальной установки с форвакуумным плазменным источником электронов представлена на рис. 1. Конструкция форвакуумного источника и особенности его работы изложены в [1]. Обработка образцов нержавеющей стали с нанесенным на них керамическим порошком 8 производилась электронным пучком в двух режимах: постоянным широким и узкофокусированным, сканирующим поверхность образцов. Эксперименты проводились при давлении рабочего газа (гелия) $p = 30$ Па, ускоряющем напряжении $U_a = 30$ кВ.

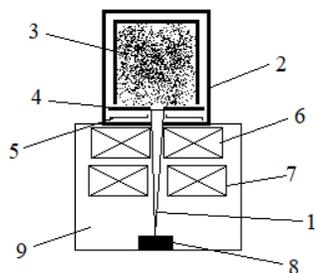


Рис. 1. Схема экспериментальной установки и форма катодной полости: 1 – электронный пучок; 2 – форвакуумный источник электронов; 3 – катод; 4 – анод; 5 – экстрактор; 6 – магнитная линза; 7 – магнитная отклоняющая система; 8 – образец стали Р6М5; 9 – вакуумная камера



Рис. 2. Образцы после обработки электронным пучком. *a* – образец, обработанный широким пучком (плотность мощности 250 Вт/см^2); *б* – узким сканирующим пучком (плотность мощности 1 кВт/см^2); 1 – область, на которую был нанесен керамический порошок; 2 – область без нанесения керамического порошка

Результаты. На рис. 2 представлены образцы нержавеющей стали с нанесенной на них порошковой керамикой после обработки электронным пучком. Как видно из прикрепленных фотографий, наилучшая однородность покрытия обеспечивается при обработке узким сканирующим пучком (см. рис. 2, *б*). При использовании широкого пучка не удается получить контролируемого процесса модификации лишь поверхностного слоя (см. рис. 2, *а*). На рис. 3 представлены диаграммы содержания химических элементов, полученные при помощи энергодисперсионного анализа. Наряду с исходным составом стали Р6М5 (см. рис. 3, *а*) в покрытии обнаруживается значительная доля элементов керамического материала (см. рис. 3, *б*).

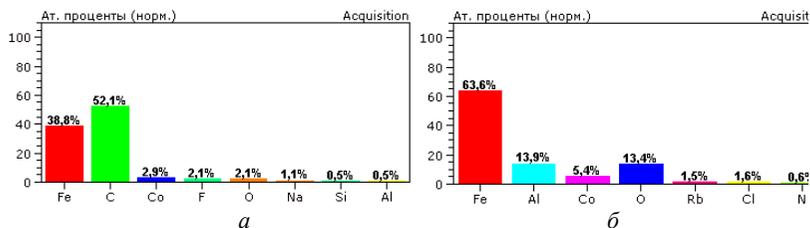


Рис. 3. Диаграммы содержания химических элементов на поверхности образца после обработки электронным пучком: *a* – область образца, не покрытая керамическим порошком; *б* – покрытая область

Заключение. Продемонстрированы результаты электронно-лучевого формирования покрытия из порошкового материала на основе оксида алюминия на стали марки Р6М5. Из проделанной работы можно сделать вывод, что процесс сплавления керамики с металлом узким плавным движущимся пучком является наиболее контролируемым и оптимальным с точки зрения однородности структуры полученного покрытия.

Работа выполнена в рамках программы «УМНИК» № 12891ГУ/2018.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бурдовицин В.А. Опыт разработки и применения форвакуумных плазменных электронных источников / В.А. Бурдовицин, И.Ю. Бакеев, А.А. Зенин и др. // Доклады ТУСУР. – 2016. – № 2. – С. 5–10.
2. Гурьев М.А., Иванов С.Г., Гурьев А.М. Упрочнение литых деталей поверхностным легированием // Проблемы и перспективы развития литейного, сварочного и кузнечно-штамповочного производств. – 2009. – С. 40–46.

УДК 621.382

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВРЕМЕНИ ЗАДЕРЖКИ СИГНАЛА НА МЕТАЛЛИЗАЦИИ СБИС

А.Д. Заречнев, магистрант каф. ФЭ

*Научный руководитель Т.И. Данилина, проф. каф. ФЭ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, Zzarechnev.a@yandex.ru*

Представлены результаты моделирования времени задержки сигнала на металлизации СБИС. В результате моделирования получены емкостные и резистивные характеристики металлизации с учетом ширины, толщины и числа уровней металлизации. Предложена методика расчета времени задержки сигнала, позволяющая на основе результатов моделирования в среде COMSOL Multiphysics прогнозировать величину задержки сигнала с учетом паразитных составляющих емкости металлизации.

Ключевые слова: металлизация, СБИС, время задержки, модель.

В настоящее время сверхбольшие интегральные схемы (СБИС) представляют собой сложные многослойные структуры. Формирование подобных структур основано на уменьшении всех геометрических размеров элементов схемы и на увеличении числа уровней металлизации, однако это приводит к усложнению задачи расчета времени задержки сигнала. Таким образом, проблема методики расчета времени задержки сигнала актуальна на сегодняшний день и требует усовершенствования.

В данной работе проводилось моделирование емкостных и резистивных характеристик металлизации в COMSOL Multiphysics и на основе полученных результатов предлагается методика расчета времени задержки сигнала на металлизации СБИС [1].

В интегрированной среде моделирования COMSOL Multiphysics были построены многоуровневые модели металлизации СБИС для топологических норм от 90 до 22 нм. Многоуровневая модель металлизации СБИС представлена на рис. 1. Модели состоят из семи уровней металлизации на основе Al, межуровневого диэлектрика на основе SiO₂ и подложки из кремния. Длина металлизации составляет 1 мм. Параметры металлизации соответствуют международной технологической дорожной карте для полупроводниковых производств ITRS (International Technology Roadmap for Semiconductors) [2].

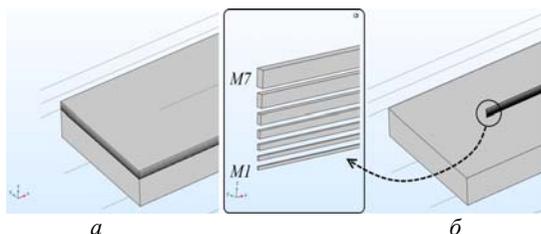


Рис. 1. Модель многоуровневой металлизации СБИС для топологической нормы 90 нм с отображением диэлектрических слоев – а; с отображением уровней металлизации – б

Из рис. 1 следует, что наименьшими размерами обладает первый уровень металлизации, а далее поперечное сечение металлизации увеличивается, что способствует уменьшению сопротивления металлизации и увеличению механической прочности СБИС [3].

Расчет времени задержки сигнала проводится по выражению [3]

$$\tau = R \cdot C ,$$

где R – сопротивление металлизации, Ом; C – емкость металлизации, Ф.

Для определения сопротивления металлизации в COMSOL Multiphysics использовался базовый модуль распределения токов в

проводящих оболочках (Electric Currents), а для определения емкости – модуль электростатики (Electrostatics). Результаты моделирования задержки сигнала от толщины металлизации представлены на рис. 2.

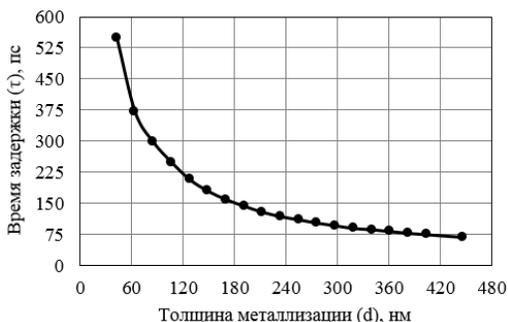


Рис. 2. Зависимость времени задержки сигнала на первом уровне металлизации в зависимости от толщины металлизации

При уменьшении толщины металлизации с 400 до 40 нм, т.е. в 10 раз, задержка сигнала увеличивается в 8 раз. При аналогичном уменьшении ширины металлизации время задержки сигнала увеличивается в 4,5 раза.

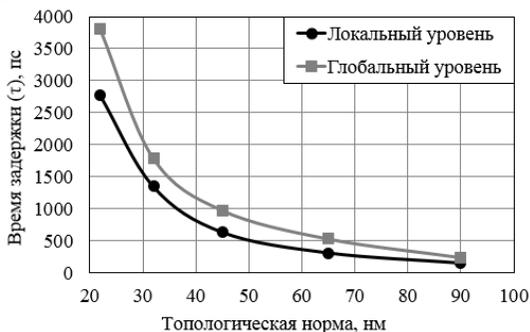


Рис. 3. Зависимость времени задержки сигнала на глобальной и локальной металлизации СБИС

На рис. 3 представлена зависимость задержки сигнала для многоуровневой системы металлизации. В ходе моделирования принималось, что локальная металлизация соответствует металлизации первого уровня, а в качестве глобальной металлизации выступают все последующие уровни. При этом уменьшение топологической нормы СБИС приводит к росту задержки сигнала на глобальной металлиза-

ции. Расчет задержки сигнала на глобальной металлизации основан на суммировании задержки сигнала со второго по седьмой уровень металлизации.

Моделирование времени задержки сигнала при изменении геометрических размеров металлизации и увеличении числа уровней металлизации показало, что при уменьшении топологической нормы СБИС наибольший вклад в задержку сигнала вносит уменьшение толщины металлизации. При уменьшении топологической нормы вклад глобальной металлизации в задержку сигнала выше, чем локальной металлизации. Моделирование в COMSOL Multiphysics позволяет получать более точные значения времени задержки сигнала с учетом всех паразитных составляющих металлизации.

ЛИТЕРАТУРА

1. COMSOL Multiphysics. – URL: <https://www.comsol.ru> (дата обращения: 23.02.2019).
2. The International Technology Roadmap for Semiconductors. – URL: <http://www.itrs2.net> (дата обращения: 20.07.2018).
3. Данилина Т.И. Технология кремниевой нанoeлектроники: учеб. пособие / Т.И. Данилина, В.А. Кагадей, Е.В. Анищенко. – Томск: В-Спектр, 2011. – 263 с.

УДК 539.16.04

ИССЛЕДОВАНИЕ РАДИАЦИОННОЙ СТОЙКОСТИ GaAs-СВЧ-КОНДЕНСАТОРОВ

Н.И. Зудова, студентка каф. ФЭ

*Научный руководитель А.А. Ватюк, инженер-технолог АО «НИИПП»
г. Томск, ТУСУР, nina-an42@mail.ru*

Исследована радиационная стойкость GaAs-СВЧ-конденсаторов с разным типом и толщиной диэлектрического слоя. Установлено, что наименьшее отклонение емкости от номинального значения наблюдается у конденсаторов с наименьшей толщиной диэлектрического слоя SiO₂.

Ключевые слова: GaAs, СВЧ-конденсаторы, радиационная стойкость, диэлектрик, ионизирующее излучение, гамма-частицы.

СВЧ-электроника – это область, которая охватывает уровни от материалов и гетероструктур до законченных комплексов и систем. Конденсаторы СВЧ-диапазона участвуют в интеграции и сборке СВЧ-аппаратуры [1]. В последнее время СВЧ-конденсаторы нашли широкое применение в космической аппаратуре специального назначения, к которым предъявляются высокие требования к радиационной стой-

кости. Воздействие радиационного излучения способно привести к отказу электронной аппаратуры.

Конструирование аппаратуры, стойкой к ионизирующему облучению, предусматривает следующие этапы: выбор материалов и элементной базы, а также конструктивного исполнения, уменьшающих влияние радиационного излучения.

Для исследования радиационной стойкости были изготовлены СВЧ-конденсаторы с разным типом диэлектрического слоя на подложке GaAs (рис. 1).



Рис. 1. СВЧ-конденсатор поверхностного монтажа

В качестве диэлектрического слоя использовались такие диэлектрики, как SiO_2 , Ta_2O_5 , Si_3N_4 . Обкладки конденсатора состояли из многослойной металлизации V/Au/Ni/Au.

Облучение конденсаторов СВЧ-диапазона проводилось на установке «Исследователь». Источником гамма-частиц в данной установке является ^{60}Co . После каждого этапа облучения проводился контроль значения емкости конденсаторов. Получена зависимость изменения емкости от дозы ионизирующего излучения (ИИ) для конденсаторов с разным типом диэлектрика (рис. 2).

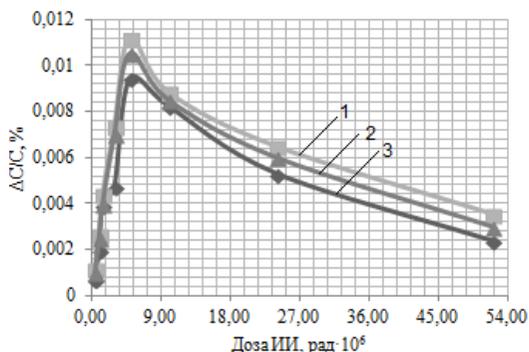


Рис. 2. Зависимость изменения емкости от дозы ИИ:
1 – Ta_2O_5 ; 2 – SiO_2 ; 3 – Si_3N_4

Наименьшее изменение емкости наблюдается у конденсаторов с диэлектриком Si_3N_4 . Конденсаторы на основе нитрида кремния обла-

дают высокой радиационной стойкостью к воздействию излучения по сравнению с другими видами диэлектриков, однако при исследовании электрической прочности конденсаторов оказалось, что данный вид конденсатора обладает наименьшим пробивным напряжением. Многочисленный отказ исследуемых конденсаторов связан с поверхностными дефектами на границе «диэлектрик – арсенид галлия». Под влиянием ионизирующей радиации генерируются электронно-дырочные пары. Положительно заряженные дырки, ввиду их малой подвижности, захватываются в ловушки диэлектрика вследствие его дефектности и неоднородности. С увеличением накопленной дозы излучения увеличивается положительный заряд диэлектрика, что приводит к снижению напряжения пробоя. Поэтому для дальнейшей разработки радиационно-стойкого СВЧ-конденсатора в качестве диэлектрического слоя был выбран SiO_2 , обладающий более высокой электрической прочностью.

Исследована зависимость отклонения емкости СВЧ-конденсаторов от номинального значения после воздействия ИИ при разных толщинах диэлектрического слоя (рис. 3).

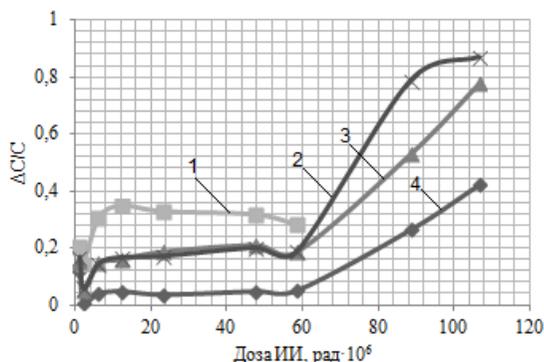


Рис. 3. Зависимость изменения емкости от дозы ИИ:
 1 – 0,6 мкм; 2 – 0,55 мкм; 3 – 0,45 мкм; 4 – 0,33 мкм

Наименьшее отклонение емкости от номинального значения наблюдается у конденсаторов с наименьшей толщиной диэлектрика. Это связано с тем, что при облучении ИИ большая концентрация гамма-частиц сконцентрирована в GaAs. При увеличении толщины диэлектрика основная часть гамма-частиц поглощается диэлектриком, что приводит к поляризации. Вследствие этого происходит изменение напряженности электрического поля диэлектрика, а это приводит к изменению диэлектрической проницаемости, что оказывает непосредственное влияние на емкость конденсаторов.

Установлено, что наименьшее отклонение емкости от номинального значения наблюдается у конденсаторов с наименьшей толщиной диэлектрического слоя SiO_2 и целесообразней использовать данное конструктивное исполнение в аппаратуре специального назначения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Проектирование полосковых устройств СВЧ: учеб. пособие. – Ульяновск: Ульян. гос. техн. ун-т, 2001. – 123 с.

УДК 537.525

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПОВЫШЕНИЯ УДЕЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ ФОРВАКУУМНОГО ПЛАЗМЕННОГО ИСТОЧНИКА ЭЛЕКТРОНОВ

*А.С. Климов, проф., д.т.н.; Чан Ван Ту, аспирант
г. Томск, ТУСУР, каф. физики, klimov@main.tusur.ru*

Представлен внешний вид плазменного электронного источника генерирующего сфокусированный пучок электронов при давлениях 10–50 Па. В результате оптимизации количества отверстий в эмиссионном электроде источника повышена плотность эмиссионного тока и плотность мощности генерируемого электронного пучка.

Ключевые слова: плазменный источник электронов, плотность мощности электронного пучка, форвакуум.

Электронные источники с плазменным катодом основаны на извлечении электронов из плазмы тлеющего или дугового разрядов [1]. Основные преимущества плазменных электронных источников по сравнению с термокатодными источниками заключаются в возможности работы при давлениях на порядки выше, что позволяет снизить требования к вакуумному оборудованию, а также упростить эксплуатацию и обслуживание таких источников. Плазменные источники электронов не критичны к составу газовой атмосферы и изменению вакуумных условий, и, кроме того, имеют большой ресурс и высокую плотность эмиссионного тока. Среди наиболее востребованных применений плазменных источников электронов можно выделить сварку, плавку металлов и сплавов, размерную обработку и испарение с последующим нанесением покрытий, обработку медицинских инструментов и даже обеззараживание пищевых продуктов. Форвакуумные плазменные источники электронов благодаря возможности работать при еще более высоких давлениях используются для непосредственной обработки диэлектриков (керамика, полимеры, стекла и др.) [2]. В форвакуумной области давлений, эффективность передачи энергии

пучка облучаемой мишени близка к 100%, что является несомненным преимуществом источников подобного рода. Однако для ряда применений – плавки и испарения тугоплавких диэлектриков – требуется повышение плотности мощности пучков электронов генерируемых форвакуумными плазменными источниками.

Цель работы – исследование возможности повышения удельных параметров форвакуумного плазменного источника электронов.

Результаты работы и их анализ. Изображение источника электронов, с помощью которого проводились эксперименты, представлено на рис. 1. Форвакуумный плазменный источник электронов представляет собой трехэлектродную электроразрядную систему: полый катод 1, плоский анод 2 и экстрактор 3.

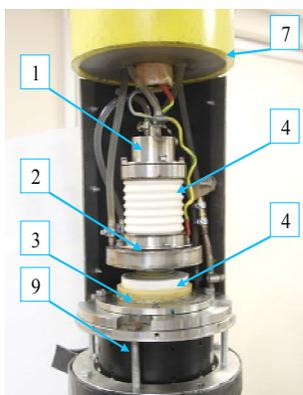


Рис. 1. Фотография форвакуумного плазменного электронного источника: 1 – полый катод; 2 – плоский анод; 3 – экстрактор; 4 – металлокерамические изоляторы; 5 – сменная вставка в катод; 6 – танталовый эмиссионный электрод; 7 – капролоновый цилиндр с водяным сопротивлением; 8 – стальной корпус; 9 – корпус магнитной линзы

Анод выполнен в виде диска. Эмиссионное отверстие в аноде перекрыто танталовой пластиной (эмиссионным электродом) 6 толщиной 1 мм. Эта пластина содержит либо одно эмиссионное отверстие диаметром 1,5 мм, либо она перфорирована множеством эмиссионных отверстий диаметром 0,7 мм. При диаметре отверстий 0,7 мм на площади анода, с которой осуществлялась эмиссия (круг диаметром порядка 10 мм), укладывалось не более 120 отверстий.

Повышение эмиссионного тока осуществлялось за счет увеличения геометрической прозрачности эмиссионного электрода, т.е. увеличения числа отверстий в нем. В экспериментах использовалось 8 эмиссионных электродов, с различным количеством элементарных

эмиссионных отверстий. На рис. 2 представлена зависимость тока пучка от суммарной площади эмиссионных отверстий.

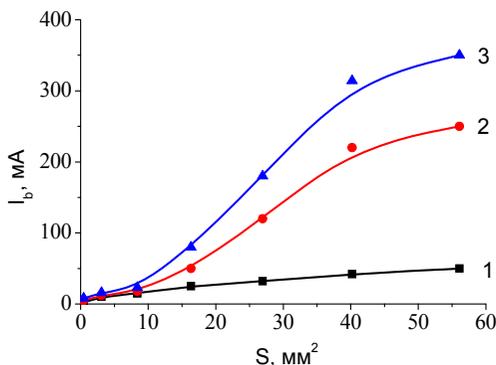


Рис. 2. Ток пучка в зависимости от площади эмиссии для различных токов разряда I_d : 1 – 300 мА; 2 – 900 мА; 3 – 1500 мА

Условно на ней можно выделить участок роста и насыщения – ток пучка растет с увеличением площади, однако при достижении величины порядка 40 мм² рост замедляется, что может быть связано с неоднородным радиальным распределением плотности эмиссионной плазмы вблизи анода. Плотность мощности электронного пучка при максимальном токе, зафиксированном в эксперименте (350 мА), составила 10⁴ Вт/см², что ниже, чем при извлечении из одиночного отверстия. Тем не менее такой пучок может быть использован для разогрева и плавления диэлектриков.

Заключение. В работе представлены конструкция и основные параметры плазменного электронного источника, позволяющего генерировать электронный пучок в диапазоне давлений 10–50 Па. Показано, что при эмиссии из 120 эмиссионных отверстий диаметр пучка составляет 6–12 мм мощностью 3 кВт, что делает такой пучок привлекательным для разогрева, плавки и распыления материалов.

Работа поддержана Министерством науки и высшего образования Российской Федерации, грант Президента МД-2649.2019.8.

ЛИТЕРАТУРА

1. Oks E.M. Physics and technique of plasma electron sources // Plasma Sources Science and Technology. – 1992. – № 1(4). – P. 249–255.
2. Бурдовицин В.А. и др. Форвакуумные плазменные источники электронов. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 2014. – 288 с.

ПОДСЕКЦИЯ 2.4

ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

*Председатель – Михальченко Г.Я., директор НИИ ПрЭ,
д.т.н., проф.;*
зам. председателя – Семёнов В.Д., проф. каф. ПрЭ, к.т.н.

УДК 321.314

ИССЛЕДОВАНИЕ КВАЗИРЕЗОНАНСНОГО ОБРАТНОХОДОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

В.С. Безруков, студент каф. ПрЭ

Научные руководители: В.Д. Семенов, проф., к.т.н.,

Д.Б. Бородин, аспирант

г. Томск, ТУСУР, каф. ПрЭ, vb.7.9@mail.ru

Использование квазирезонансных преобразователей в силовой цепи уменьшает коммутационные потери на транзисторном ключе за счет резонансных процессов и соответственно увеличивает КПД преобразователя в целом.

Ключевые слова: резонансные процессы, обратноходовой преобразователь напряжения, динамические потери.

Рассматривается использование квазирезонансных процессов в обратноходовом преобразователе напряжения. Также в качестве системы управления используется микросхема корректора коэффициента мощности (ККМ), т.е. специализированная микросхема используется не по прямому назначению, а в качестве ШИМ-контроллера, с учетом квазирезонансных процессов. Одной из причин уменьшения КПД обратноходовых импульсных преобразователей напряжения являются динамические потери в силовых полупроводниковых приборах. В традиционных схемах силовые транзисторы работают в жестком режиме, переходя в открытое состояние при напряжении на стоке (при использовании MOSFET) или коллекторе (при использовании биполярных транзисторов или IGBT), достигающем нескольких сотен вольт. На рис. 1 приведена функциональная схема обратноходового квазирезонансного преобразователя напряжения мощностью 100 Вт для светодиодных модулей со стабилизированным током 350 мА.

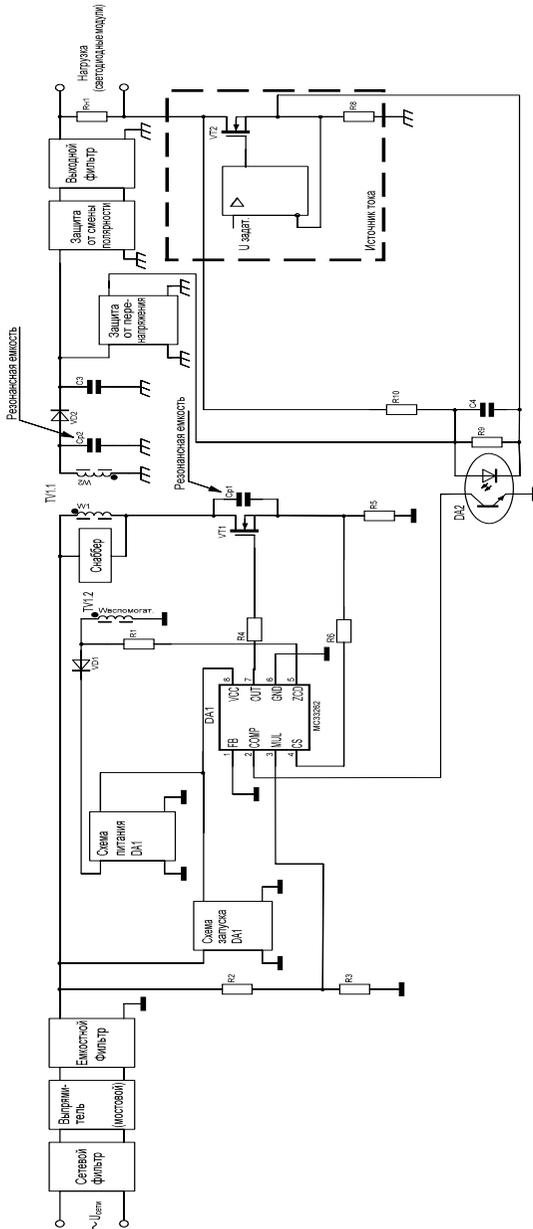


Рис. 1. Функциональная схема обратного квазирезонансного преобразователя

Принцип работы обратноходового преобразователя описан в [1]. Преобразователь состоит из силовой части, источника тока на выходе для стабилизации выходного тока, сетевого и выходного фильтров для обеспечения электромагнитной совместимости, выпрямителя и сглаживающего емкостного фильтра, схем запуска и питания системы управления (микросхемы МС33262), защиты от перенапряжения, защиты от смены полярности, снаббера. Силовая часть обратноходового преобразователя включает в себя силовой ключ VT1, трансформатор TV1, диод VD2, емкость C_3 . В качестве нагрузки используется эквивалентное сопротивление R_{H1} , играющее роль светодиодных модулей. Резонансные емкости C_{p1} и C_{p2} устанавливаются параллельно силовому транзистору VT1 и параллельно вторичной обмотке преобразователя.

Для подтверждения результатов построена имитационная модель преобразователя в среде LTSpice IV, которая подтверждает работоспособность схемы (рис. 2) и позволяет получить временные диаграммы напряжения и тока транзистора VT1 имитационной модели (рис. 3, б) с теоретическими на рис. 3, а.

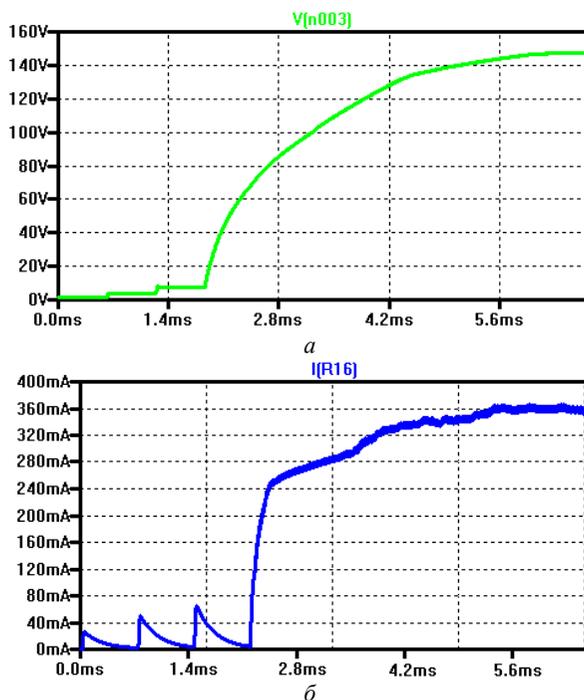


Рис. 2. Выходное напряжение обратноходового преобразователя (а);
выходной ток обратноходового преобразователя (б)

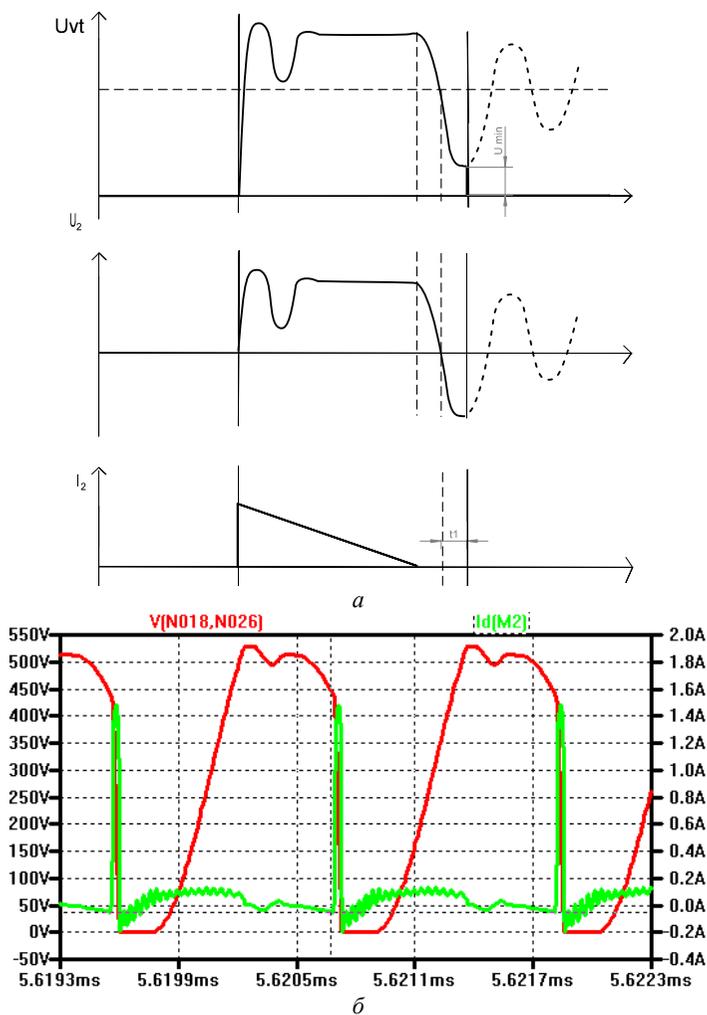


Рис. 3. Теоретические диаграммы работы квазирезонансного обратного преобразователя (а); осциллограмма напряжения и тока транзистора VT1 имитационной модели (б)

Микросхема MC33262 является активным корректором коэффициента мощности, который имеет выход с ШИМ-регулированием для силового ключа. Управление квазирезонансным преобразователем в микросхеме MC33262 осуществляется посредством контроля перехода напряжения вторичной обмотки U_2 силового дросселя через ноль,

которое снимается со вспомогательной вторичной обмотки $W_{\text{вспомогат.}}$ через вход Z_{cd} микросхемы MC33262. Далее срабатывает фиксированная задержка микросхемы по времени t_1 (см. рис. 3, а), которая устанавливается таким образом, чтобы по окончании задержки транзистор включился в момент наименьшего напряжения U_{min} , вызванного колебаниями резонансного контура. При этом значения емкостей конденсаторов, необходимых для резонансных процессов, устанавливаются с учетом рекомендаций производителей микросхемы MC33262, которые описаны в [2], либо подбираются экспериментально.

На осциллограмме, полученной на имитационной модели, представленной на рис. 3, б, видим, что транзистор VT1 закрывается при нулевом токе и нулевом напряжении.

Заключение. Результаты имитационного моделирования показывают, что использование квазирезонансных процессов в обратном преобразователе приводит к мягкой коммутации силового транзистора и тем самым уменьшает мощность, выделяемую на транзисторе, в момент его переключения и увеличивает КПД преобразователя. Проведенный эксперимент подтверждает работоспособность схемы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Мелешин В.И. Управление транзисторными преобразователями энергии / В.И. Мелешин, Д.А. Овчинников. – М.: Техносфера, 2011. – 576 с.
2. MC33262 Datasheet (PDF) – ON Semiconductor: техническая документация. – URL: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/12089/ONSEMI/MC33262.html>

УДК 681.5.03

ДВУХКОНТУРНАЯ СИСТЕМА ПОДЧИНЕННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

В.Д. Семёнов, проф. каф. ПрЭ, к.т.н.; В.А. Кабиров

*Научный руководитель В.Д. Семёнов, проф. каф. ПрЭ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, svd@ie.tusur.ru*

Рассматривается настройка двухконтурной системы подчиненного регулирования, которая находит широкое применение в импульсных источниках питания большой мощности, построенных по модульному принципу.

Ключевые слова: корректирующее звено, система автоматического управления, двухконтурная САУ, подчиненное регулирование.

Линеаризованная структурная схема двухконтурной САУ подчиненного регулирования приведена на рис. 1.

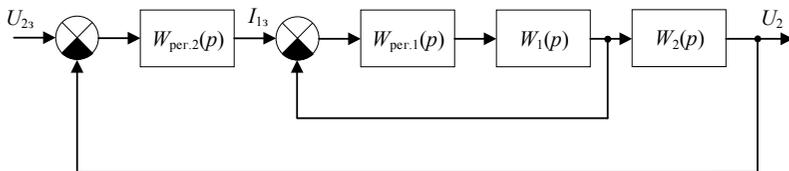


Рис. 1. Двухконтурная система подчиненного регулирования

Настройка первого (подчиненного) контура. Идея настройки [1] состоит в том, чтобы передаточную функцию разомкнутой скорректированной САР первого контура свести к интегрирующему звену с необходимой нам постоянной времени T_0 , т.е.

$$W_{\text{раз.1ск}}(p) = W_{\text{пер.1}}(p) \cdot W_1(p) = \frac{1}{T_0 p}. \quad (1)$$

Если нам это удастся, то тогда передаточная функция замкнутой САР первого контура будет сведена к эквивалентному аperiodическому звену с постоянной времени T_0 . Действительно, с учётом (1) имеем

$$W_{\text{зам.1}}(p) = \frac{W_{\text{раз.1ск}}(p)}{1 + W_{\text{раз.1ск}}(p)} = \frac{\frac{1}{T_0 p}}{1 + \frac{1}{T_0 p}} = \frac{1}{T_0 p + 1}. \quad (2)$$

В табл. 1 приведены передаточные функции регуляторов при различных вариантах объекта регулирования в первом контуре.

Таблица 1

Передаточные функции звеньев первого контура при различных вариантах объекта регулирования в первом контуре

Номер варианта	$W_{li}(p)$	$W_{\text{пер.}li}(p)$	$W_{\text{раз.1ск}}(p)$	$W_{\text{зам.}li}(p)$
B ₁₁	$1/T_1 p$	$K_{\text{п}} = T_1/T_0$	$1/T_0 p$	$1/(T_0 p + 1)$
B ₁₂	$\frac{1}{T_1 p + 1}$	$K_{\text{п}} = T_1/T_0$	$\frac{1}{T_0 p}$	$\frac{1}{T_0 p + 1}$
		$K_{\text{и}} = 1/T_0$		
B ₁₃	$\frac{1}{T_1^2 p + 2T_1 \xi p + 1}$	$K_{\text{п}} = 2T \xi / T_0$	$\frac{1}{T_0 p}$	$\frac{1}{T_0 p + 1}$
		$K_{\text{и}} = 1/T_0$		
		$K_{\text{д}} = T_1^2 / T_0$		

Из выражений, приведенных в табл. 1, следует, что при любой из рассмотренных исходных передаточных функций $W_{li}(p)$ объекта ре-

гулирования подчиненного контура последний можно заменить передаточной функцией замкнутого объекта регулирования (3):

$$W_{\text{зам.1}}(p) = \frac{1}{T_0 p + 1}, \quad (3)$$

которая представляет собой аperiodическое звено первого порядка, с постоянной времени T_0 , которая может быть всегда выбрана меньше, чем исходная, что соответственно позволит повысить быстродействие.

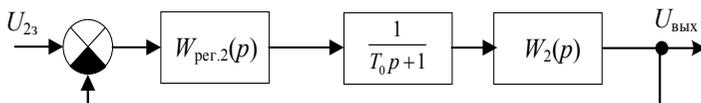


Рис. 2. Структурная схема САР с настроенным внутренним контуром

Настройку второго (главного) контура регулирования начнем с того, что в структурной схеме (см. рис. 1) САР заменим настроенный подчиненный контур регулирования передаточной функцией $W_{\text{зам.1}i}(p)$ замкнутого объекта регулирования подчиненного контура с регулятором (корректирующим звеном), соответствующим номеру варианта, которая в любом из рассмотренных вариантов будет определяться выражением (3). При таких допущениях можно считать, что передаточная функция объекта управления второго (главного) контура будет равна произведению передаточных функций замкнутого подчиненного контура, которая описывается выражением (3), и передаточной функцией реального объекта управления главного контура, как показано в первом столбце табл. 2. При настройке главного контура на технический оптимум [2, 3] передаточная функция разомкнутого скорректированного контура $W_{\text{раз.2иск}(T_0)}(p)$ во всех трех вариантах будет одинаковой, как показано в третьем столбце табл. 2. Передаточная функция замкнутого главного контура $W_{\text{зам.2}i(T_0)}(p)$, настроенного на технический оптимум, представленная в четвертом столбце таблицы, во всех трех случаях представляет собой звено второго порядка, переходная характеристика которого имеет перерегулирование менее пяти процентов (4,3%), а время переходного процесса около $8,4T_0$.

В первом варианте реального объекта управления, когда его передаточная функция соответствует интегратору с постоянной времени T_2 , регулятор должен быть пропорциональным (П) с расчетным коэффициентом $K_{\text{П}}$ усиления, расшифрованным во втором столбце табл. 2, первая строка.

Таблица 2

**Передаточные функции звеньев второго (главного) контура,
настроенного на технический оптимум (ТО), при различных вариантах
объекта регулирования во втором контуре**

$W_{2i(ТО)}(p)$	$W_{\text{пер.}2i(ТО)}(p)$	$W_{\text{раз.}2\text{иск}(ТО)}(p)$	$W_{\text{зам.}2i(ТО)}(p)$
$\frac{1}{T_2 p(T_0 p + 1)}$	$K_{\text{П}},$ $K_{\text{П}} = T_2 / 2T_0$	$\frac{1}{2T_0 p(T_0 p + 1)}$	$\frac{1}{2T_0^2 p^2 + 2T_0 p + 1}$
$\frac{1}{(T_2 p + 1)(T_0 p + 1)}$	$K_{\text{П}} + K_{\text{И}} / p,$ $K_{\text{П}} = T_2 / 2T_0,$ $K_{\text{И}} = 1 / 2T_0$	$\frac{1}{2T_0 p(T_0 p + 1)}$	$\frac{1}{2T_0^2 p^2 + 2T_0 p + 1}$
$\frac{1}{(T_2^2 p + 2T_2 \xi p + 1)(T_0 p + 1)}$	$K_{\text{П}} + \frac{K_{\text{И}}}{p} + K_{\text{Д}} p,$ $K_{\text{П}} = T_2 \xi / T_0,$ $K_{\text{И}} = 1 / 2T_0,$ $K_{\text{Д}} = T_2^2 / 2T_0$	$\frac{1}{2T_0 p(T_0 p + 1)}$	$\frac{1}{2T_0^2 p^2 + 2T_0 p + 1}$

Во втором случае, когда передаточная функция реального объекта управления соответствует инерционному звену первого порядка с постоянной времени T_2 , регулятор должен быть пропорционально-интегральным (ПИ) с коэффициентами $K_{\text{П}}$ и $K_{\text{И}}$, расчетные значения для которых указаны во второй строке табл. 2.

И, наконец, в третьем случае, когда передаточная функция реального объекта управления соответствует колебательному звену второго порядка с постоянной времени T_2 , регулятор должен быть пропорционально-интегральным-дифференциальным (ПИД) с коэффициентами $K_{\text{П}}$, $K_{\text{И}}$ и $K_{\text{Д}}$, расчетные значения для которых опять же указаны в третьей строке табл. 2.

Заключение. Приведенные соотношения для расчета коэффициентов регулятора и методика их нахождения при различных передаточных функциях реального объекта управления позволяют найти их самостоятельно при других объектах управления, используя метод аналогии.

Длительность переходного процесса для САР, настроенных на технический оптимум, позволяют оценить необходимую частоту преобразования в импульсном преобразователе. Действительно, в первом, подчиненном контуре регулирования, минимальное время переходного процесса можно связать с частотой преобразования следующим образом:

$$t_{\text{пн1}} = (3 \div 4)T_0 = (3 \div 4)(2 \div 3)T_{\text{пр}} = (6 \div 12) \approx \frac{10}{f_{\text{пр}}}. \quad (4)$$

А для второго, главного контура регулирования, остается справедливым соотношение $t_{\text{пн2}} = 8,4T_0$.

Все соотношения, приведенные в табл. 2, были численно проверены на имитационных моделях в среде MATLAB. Идеальное дифференцирующее звено заменялось при этом дифференцирующим с замедлением, которое описывается передаточной функцией [4]

$$W_{\partial}(p) = \frac{K_{\partial} p}{T_{\partial} p + 1},$$

причем подбором постоянной времени T_{∂} удавалось

добиваться практически тех же значений по перерегулированию и длительности переходных процессов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Анализ и синтез регуляторов АСР (автоматических систем регулирования) с помощью пакета MatLab [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://helpiks.org/5-70619.html> (дата обращения: 30.01.2019).

2. Коновалов Б.И., Лебедев Ю.М. Теория автоматического управления: учеб. метод. пособие. – Томск: Факультет дистанционного обучения ТУСУРа, 2010. – 162 с.

3. Слежановский О.В. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентиляемыми преобразователями / О.В. Слежановский, Л.Х. Дацковский, И.С. Кузнецов и др. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 256 с.

4. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования. – М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1972. – 768 с.

УДК 621.314.58

ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ВТОРИЧНОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ

Т.С. Общая, магистрант; Д.Ю. Ляпунов, доцент ОЭЭ ТПУ

*Научный руководитель А.Г. Юдинцев, к.т.н., зав. отд. № 13 НИИ АЭМ
г. Томск, ТУСУР, ob_ta@mail.ru*

Разработана система автоматического управления вторичного источника питания. Создана имитационная модель системы в среде Matlab/Simulink. Получена кривая переходного процесса по напряжению, удовлетворяющая требованиям, предъявляемым к источникам вторичного электропитания.

Ключевые слова: система автоматического управления, вторичный источник электропитания, выпрямитель, автономный инвертор напряжения, переходный процесс.

В настоящее время задача разработки и исследования вторичных источников электропитания является актуальной для ряда областей, таких как нефтегазовая отрасль, системы распределения электроэнергии, системы электропитания автономных объектов и др. [1].

Для вышеприведенной задачи была разработана имитационная модель системы автоматического управления вторичного источника питания в среде Matlab/Simulink (рис. 1).

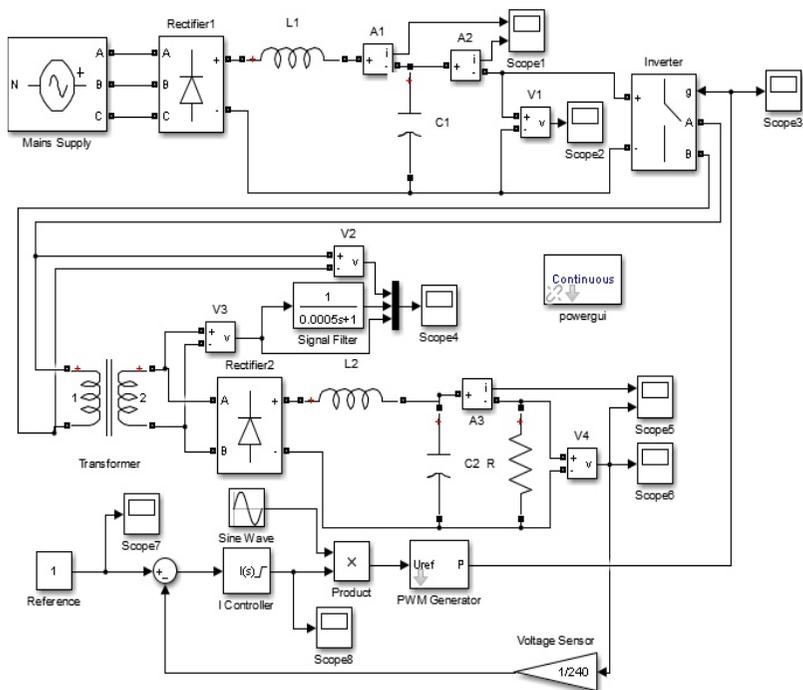


Рис. 1. Имитационная модель системы автоматического управления вторичного источника питания

Принятые обозначения в силовой части: PowerGUI – инструмент моделирования и исследования электрических цепей; Mains Supply – трёхфазный источник напряжения сети; Rectifier1 – выпрямитель на входе системы; фильтр выпрямителя Rectifier1, образованный индуктивностью L_1 и ёмкостью C_1 ; Inverter – однофазный автономный инвертор напряжения; Transformer – трансформатор; Signal filter – фильтр для сигнала напряжения вторичной обмотки трансформатора Transformer; Rectifier2 – выпрямитель на выходе системы; выходной фильтр выпрямителя Rectifier2, образованный индуктивностью L_2 и

ёмкостью C_2 ; R – сопротивление нагрузки; A_i ($i = 1 \dots 3$) – амперметры; V_j ($j = 1 \dots 4$) – вольтметры.

В системе управления: Reference – источник задающего сигнала; I-Controller – интегральный регулятор; Sine Wave – источник синусоидального сигнала; Product – блок перемножения; PWM Generator – блок ШИМ; Voltage Sensor – датчик напряжения; Scopek ($k = 1 \dots 8$) – осциллографы.

Отметим, что преимуществом среды Matlab/Simulink является возможность моделирования как элементов силовой электроники, так и систем управления одновременно в одном файле. Особенности разработки устройств силовой электроники подробно представлены в книге [2].

Параметры системы были рассчитаны с использованием литературных источников [1, 3].

Параметры системы приведены в таблице.

Параметры системы управления вторичного источника питания

Параметры силовой части	
Источник питания	Значение
Линейное напряжение трёхфазного источника, $U_{\text{лн}}$, В	380
Частота питающей сети, f_2 , Гц	50
Параметры фильтра выпрямителя Rectifier1	
Индуктивность, L_1 , мГн	1
Ёмкость, C_1 , мФ	1
Коэффициент передачи трансформатора, $k_{\text{тр}}$	1,3
Параметры выходного фильтра выпрямителя Rectifier2	
Индуктивность, L_2 , мГн	634,45
Ёмкость, C_2 , мФ	1
Сопротивление нагрузки, R , Ом	48
Параметры системы управления	
Задающий сигнал, U_{ref}	1
Частота задающего напряжения, f_{ref} , Гц	50
Несущая частота ШИМ, $f_{\text{ШИМ}}$, Гц	1000
Коэффициент передачи датчика напряжения, $k_{\text{дн}}$, 1/В	0,0042
Регулятор	
Коэффициент при интегральной составляющей, I	2,46
Постоянная времени интегрирования, $T_{\text{и}}$, с	0,407

Кривая переходного процесса по напряжению приведена на рис. 2.

Из кривой $U_d(t)$ видно, что установившееся значение напряжения нагрузки составляет 240 В, что удовлетворяет заданию. Время переходного процесса $t_{\text{пн}}$ при этом равняется 1,15 с. Значительная длительность переходного процесса объясняется высокими значениями

индуктивности и ёмкости выходного фильтра. Фильтр обеспечивает коэффициент пульсаций $k_{\text{п}}$, не превышающий 1%.

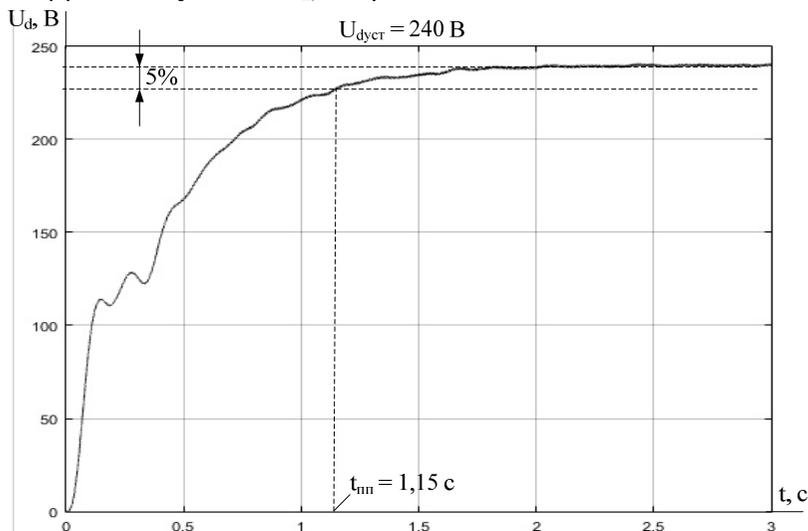


Рис. 2. Переходный процесс по напряжению нагрузки

Разработанная модель позволяет исследовать систему автоматического управления вторичного источника питания в различных режимах работы, производить настройку регулятора, обеспечивающего требуемый уровень выходного напряжения и необходимое быстродействие системы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Зиновьев Г.С. Силовая электроника: учеб. пособие для бакалавров. – 5-е изд., испр. и доп. – М.: Юрайт, 2015. – 667 с.
2. Герман-Галкин С.Г. Силовая электроника: лабораторные работы на ПК. – СПб.: Учитель и ученик, КОРОНА-принт, 2002. – 304 с.
3. Мэж Р. Импульсные источники питания. Теоретические основы проектирования и руководство по практическому применению: пер. с англ. – М.: Изд. дом «Додэка-XXI», 2008. – 272 с.

АНАЛИЗ ДИНАМИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ КВАЗИРЕЗОНАНСНЫХ ТРАНЗИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Н.С. Легостаев, проф.; С.В. Руколеева, магистрант, каф. ПрЭ
Научный руководитель Н.С. Легостаев, проф. каф. ПрЭ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР

Рассмотрена методика исследования динамических свойств и представлены результаты анализа динамических свойств квазирезонансных преобразователей.

Ключевые слова: квазирезонансный преобразователь, динамические свойства.

Резонансные преобразователи обладают низкими динамическими потерями и создают гораздо меньше помех, поскольку переключение происходит импульсами с гладкой формой сигнала, близкой к синусоидальной. На рис. 1 представлена силовая часть стабилизатора тока на основе двухполупериодного квазирезонансного обратногоходового преобразователя с переключением в нуле тока.

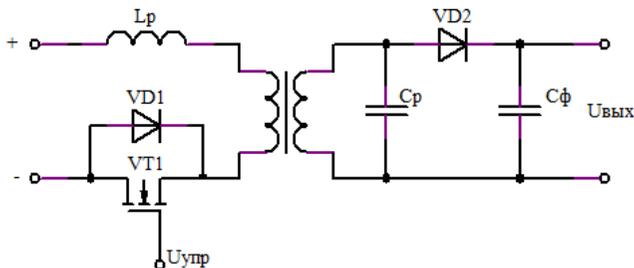


Рис. 1. Силовая часть преобразователя тока

Математическое описание процессов будет проводиться на основе схемы замещения стабилизатора тока (рис. 2).

Допущения:

- Индуктивность L_{r1} образована индуктивностями резонансного дросселя L_p и рассеяния первичной обмотки трансформатора L_{s1} . Индуктивность L_{r2} рассеяния вторичной обмотки, приведенной к первичной: $L_{r2} = L_{s2} \cdot k_{тр}^2$; $k_{тр}$ – коэффициент трансформации.

- Емкость C_r включает емкость резонансного конденсатора, паразитные емкости трансформатора и выпрямительного диода, приведенные к первичной обмотке трансформатора.

- Сопротивление нагрузки и емкость фильтра приведены к первичной обмотке и представлены: $R_H = R_{нагр} \cdot k_{тр}^2$, $C_H = \frac{C_{\phi}}{k_{тр}^2}$.
- Ток намагничивания i_{μ} постоянный на периоде коммутации T_k .
- Напряжение $U_{сн}$ постоянно на периоде коммутации.

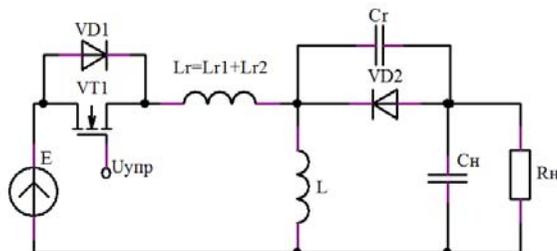


Рис. 2. Схема замещения силовой цепи преобразователя

Передаточная функция, необходимая для построения амплитудно-частотных и фазо-частотных характеристик, имеет вид

$$W_F^{I_H}(p) = k_F^{I_H} \cdot \frac{1 - \tau_F \cdot p}{T^2 \cdot p^2 + 2\epsilon T p + 1}$$

Параметры передаточных функций определяются выражениями:

$$T = \sqrt{\frac{L_{\mu} \cdot C_H}{(1-\mu)^2 - \frac{k_I(E+U_{сн})}{R_H}}}; \quad k_F^{I_H} = k_F \cdot \frac{(E+U_{сн})(1-\mu)}{R_H(1-\mu)^2 - k_I(E+U_{сн})};$$

$$\epsilon = \frac{\frac{L_{\mu}}{R_H} + L_{\mu} k_U i_{\mu} - C_H k_I (E+U_{сн})}{2 \sqrt{\frac{L_{\mu} \cdot C_H}{(1-\mu)^2 - \frac{k_I(E+U_{сн})}{R_H}}}}; \quad k_F = \frac{\mu}{F}$$

Значения параметров k_U и k_I возьмём из описания малосигнальной линеаризованной модели стабилизатора тока [1]:

$$k_I = \frac{F}{2\pi} \left(\frac{1}{2} - \frac{1 + \sqrt{1-J^2}}{J^2} \right) \cdot \frac{\rho}{E+U_{сн}},$$

$$k_U = \frac{F}{2\pi} \left(\frac{1}{2} - \frac{1 + \sqrt{1-J^2}}{J^2} \right) \cdot \frac{\rho i_{\mu}}{(E+U_{сн})^2}.$$

Технические требования для данного преобразователя: ток нагрузки 6 А, выходное напряжение 9...18 В, напряжение питания 250...360 В, минимальная частота преобразования 20 кГц.

На основе аналитических соотношений выполнен расчёт параметров стабилизатора: $k_{тр} = 13$, $L_r = 727$ мкГн, $C_r = 4$ нФ, $L_{ц} = 4$ мкГн, $C_{н} = 100$ мкФ, $U_{зад} = 5,6$ В, $k_{чим} = 4,2$ В⁻¹, $R_{ш\beta} = 12,1$ Ом.

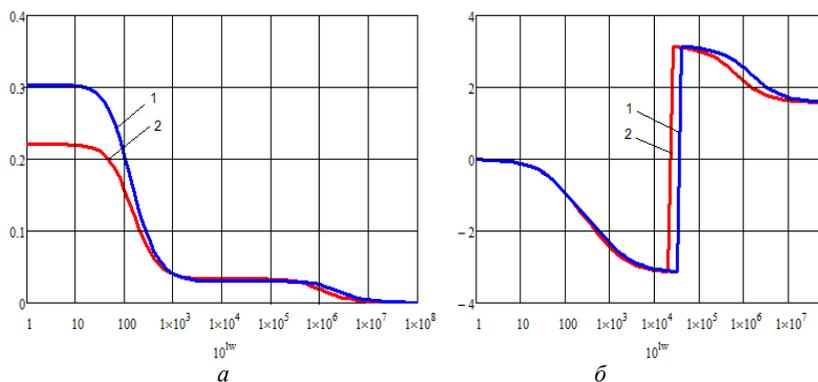


Рис. 3. ЛАЧХ (а) и ЛФЧХ (б) разомкнутой цепи регулирования нескорректированного двухполупериодного квазирезонансного обратного преобразователя с переключением в нуле тока

Анализ ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутой цепи регулирования (рис. 3), построенных на основе сформированной математической модели, показал, что при максимальном напряжении питания E и минимальном напряжении нагрузки $U_{сн}$ (см. рис. 3 кривая 1), а также при максимальном $U_{сн}$ и минимальном E (кривая 2), система остается устойчивой и в коррекции не нуждается.

ЛИТЕРАТУРА

1. Легостаев Н.С., Четвергов К.В. Динамические свойства высокочастотных транзисторных преобразователей. – Томск: Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2012. – 97 с.

СОЗДАНИЕ НОВОГО МАТЕРИАЛА ДЛЯ ВЫСОКОЭФФЕКТИВНОГО ТЕРМОРЕГУЛИРОВАНИЯ В ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМАХ

Ю.Н. Вымпина, аспирант; Ю.Л. Шаненкова, ассистент ОЭЭ ИШЭ

Научный руководитель А.А. Сивков, проф. ОЭЭ ИШЭ, д.т.н.

г. Томск, ТПУ, xyulyashax@mail.ru

Показана возможность получения композиционного объёмного материала на основе порошков молибдена и меди искровым плазменным методом. Использовались коммерческий порошок молибдена и порошок меди, синтезируемый посредством импульсного высокопоточного коаксиального магнито-плазменного ускорителя. Рентгенофазовый анализ показал наличие кристаллических фаз молибдена Mo, меди Cu, а также оксида молибдена MoO₂ и карбида молибдена Mo₂C. Измерения теплопроводности показали, что при температуре, принятой за оптимальную, композит имеет наибольшую теплопроводность, равную 132,7 Вт/м·°С.

Ключевые слова: медь, молибден, композит, искровое плазменное спекание.

В настоящее время композиционные материалы Mo-Cu привлекают всё больше внимания ввиду большого спектра уникальных свойств, таких как низкий коэффициент теплового расширения, малый вес, высокая теплопроводность и твёрдость [1, 2]. Эти материалы широко используются в форме корпусов интегральных схем, электрических контактов, теплопроводящих элементов, также применяются в вакуумной технике и авионавтике [3, 4]. Однако получение композитов Mo-Cu с достаточно высокой плотностью является трудной задачей ввиду взаимной нерастворимости молибдена и меди [5]. В последнее время проводится немало исследований по созданию твёрдых материалов Mo-Cu на основе мелкодисперсных порошков, что позволяет получить плотную микроструктуру. При этом различные виды прессования не являются подходящими ввиду длительного теплового воздействия на исходные порошки, что сопровождается ростом зерна. В данной работе предлагается получение металлических композиционных материалов Mo-Cu посредством искрового плазменного спекания. В отличие от существующих методов данный способ является экологически чистым; принцип действия основан на одновременном воздействии механического давления и кратковременного разряда плазмы на компактируемый материал, что обеспечивает сохранение мелкозернисто структуры.

Были заготовлены смеси порошков Mo и Cu в соотношении 70 к 30 в шаровой мельнице Mixer/Mill 8000M в течение 30 мин в форме из

нитрида кремния Si_3N_4 ; порошок меди получен методом плазмодинамического синтеза [1], а молибден – методом электровыва проводников. Компактирование смесей проходило в установке искрового плазменного спекания SPS 10-4 Thermal Technology при следующих параметрах: давление $P = 60$ МПа, время выдержки $t_{\text{выд}} = 10$ мин, окружающая среда – вакуум, температура спекания $T_{\text{спек}} = 1000 \div 1060$ °С с шагом $\Delta T = 20$ °.

Рентгенофазовый анализ проводился с использованием рентгеновского дифрактометра Shimadzu XRD 7000 S ($\text{Cu-K}\alpha$), оснащенного счетным монохроматором. Полнопрофильный анализ дифрактограмм проводился в программной среде «PowderCell2.4» и базы структурных данных PDF4+. Идентифицированы следующие кристаллические фазы: молибден с кубической сингонией и медь с такой же сингонией. Также обнаружены оксид молибдена MoO_2 и карбид молибдена Mo_2C с тетрагональной сингонией. Присутствие MoO_2 обусловлено наличием закиси меди Cu_2O , присутствие Mo_2C – из-за диффузии частиц молибдена и углерода. Пресс-формы, в объеме которых компактировались порошки, выполнены из графита.

Проведены исследования по микроструктуре образцов с использованием сканирующего электронного микроскопа Hitachi TM-3000, фотографии представлены на рис. 1. Видно, что полученные образцы имеют достаточно плотную структуру. Наиболее оптимальная температура спекания – 1060 °С. Для данного композита характерно минимальное количество пор. Также микрочастицы имеют минимальный размер, что обеспечивает более плотное прилегание частичек друг к другу.

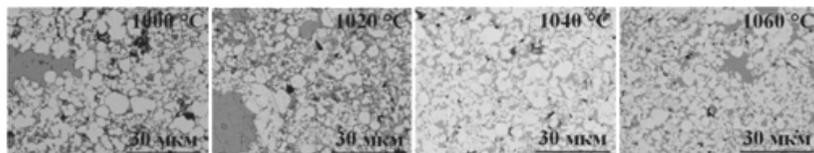


Рис. 1. SEM-изображения объёмных образцов

Измерение теплопроводности проводилось с использованием анализатора температуропроводности Discovery Flash DLF-1200. Нагрев объёмных образцов проходил в диапазоне от комнатной температуры до 500 °С. Для образцов, полученных при температурах 1000 и 1020 °С, средние значения теплопроводности не достигают больших значений (87 и 105 Вт/м·°С соответственно) ввиду «недоспечённости» образцов. Наилучший показатель теплопроводности достигнут для образца с температурой спекания 1060 °С и равен 132,7 Вт/м·°С. При

такой температуре композит имеет более плотную микроструктуру. Повышенная температура способствует более быстрому уплотнению материала, что положительно сказывается на конечных характеристиках продукта.

В работе продемонстрирована возможность получения объёмного композиционного материала на основе дисперсных порошков молибдена и меди искровым плазменным методом. Наличие кристаллических фаз Mo и Cu подтверждено результатами рентгенофазового анализа. Выявлено, что оптимальной температурой спекания является 1060 °С. Для композита, полученного при данной температуре, характерны более плотная микроструктура и наилучший показатель теплопроводности, равный 132,7 Вт/м·°С.

ЛИТЕРАТУРА

1. Guo Y., Guo H., Gao B., Wang X., Hu Y., Shi Z. Rapid consolidation of ultrafine grained W-30 wt.% Cu composites by field assisted sintering from the sol-gel prepared nanopowders // *Journal of Alloys and Compounds*. – 2017. – Vol. 724. – P. 155–162.
2. Aydinyan S.V., Kirakosyan H.V., Kharatyan S.L. Cu-Mo composite powders obtained by combustion–coreduction process // *Journal of Refractory Metals and Hard Materials*. – 2016. – Vol. 54. – P. 455–463.
3. Sun A., Wang D., Wu Zh., Zan. X. Synthesis of ultra-fine Mo-Cu nanocomposites by coreduction of mechanical-activated CuMoO₄-MoO₃ mixtures at low temperature // *Journal of Alloys and Compounds*. – 2010. – Vol. 505, Is. 2. – P. 588–591.
4. Wang D., Dong X., Zhou P., Sun A., Duan B. The sintering behavior of ultra-fine Mo-Cu composite powders and the sintering properties of the composite compacts // *Journal of Refractory Metals and Hard Materials*. – 2014. – Vol. 42. – P. 240–245.
5. Wang D., Yin B., Sun A., Li X., Qi C., Duan B. Fabrication of Mo-Cu composite powders by heterogeneous precipitation and the sintering properties of the composite compacts // *Journal of Alloys and Compounds*. – 2016. – Vol. 674. – P. 347–352.

ПОДСЕКЦИЯ 2.5

ОПТИЧЕСКИЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ, НАНОФОТОНИКА И ОПТОЭЛЕКТРОНИКА

*Председатель – Шарангович С.Н., проф., зав. каф. СВЧиКР,
к.ф.-м.н.;*
зам. председателя – Перин А.С., доцент каф. СВЧиКР, к.т.н.

УДК 621.372.8

ИССЛЕДОВАНИЕ МОДУЛЯЦИИ ПОКАЗАТЕЛЯ ПРЕЛОМЛЕНИЯ В ПРИПОВЕРХНОСТНОМ СЛОЕ НИОБАТА ЛИТИЯ ПРИ ПОТОЧЕЧНОМ ИНДУЦИРОВАНИИ КАНАЛЬНЫХ ВОЛНОВОДОВ

А.Д. Безпалый, аспирант каф. СВЧиКР

*Научный руководитель А.Е. Мандель, д.ф.-м. н., проф.
г. Томск, ТУСУР, id_alex@list.ru*

Экспериментально исследованы изменения показателя преломления в приповерхностном слое ниобата лития при поточечном индуцировании канальных волноводных структур лазерным излучением видимого диапазона с разными длинами волн.

Ключевые слова: оптическое индуцирование, экспонирование, ниобат лития, фоторефрактивный эффект, канальный волновод, интерферометр Жамена.

Создание полупроводниковых лазеров привело к осуществлению операций передачи, обработки и приема информации в оптическом диапазоне. Поэтому на сегодняшний день разработка и создание различных оптических элементов являются перспективными для использования в фотонных телекоммуникационных устройствах [1]. Формирование оптических элементов на основе дифракционных решеток и канальных волноводов возможно в различных кристаллических материалах оптики [2]. Одним из таких материалов является ниобат лития (LiNbO_3). Кристаллы ниобата лития широко используются на практике благодаря выгодной комбинации функциональных характеристик в сочетании с коммерческой доступностью [3]. Наибольший интерес представляют фоторефрактивные свойства подложки LiNbO_3 , заключающиеся в изменении показателя преломления под воздействием света [4]. Фоторефрактивный эффект позволяет формировать в

LiNbO₃ каналные волноводные и дифракционные структуры при помощи лазерного излучения. Таким образом, кристаллы ниобата лития могут использоваться в качестве многофункциональной подложки для изготовления интегрально-оптических устройств, таких как оптические модуляторы, переключатели, мульти- и демультиплексоры на основе каналных волноводов и дифракционных решеток [3].

Целью данной работы является экспериментальное исследование изменений показателя преломления в приповерхностном слое кристаллического образца ниобата лития при поточечном индуцировании каналных волноводных структур лазерным излучением видимого диапазона с разными длинами волн.

Экспериментальные результаты и обсуждение. Канальные волноводы формировались в приповерхностном слое ниобата лития Y-среза, как описано в [5]. Источниками излучения послужили твердотельный YAG:Nd³⁺ лазер с удвоением частоты ($\lambda = 532$ нм) и полупроводниковый лазер ($\lambda = 450$ нм).

В экспериментах облучаемые области представляли собой параллельные полоски с пониженным показателем преломления, ориентированные в направлении оси X кристалла. Каждая из полосок состояла из набора последовательно расположенных точек. Время экспонирования одной точки в экспериментах изменялось от 0,5 до 150 с. Расстояние между центрами точек составило 20 мкм. Исследования величины изменений показателя преломления Δn проводились с использованием интерферометра Жамена.

Источником излучения в интерферометре послужил He-Ne лазер с длиной волны 633 нм. Интерференционная картина регистрировалась ПЗС-камерой. На основе анализа интерферограмм определялась величина изменений показателя преломления Δn при различном времени экспонирования поверхности кристалла. При времени записи от 0,5 до 45 с для обыкновенной поляризации экспонирующего излучения с $\lambda = 532$ нм величина Δn в области индуцированных полос варьировалась в пределах $3 \cdot 10^{-5} \div 5,5 \cdot 10^{-4}$, для необыкновенной – в пределах $1 \cdot 10^{-6} \div 2,2 \cdot 10^{-3}$.

В случае индуцирования структур излучением He-Ne лазера с $\lambda = 633$ нм время экспонирования поверхности образца изменялось от 30 до 200 с. В наших экспериментах для обыкновенной поляризации экспонирующего излучения величина Δn в области индуцированных полос варьировалась в пределах $5 \cdot 10^{-6} \div 3 \cdot 10^{-4}$, для необыкновенной – в пределах $1 \cdot 10^{-6} \div 1 \cdot 10^{-3}$.

Заключение. Таким образом, экспериментально определены изменения показателя преломления поверхностного слоя ниобата лития

при поточечном индуцировании канальных волноводных структур. Показано, что при экспонировании поверхности кристалла излучением с обыкновенной поляризацией из зеленой области спектра Δn поверхностного слоя достигает насыщения $5,5 \cdot 10^{-4}$ в течение 20 с, в то время как при воздействии излучения из красной области спектра на поверхность образца Δn достигает насыщения $3 \cdot 10^{-4}$ в течение 80 с. Для необыкновенной поляризации излучения с $\lambda = 532$ нм уровень насыщения $\Delta n \approx 2,2 \cdot 10^{-3}$ достигается после 35 с, с $\lambda = 633$ нм Δn достигает насыщения с величиной $\sim 1 \cdot 10^{-3}$ после 300 с.

Работа выполнена в рамках проектной части госзадания Минобрнауки России на 2017–2019 гг. (проект по заявке № 3.1110.2017/4.6).

ЛИТЕРАТУРА

1. Интегральная оптика / под ред. Т. Тамира. – М.: Мир, 1978. – 344 с.
2. Photorefractive Materials and Their Applications I / Topics in Appl. Phys. / Ed. by P. Günter, J.P. Huignard. – Berlin: Springer, 1988. – Vol. 61. – 430 p.
3. Bazzan M., Sada C. Optical waveguides in lithium niobate: Recent developments and applications // Applied Physics Reviews. – 2015. – Vol. 2, № 4. – P. 1–25 (040603).
4. Петров М.П. Фоторефрактивные кристаллы в когерентной оптике / М.П. Петров, С.И. Степанов, А.В. Хоменко. – СПб.: Наука, 1992. – 315 с.
5. Bezpaly A.D. Optical writing of channel waveguides and 1D diffraction gratings in photorefractive surface layers of lithium niobate / A.D. Bezpaly, A.O. Verkhoturov, and V.M. Shandarov // Ferroelectrics. – 2017. – Vol. 515:1. – P. 34–43.

УДК 535.015

ПОСТОЯННЫЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ВОЛНОВОДНЫХ МОД В ТОНКОЙ ЛЕВООРИЕНТИРОВАННОЙ ПЛЕНКЕ С НЕЛИНЕЙНОЙ ПОДЛОЖКОЙ ВБЛИЗИ ЧАСТОТЫ НУЛЕВОЙ ГРУППОВОЙ СКОРОСТИ

*М.Р. Литвинов, А.С. Буллер, Н.Р. Литвинова,
Д.А. Маурер, студенты каф. ТОР*

Научный руководитель Р.В. Литвинов, доцент каф. ТОР, к.ф.-м.н.

г. Томск, ТУСУР, albertbullaer@yandex.ru

ГПО ТОР-1507 «Искажение сигналов в оптических каналах связи»

Рассмотрена дисперсия волноводных мод тонкой левоориентированной пленки на подложке с эффектом Керра.

Ключевые слова: левоориентированная пленка, волноводные моды, групповая скорость, дисперсия, нелинейно-оптический отклик.

Оптические волноводы на основе левоориентированных метаматериалов обладают качественно новыми дисперсионными свойствами [1], управлять которыми можно при помощи оптической нелинейности подложки [2, 3]. В данном сообщении представлены результаты анализа зависимости постоянных распространения β быстрых волноводных мод тонкой левоориентированной пленки на подложке с эффектом Керра от частоты ω .

Используя результаты работ [1–3], можно показать, что, в случае малых возмущений диэлектрической проницаемости подложки вследствие эффекта Керра дисперсионное уравнение относительно зависимости $\beta(\omega)$ может быть получено в виде

$$F_L(\omega, \beta) - F_{NL}(\omega, \beta) = 0, \quad (1)$$

$$F_L(\omega, \beta) = \mu_f \gamma (\alpha_s + \alpha_c) \cos \gamma h + (\alpha_c \alpha_s \mu_f^2 - \gamma^2) \sin \gamma h, \quad (2)$$

$$F_{NL}(\omega, \beta) = F(\omega, \beta) \eta(\omega), \quad (3)$$

$$F(\omega, \beta) = (\gamma \cos \gamma h + \mu_f \alpha_c \sin \gamma h) \mu_f \alpha_s \chi |E_s|^2 / 4, \quad (4)$$

где $\alpha_c = (\beta^2 - (\omega/c)^2)^{1/2}$; $\alpha_s = (\beta^2 - \varepsilon_s (\omega/c)^2)^{1/2}$; $\gamma = (\varepsilon_f \mu_f (\omega/c)^2 - \beta^2)^{1/2}$; ε_s – диэлектрическая проницаемость подложки; c – скорость света в вакууме; $\varepsilon_f = 1 - (\omega_p/\omega)^2$ и $\mu_f = 1 - f(\omega^2/(\omega^2 - \omega_m^2))$ – диэлектрическая и магнитная проницаемости пленки соответственно; ω_p , ω_m , f и h – плазменная частота, частота магнитного резонанса, коэффициент заполнения и ширина пленки соответственно; χ – нелинейная восприимчивость третьего порядка подложки; $E_s \eta(\omega)^{1/2}$ – электрическое поле на границе пленка–подложка; $\eta(\omega)$ – безразмерная функция.

Зависимость $\beta(\omega)$ для определенной моды имеет точку с координатами (ω_0, β_0) , в которой ее групповая скорость v_g равна нулю $v_g = d\omega/d\beta = 0$ ($d\beta/d\omega = \infty$). Величины ω_0 и β_0 могут быть определены как корни соотношения (1) и уравнения

$$v_g = \frac{d\omega}{d\beta} = \frac{\partial(F_L - F_{NL})/\partial\beta}{\partial(F_L - F_{NL})/\partial\omega} = 0. \quad (5)$$

Для частот вблизи ω_0 зависимость $\beta(\omega)$ можно описать следующим приближенным соотношением:

$$(\beta - \beta_0)^2 = 2(\omega_0 - \omega + W(\omega)) \cdot \frac{\partial F_L / \partial \omega|_{\omega_0, \beta_0}}{\partial^2 F_L / \partial \beta^2|_{\omega_0, \beta_0}}, \quad (6)$$

где нелинейная поправка $W(\omega)$ может быть представлена в виде

$$W(\omega) = \frac{F(\omega_0, \beta_0) \eta(\omega)}{\left(\partial F_L / \partial \omega|_{\omega_0, \beta_0} \right) - F(\omega_0, \beta_0) (\partial \eta(\omega) / \partial \omega)}. \quad (7)$$

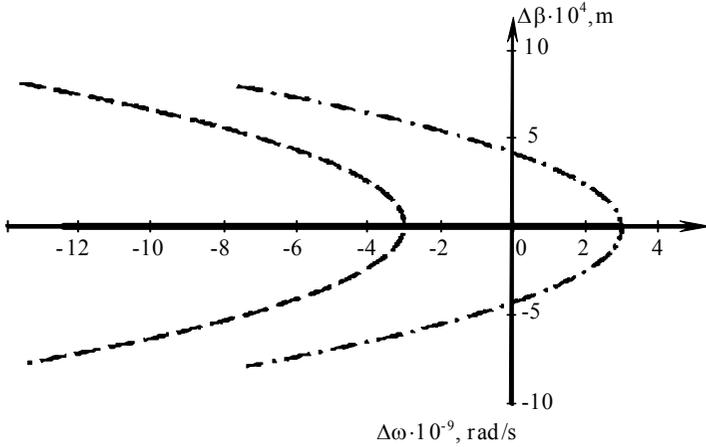


Рис. 1. Зависимость $\Delta\beta(\Delta\omega)$: $\chi = 0$ – сплошная кривая; $\chi = \pm 2 \cdot 10^{-20}$ м/В² – пунктирная (- - -) и штрихпунктирная (- · - · -).

Зависимости отстройки постоянной распространения $\Delta\beta = \beta - \beta_0$ от отстройки частоты $\Delta\omega = \omega - \omega_0$ моды TE_2 показаны на рис. 1. Кривые $\Delta\omega(\Delta\beta)$ параболического типа рассчитаны для случая $\eta(\omega) = 1$. При этом возмущение диэлектрической проницаемости подложки на границе раздела пленка–подложка принималось равным $\Delta\epsilon = 10^{-3}$ ($\Delta\epsilon = \chi |E_s|^2 \eta(\omega)$). Остальные параметры были равны: $\epsilon_s = 2$; $h = 330$ нм; $\omega_p = 3,461 \cdot 10^{15}$; $\omega_m = 1,631 \cdot 10^{15}$ рад/с; $f = 0,5$; $|\chi| = 2 \cdot 10^{-20}$ м/В². Координаты точки нуля групповой скорости для TE_2 -моды в случае линейной подложки имеют значения: $\omega_0 \approx 1,751 \cdot 10^{15}$ рад/с; $\beta_0 \approx 1,019 \cdot 10^7$ м⁻¹.

Для любой монотонной кривой $\Delta\omega(\Delta\beta)$, которая может находиться на рис. 1 между сплошной кривой и пунктирной (штрихпунктирной) кривой, может быть решена обратная задача определения соответствующей этой воображаемой кривой зависимости $\eta(\omega)$. Таким образом, может быть найдена и зависимость $\eta_{\text{comp}}(\omega)$, для которой возмущения постоянной распространения равны нулю $\Delta\beta = 0$ ($\beta = \beta_0$). Эта функция может быть найдена из (4) и (5) в следующем виде:

$$\eta_{\text{comp}}(\omega) = \frac{\left(\frac{\partial F_L}{\partial \omega} \Big|_{\omega_0, \beta_0} \right)}{2F(\omega_0, \beta_0)} (\omega - \omega_0) \tilde{}. \quad (8)$$

Все компоненты спектра интенсивности TE_2 -мод с плотностью $I = |E_s|^2 \eta_{\text{comp}}(\omega)$ в тонкой левоориентированной пленке на нелинейной подложке имеют одинаковые постоянные β , равные β_0 (см. жирную линию на рис. 1). Следует ожидать, что медленно изменяющаяся во

времени амплитуда светового поля, соответствующего такому спектру, будет иметь групповую скорость, равную нулю.

Таким образом, возможность управления дисперсией волноводных мод тонкой левоориентированной пленки на подложке с эффектом Керра за счет модуляции световой интенсивности, открывают перспективы для разработки новых интегральных оптических линий задержки и элементов оптической памяти.

ЛИТЕРАТУРА

1. Konkin D.A., Litvinov R.V., Parfenova E.S. et al. Intramode wave packet in a thin left-handed film with the spectrum near the frequency of the zero group velocity // *Quantum Electronics*. – 2016. – Vol. 46. – P. 1040–1046.
2. Taya S.A., Kullab H.M., Qadoura I.M. Dispersion properties of slab waveguides with double negative material guiding layer and nonlinear substrate // *J. Opt. Soc. Am. B*. – 2013. – Vol. 30. – P. 2008–2013.
3. Stegeman I., Seaton C.T., Ariyasu J. Nonlinear electromagnetic waves guided by a single interface // *J. Appl. Phys.* – 1985. – Vol. 58. – P. 2453–2459.

УДК 621.383.

ОПТИЧЕСКИЙ Y-ДЕЛИТЕЛЬ В ИНТЕГРАЛЬНОМ ИСПОЛНЕНИИ

*А.А. Гуляева, студентка каф. ЭП, И.В. Кулинич, ассистент каф. ФЭ
г. Томск, ТУСУР, gulyaeva.gelya@mail.ru*

Объектом исследования является оптический Y-делитель в интегральном исполнении. Актуальность работы обуславливается тем, что оптический делитель – это необходимое пассивное устройство, применяемое при строительстве любых сетей связи с использованием волноводов.

Ключевые слова: волновод, оптический делитель.

Одним из актуальных объектов исследования радиофотоники является электрооптический модулятор света (ЭОМ) по схеме интерферометра Маха–Цендера, который используют в аналоговых и цифровых системах коммуникации и волоконно-оптических датчиках. В работе данного устройства одну из важных ролей играет оптический делитель (рис. 1) [1].

Оптический делитель представляет собой пассивное устройство, разделяющее поток энергии, передаваемый по оптоволокну.

Деление светового пучка в нем осуществляется по законам геометрической оптики. Y-делитель выполняет такие же функции, как и синфазный делитель мощности. Чтобы узнать такие характеристики делителя, как оптические потери и коэффициент деления оптической мощности, была построена модель данного устройства (рис. 2). В

качестве исходных геометрических параметров была взята геометрия Y-делителя ЭОМ по схеме Маха–Цендера фирмы «Oslago». Моделирование осуществлялось при следующих параметрах:

- длина волны входного оптического излучения $\lambda = 1550$ нм;
- сердцевина волновода LiNb с показателем преломления $n_2 = 2,145$;
- оболочка волновода с показателем преломления $n_1 = 1$;
- ширина сердцевины $d_2 = 1$ мкм;
- длина устройства $L_1 = 95$ мкм.

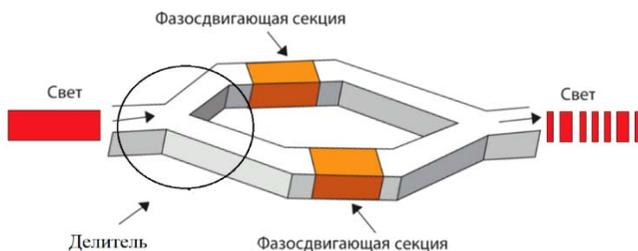


Рис. 1. ЭОМ по схеме Маха–Цендера

Модель устройства представлена на рис. 2.

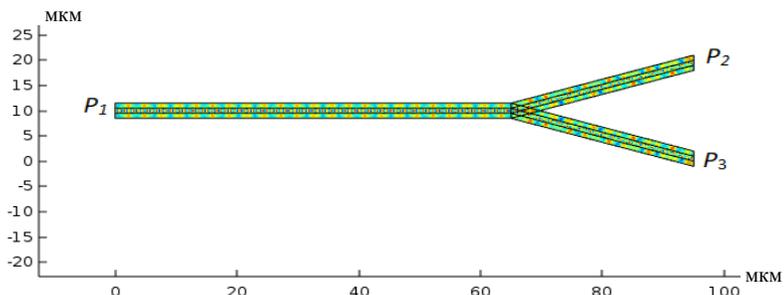


Рис. 2. Модель оптического Y-делителя с гребенчатыми волноводами в интегральном исполнении: P_1 – оптическая мощность на входе; P_2, P_3 – оптическая мощность на выходе

Отражение света на входе P_1 составило -33 дБ, оптические потери на выходе верхнего P_2 и нижнего P_3 каналов делителя составили $-3,1$ и $-3,2$ дБ соответственно.

Целью данной работы являлось создать модель оптического Y-делителя с гребенчатыми волноводами с минимальными оптическими потерями и коэффициентом деления оптической мощности 50:50%.

Для достижения поставленной цели в процессе моделирования были введены следующие геометрические параметры:

- длина области стыковки $L = 15$ мкм;
- радиус кривизны канала делителя $R = 100$ мкм.

Вышеперечисленные параметры графически представлены на рис. 3. Построив модель с учетом введенных геометрических параметров (рис. 4), получена модель оптического Y-делителя, отражение на входе которого P_1 составило -47 дБ, а оптические потери на выходе верхнего P_2 и нижнего P_3 каналов делителя составили -3 дБ.

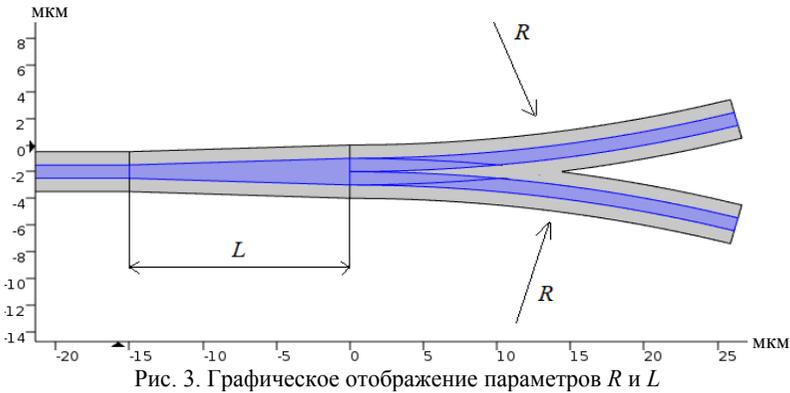


Рис. 3. Графическое отображение параметров R и L

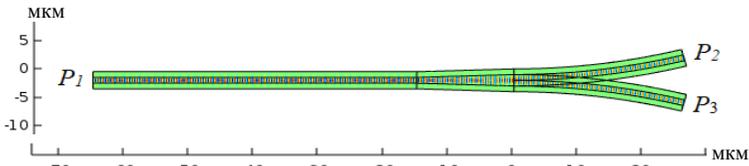


Рис. 4. Модель оптического Y-делителя с гребенчатыми волноводами в интегральном исполнении: P_1 – оптическая мощность на входе; P_2, P_3 – оптическая мощность на выходе

В ходе проделанной работы оптимизирована модель оптического Y-делителя в интегральном исполнении таким образом, что оптические потери на входе делителя уменьшились с -33 до -47 дБ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Белкин М.Е. Потенциал применения фотоники и радиофотоники в радиосредствах СВЧ-диапазона / М.Е. Белкин, А.С. Сигов // Радиотехника и электроника. – 2009. – Т. 54, № 8. – С. 901–914.

ОПТИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА КРИСТАЛЛОВ КТР*К.А. Реунова, аспирант каф. ФЭ; С.В. Иволина, студентка;**К.П. Мельник, инженер ООО «Кристалл Т»**Научный руководитель С.В. Смирнов, проф. каф. ФЭ, к.т.н.**г. Томск, ТУСУР, reuнова.ksenya@mail.ru*

Приведены результаты исследований оптических свойств КТР-кристаллов в широком спектральном диапазоне от 200 нм до 20 мкм в зависимости от их химического состава. Установлена зависимость этих свойств от химического состава образцов.

Ключевые слова: нелинейно-оптические материалы, кристаллы семейства КТР, спектр пропускания, спектр отражения.

Титанил-фосфат калия (КТР) – это нелинейно-оптический материал, широко используемый в лазерной технике. Этот материал обладает такими свойствами, как высокая лучевая стойкость, оптическая однородность, низкое значение пьезооптических констант и незначительное значение управляющих напряжений [1, 2]. Благодаря электрооптическим и нелинейно-оптическим свойствам, материалы находят применение в качестве электрооптической модуляции мощного лазерного излучения, преобразовывая его частоту и длину волны, а также меняя направление распространения. Устройства на базе кристаллов КТР находят широкое применение при построении лазерных систем, в телекоммуникации, оборонной технике, метрологии и научных исследованиях.

Целью данной работы является исследование оптических свойств кристаллов КТР (ООО «Кристалл Т») в широком спектральном диапазоне [1].

В таблице представлены данные по химическому составу исследуемых образцов.

Химический состав КТР-кристаллов

№	Образец	Вес. %	Ti	K	P	Ne	Cr
		Атом					
1	КТР-1	47,4	20,7	16,5	14,7	0,6	
		68,5	10,0	9,8	11,0	0,6	
2	КТР-2	45,3	21,7	18,6	13,9	0,4	
		67,0	10,7	11,3	10,6	0,4	
3	КТР-3	46,8	18,4	18,8	13,7		1,2
		68,4	9,5	11,3	10,4		0,5
4	КТР-4	44,5	22,9	17,9	14,6		
		66,4	11,4	14,6	11,24		

Измерение спектров пропускания проводилось с помощью спектрометра Shimadzu UV-3600 в диапазоне длин волн от 200 нм до 2,5 мкм. Установлено, что все исследуемые образцы обладают высоким коэффициентом пропускания на уровне 80–90% (рис. 1).

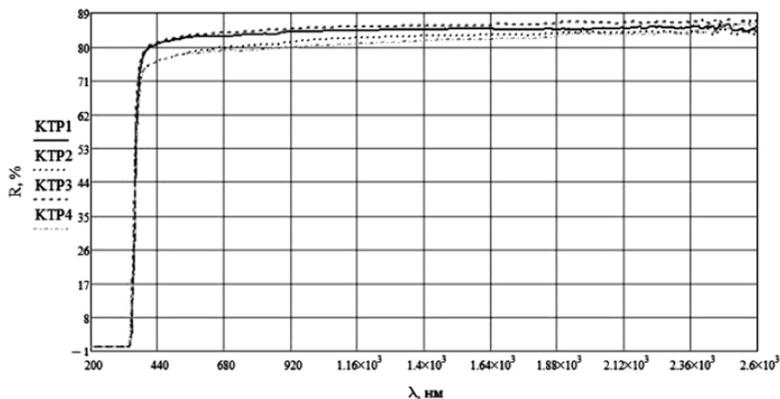


Рис. 1. Спектры пропускания образцов КТР-кристаллов

Спектры пропускания в диапазоне от 4000 до 2000 см^{-1} (от 2 до 5 мкм) были сняты на Фурье-спектрометре ФТ-801 (ИФП г. Новосибирск). На рис. 2 представлены полученные результаты.

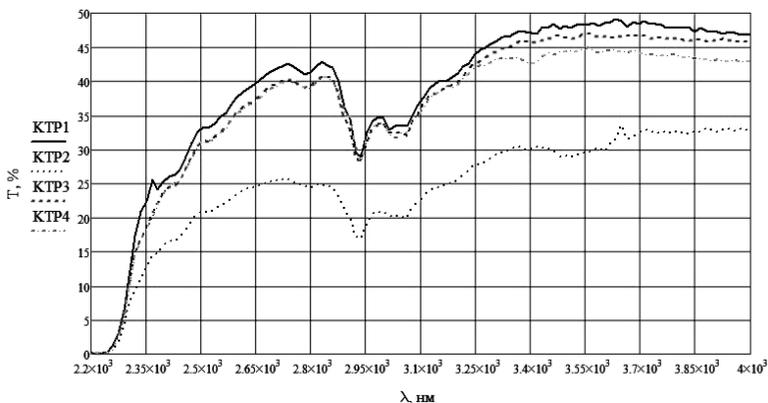


Рис. 2. Спектры пропускания образцов КТР-кристаллов

На рис. 3 представлены спектры отражения кристаллов в диапазоне от 1200 до 500 см^{-1} (9–20 мкм). Спектры отображают двухфоновые колебания кристаллической решетки. Различие в спектрах также обусловлено различным химическим составом образцов (см. таблицу).

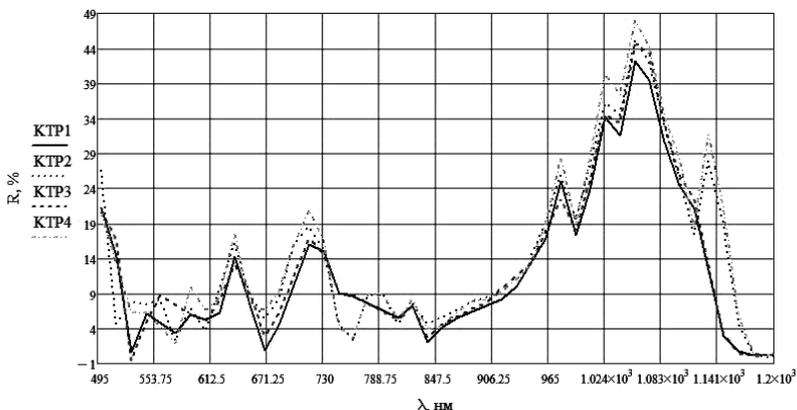


Рис. 3. Спектры отражения образцов КТР-кристаллов

Таким образом, проведены исследования оптических свойств КТР-кристаллов (ООО «Кристалл Т») в широком спектральном диапазоне от 200 нм до 20 мкм. Установлено, что исследованные кристаллы обладают высоким коэффициентом пропускания 80–90% в диапазоне от 200 нм до 2,5 мкм и 40–50% в диапазоне от 2 до 5 мкм. Наибольшей чувствительностью к химическому составу обладают Фурье-спектры пропускания в диапазоне от 4000 до 2000 см^{-1} и отражения в диапазоне от 1200 до 500 см^{-1} .

ЛИТЕРАТУРА

1. Краковский В.А. Рост и физические свойства высокоомных кристаллов КТР / В.А. Краковский, Л.Я. Серебренников, И.А. Паргачев и др. // Изв. вузов. Физика. – 2012. – Т. 55, № 8-3. – С. 52–53.
2. Кистенева М.Г. Фото- и термоиндуцированные изменения поглощения света в кристалле титаната висмута, легированном алюминием / М.Г. Кистенева, С.М. Шандаров, А.С. Акрестина и др. // Изв. вузов. Физика. – 2010. – Т. 53, № 9-3. – С. 145–146.

УДК 535.5

ИЗМЕРЕНИЕ ШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ДИФРАКЦИИ СВЕТА НА ПЕРИОДИЧЕСКОЙ ДОМЕННОЙ СТРУКТУРЕ В КРИСТАЛЛЕ НИОБАТА ЛИТИЯ

А.Ю. Яковлева, И.К. Казак, магистранты каф. СВЧиКР

*Научный руководитель А.Е. Мандель, проф. каф. СВЧиКР, д.т.н.
г. Томск, ТУСУР, mandelae@svch.tusur.ru*

Экспериментально исследована дифракция когерентного света на периодической доменной структуре в кристалле ниобата лития.

Ключевые слова: дифракция света, ниобат лития, периодические доменные структуры.

На начальном этапе исследования дифракции когерентного оптического света на периодической доменной структуре в кристалле ниобата лития была получена типичная дифракционная картина лазерного пучка, состоящая из более чем 15 порядков дифракционных максимумов [1]. Данная картина изображена на рис. 1.



Рис. 1. Картина дифракции лазерного пучка с длиной волны 655 нм, поляризованного вдоль оси Y и распространяющегося вдоль оптической оси Z , в образце $\text{LiNbO}_3:5\%\text{MgO}$

Как можно заметить, на картине, помимо основных дифракционных максимумов, наблюдаются еще так называемые «усы» между основным и последующими дифракционными максимумами. Этот факт дал возможность исследовать шумовые характеристики дифракции света на периодической доменной структуре в кристалле ниобата лития.

С помощью цифрового фотоаппарата была зафиксирована дифракционная картина, содержащая только основной дифракционный максимум и исходящие от него так называемые «усы». Данная картина представлена на рис. 2.



Рис. 2. Картина дифракции лазерного пучка с длиной волны 655 нм, поляризованного вдоль оси Y и распространяющегося вдоль оптической оси Z , в образце $\text{LiNbO}_3:5\%\text{MgO}$ только для основного максимума дифракционной картины

С помощью математического пакета MathCad 15 был проведен анализ полученной картины. Результат представлен на рис. 3.

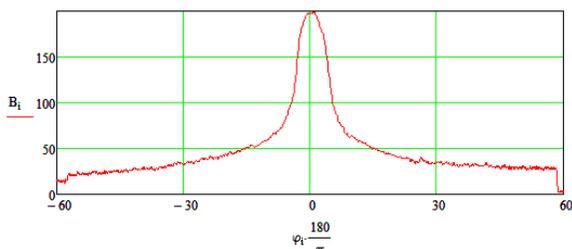


Рис. 3. Точечный анализ цифрового изображения дифракционной картины для основного дифракционного максимума

Далее помощью цифрового фотоаппарата была зафиксирована еще одна дифракционная картина, содержащая основной дифракционный максимум, который перекрыли специальным материалом, на картине видны только исходящие от него так называемые «усы». Данная картина представлена на рис. 4.

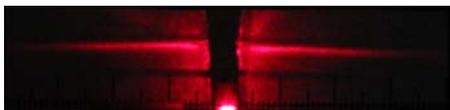


Рис. 4. Картина дифракции лазерного пучка с длиной волны 655 нм, поляризованного вдоль оси Y и распространяющегося вдоль оптической оси Z , в образце $\text{LiNbO}_3:5\%\text{MgO}$ для перекрытого основного максимума дифракционной картины

С помощью математического пакета MathCad 15 был проведен анализ полученной картины. Результат представлен на рис. 5.

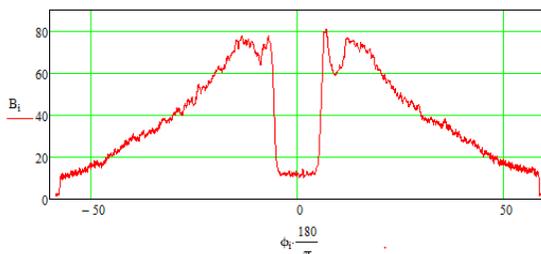


Рис. 5. Точечный анализ цифрового изображения дифракционной картины для перекрытого основного дифракционного максимума

Из рис. 4 и 5 можно пронаблюдать шумовую характеристику дифракции света на периодической доменной структуре в кристалле ниобата лития.

Интенсивность дифракции математически можно описать следующей формулой:

$$\langle I(\xi) \rangle = \frac{B|Q|^2}{(\Lambda\xi)^2} \left[\frac{1}{2N}(1-f(\xi)) + f(\xi)\sin^2(\pi\xi\Lambda\bar{R}) \left(\frac{\sin(\pi\Lambda N\xi)}{N\sin(\pi\Lambda\xi)} \right)^2 \right], \quad (1)$$

где B – постоянная; $f(\xi) = e^{-(\pi\sigma\xi)^2}$.

Если структура решетки идеальна, $\sigma = 0$, $f(\xi) = 1$, то первый член формулы (1) исчезает. Однако если решетка имеет неидеальную структуру, то первый член формулы (1) добавляет фоновый шум между дифракционными порядками максимумов.

На практике трудно измерить абсолютную интенсивность шума для заданной интенсивности входного сигнала. Вместо этого гораздо легче измерить относительную интенсивность шума по отношению к одному из порядков дифракции в пределах одной и той же дифракционной картины.

Измерение дифракционного шума обеспечивает универсальный метод количественной оценки поляризации доменов. Этот метод работает только тогда, когда границы домена не параллельны сегнетоэлектрической оси («наклонные домены»). В этом случае ширина домена изменяется вдоль оси, что приводит к распределенному коэффициенту заполнения [2].

ЛИТЕРАТУРА

1. Яковлева А.Ю. Исследование дифракции когерентных световых пучков на периодической доменной структуре в кристалле ниобата лития: Выпускная квалификационная работа бакалавра. – Томск, 2017. – 56 с.
2. Шур В.Я., Румянцев Е.Л. Исследование кинетики субмикронных и нанодоменных структур в сегнетоэлектрических монокристаллах при внешних воздействиях: учеб. пособие. – Екатеринбург, 2007. – 105 с.

УДК 535.421

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ФОРМИРОВАНИЯ ФОТОННЫХ СТРУКТУР ДВУМЕРНЫМИ БЕССЕЛЕПОДОБНЫМИ СВЕТОВЫМИ ПУЧКАМИ ГОЛОГРАФИЧЕСКИМ МЕТОДОМ В ФОТОПОЛИМЕРНЫХ МАТЕРИАЛАХ

В.О. Долгирев, Д.И. Дудник, студенты;

А.О. Семкин, доцент каф. СВЧиКР

Научный руководитель С.Н. Шарангович, проф., к.ф.-м.н.

г. Томск, ТУСУР, vital2@mail.ru

Представлены результаты экспериментального исследования по голографическому формированию фотонных структур (ФС) в фотополимерных материалах двумерными бесселеподобными световыми пучками. Получен дифракционный оптический элемент (ДОЭ), преобразующий Гауссовы световые поля в двумерные бесселеподобные.

Ключевые слова: фотонные структуры, бесселеподобные пучки, голографический метод, дифракция, фотополимерный материал.

На сегодняшний день интерес в оптике представляет формирование световых пучков, свободных от дифракции. К таким пучкам относятся Бесселевы пучки [1, 2]. Реальные Бесселевы пучки не могут су-

ществовать из-за бесконечной оптической мощности, которую они могут перенести, поэтому в данной работе рассматриваются Бесселеподобные пучки, близкие к теоретическому распределению бездифракционных полей, которые не ограничены в поперечном направлении. Следовательно, актуальным является поиск доступных методов формирования таких пучков. Одним из наиболее эффективных методов формирования дифракционных элементов является голографический с использованием фоточувствительных сред [3]. Путем изменения условий голографического формирования можно создавать сколь угодно сложные фотонные структуры.

В работе рассматриваются бесселеподобные световые пучки первого рода нулевого порядка. Для преобразования падающего Гауссова светового поля в двумерное бесселеподобное, используется амплитудный транспарант (АТ). АТ получается путем перпендикулярного наложения двух металлических пластин с параллельными щелями. Данная методика преобразования более подробно описана в работе [4].

На рис. 1 представлены схемы экспериментальных установок для голографического формирования и считывания ДОЭ.

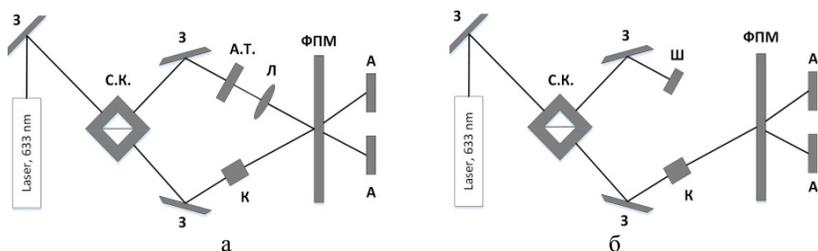


Рис. 1. Схема установки (а) для формирования ДОЭ и (б) схема установки для считывания ДОЭ

На рис. 1 лазер с длиной волны излучения 633 нм формирует опорный световой пучок с Гауссовым световым распределением с круговой поляризацией диаметром 2 мм и мощностью 2 мВт. После отражения от зеркала (З) пучок разделяется на два с помощью светоделительного кубика (С.К.). Далее, сигнальный пучок посредством амплитудного транспаранта (АТ) преобразует Гауссово распределение интенсивности света в Бесселеподобное. АТ имел ширину щелей 200 мкм и расстояние между щелями 900 и 700 мкм. Расстояние от АТ до линзы (Л) и от линзы до ДОЭ соответствовало фокусному расстоянию самой линзы (18,4 см). Угол падения опорного и сигнального пучков составлял 4°. Опорный пучок после зеркала (З) уширялся при помощи коллиматора (К) до величины апертуры в 4 мм. В объеме об-

разца ФПМ опорный и сигнальный пучки интерферируют. Далее, следуя голографическому принципу, в нем формируется фазовая пропускающая голограмма. Анализатор лазерных пучков (А) фиксирует распределение интенсивности проходящих сигнального и опорного пучков. Для считывания полученной голограммы сигнальный световой пучок перекрывался шторкой (Ш). На выходе ДОО анализатором фиксировалось распределение интенсивности дифрагировавшего светового пучка.

На рис. 2 представлены нормированные профили распределения интенсивности сигнального и дифрагировавшего световых пучков. Из рис. 2, *а*, *б* видно, что профиль сигнального светового пучка схож с функцией распределения Бесселя. Дифрагировавший пучок имеет профиль сигнала. Количество и ширина боковых максимумов по осям *X* и *Y* отличаются, это объясняется различными геометрическими параметрами наложенных металлических пластин в АТ.

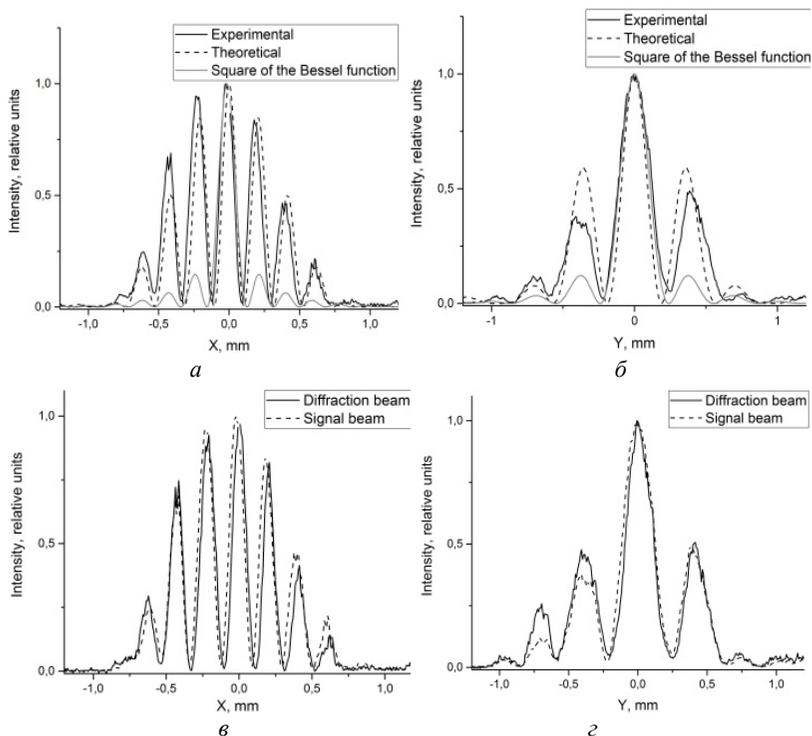


Рис. 2. Профили (*а*, *б*) сигнального и (*в*, *г*) дифрагировавшего пучков вдоль оси *X* и вдоль оси *Y*

Таким образом, в результате экспериментального исследования получен ДОЭ, позволяющий преобразовывать Гауссовы световые поля в двумерные бесселеподобные.

Работа выполнена при поддержке Минобрнауки России в рамках госзадания (Проект № 3.1110.2017/4.6).

ЛИТЕРАТУРА

1. Siviloglou G.A., Christodoulides D.N. Accelerating finite energy Airy beams // Optics Letters. – 2007. – Vol. 32, No. 8. – P. 979–981.
2. Хило Н.А., Петрова Е.С., Рыжевич А.А. Преобразование порядка бесселевых световых пучков в одноосных кристаллах // Квантовая электроника. – 2001. – Т. 31, № 1. – С. 85–89.
3. Семкин А.О., Шарангович С.Н. Голографическое формирование дифракционных элементов для преобразования световых пучков в фотополимерно-жидкокристаллических композициях // Изв. вузов. Физика. – 2017. – Т. 60, № 11. – С. 109–115.
4. Inyushov A., Safronova P., Trushnikov I., Sarkyt A., Shandarov V. Formation of Photonic Structures in Photorefractive Lithium Niobate by 1D and 2D Bessel-like Optical Fields // Journal of Physics: Conference Series. – 2017. – Vol. 867, No. 1. – P. 012023.

УДК 535.5

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ВОЛНОВОДНЫХ КАНАЛОВ В ФПМ-ЖК В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ ВНЕШНЕГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ

*Д.И. Дудник, К.О. Гусаченко, И.А. Квасова, студенты;
А.О. Семкин, доцент каф. СВЧКР, к.ф.-м.н.*

*Научный руководитель С.Н. Шарангович, зав. каф. СВЧКР, к.ф.-м.н.
г. Томск, ТУСУР, drinza10@gmail.com*

Представлены результаты математического моделирования влияния внешнего электрического поля на режим распространения оптического излучения в волноводных каналах, сформированных в фотополимерных композициях, содержащих жидкие кристаллы (ФПМ-ЖК). Показано, что воздействие электрического поля дает возможность управления условиями распространения света в волноводных каналах за счет изменения ориентации директора нематического ЖК. Данный эффект позволяет говорить о возможности создания систем управляемых волноводных каналов и устройств на их основе.

Ключевые слова: фотополимерно-жидкокристаллические композиции, волноводный режим распространения света, показатель преломления, волноводные каналы, электрическое поле.

В настоящее время создание направляющих систем для применения в качестве компонентов интегрально-оптических устройств явля-

ется актуальным направлением исследований. Применение систем управляемых волноводных каналов, голографически сформированных в ФПМ-ЖК композиции, может значительно снизить стоимость как самих устройств, так и технологии их производства. А возможность управления условиями распространения света в них с помощью воздействия внешнего электрического поля может стать основой принципиально новых устройств.

Целью данной работы является исследование влияния внешнего электрического поля на распространение оптического излучения в волноводных каналах, сформированных в ФПМ-ЖК, в условиях сильного поверхностного сцепления молекул ЖК с подложками.

Сильное поверхностное сцепление НЖК с подложками обуславливает плавную электрически наведенную неоднородность изменения диэлектрической проницаемости материала. Таким образом, при воздействии однородным электрическим полем на волноводный канал, сформированный в ФПМ-ЖК, изменение показателя преломления будет зависеть не только от величины прикладываемого напряжения, но и от расстояния от ограничивающей поверхности.

Тогда индуцированный внешним воздействием угол поворота директора молекул ЖК $\theta(E, z)$ в ФПМ-ЖК может быть найден путем решения уравнения Фредерикса [1]:

$$\int_0^{\theta} \left[\sin^2 \theta_m(E) - \sin^2 \theta' \right]^{1/2} d\theta' = \frac{1}{\xi_e(E)} \left(\frac{d}{2} \pm z \right), \quad (1)$$

где $\xi_e(E) = \left[\frac{K_{33} \cdot 8\pi}{\varepsilon_e - \varepsilon_o} \cdot \frac{1}{E^2} \right]^{1/2}$ – электрическая когерентная длина; K_{33} – коэффициент упругости; $\theta_m(E, z)$ – максимально возможный угол поворота директора ЖК; d – толщина слоя (10 мкм).

Показатель преломления в различных точках образца при различной напряженности электрического поля может быть определен из выражения

$$n(E, z) = n_o n_e \left[n_e^2 \cdot \sin^2(\theta(E, z) - \theta_L) + n_o^2 \cdot \sin^2(\theta(E, z) - \theta_L) \right]^{1/2}, \quad (2)$$

где $n_e = 1,717$, $n_o = 1,53$ – необыкновенный и обыкновенный показатели преломления НЖК; θ_L – угол начальной ориентации директора капли НЖК.

Численное решение уравнения (2) показывает связь изменения показателя преломления с изменением ориентации директора молекулы ЖК под действием внешнего электрического поля (рис. 1).

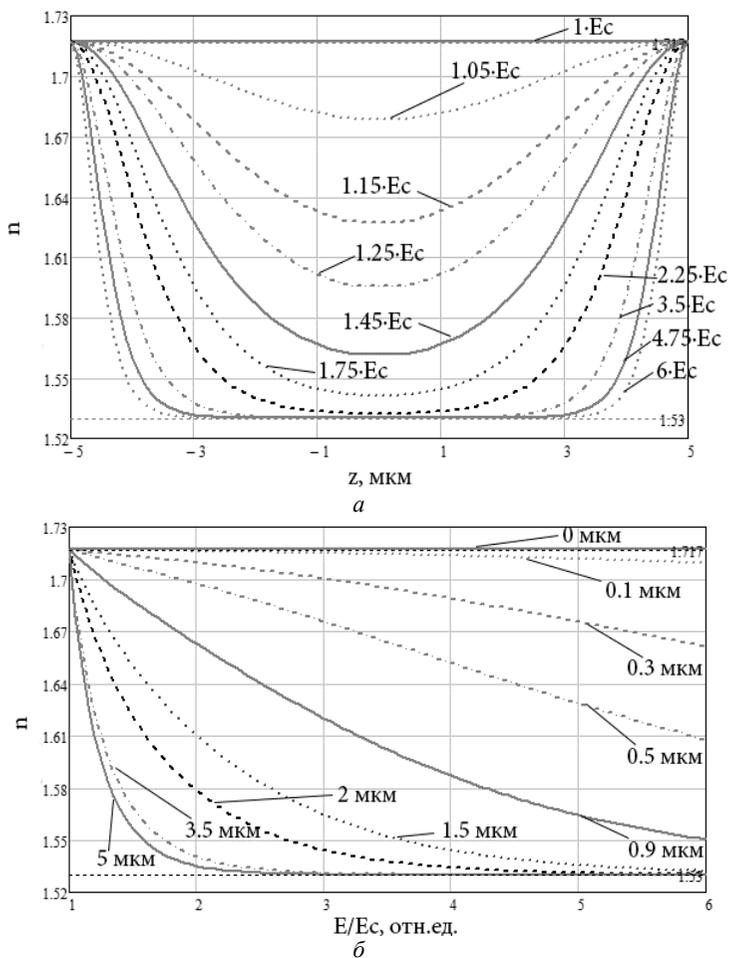


Рис. 1. Зависимости значения показателя преломления на различных расстояниях от подложек при некоторых значениях величины напряженности прикладываемого поля (а) и от величины прикладываемого поля при разных расстояниях от ограничивающей поверхности (б)

Результатом моделирования является график зависимости максимального числа мод, способных распространяться в волноводе от приложенного электрического поля, представленный на рис. 2.

Из графика видно, что в областях, близких к подложкам, даже при приложении электрического поля остаются области, где свет все еще способен распространяться.

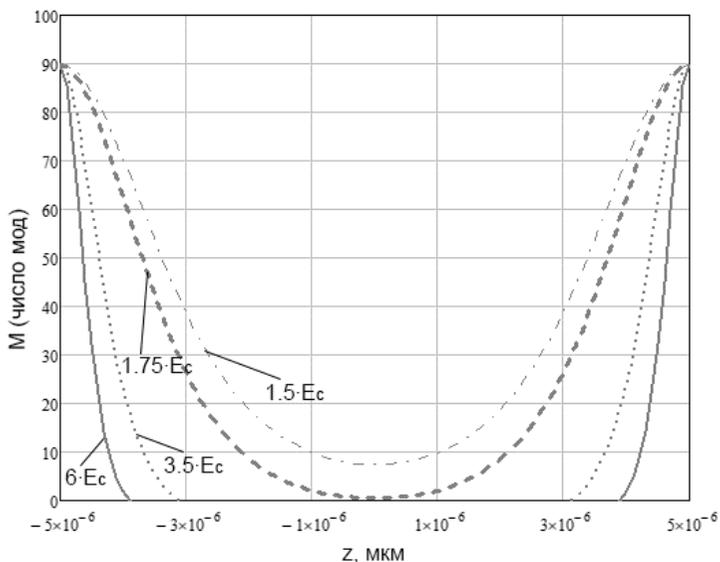


Рис. 2. Зависимость максимального числа мод, способных распространяться в волноводе, при некоторых значениях величины напряженности прикладываемого поля

Таким образом, при воздействии электрического поля на волноводные каналы, сформированные в ФПМ-ЖК, при сильном поверхностном сцеплении молекул ЖК с ограничивающими поверхностями излучение «выдавливается» из сердцевины волноводов в крайние области, ближе к подложкам.

Из графика (см. рис. 2) видно, что при приложении электрического поля определенной напряженности можно добиться уменьшения числа направляемых мод в волноводе вплоть до полного невыполнения волноводного режима распространения оптического излучения. Исходя из результатов проведенного моделирования, можно сказать, что в условиях сильного поверхностного сцепления молекул ЖК с подложками влияние величины напряженности электрического поля уменьшается в области границ ФПМ-ЖК – подложка.

В ФПМ-ЖК вследствие сильного поверхностного сцепления молекул ЖК с подложками проявляется неравномерное изменение показателя преломления при воздействии электрического поля. Данный эффект говорит о возможности управления условиями распространения оптического излучения в волноводе и о возможности «выключать» отдельные оптические каналы. Условием для этого становится увеличение напряженности прикладываемого поля.

Также имеется возможность более плавного уменьшения числа мод, способных распространяться в волноводе путем воздействия внешним электрическим полем. Работа выполнена при поддержке Минобрнауки РФ в рамках проектной части госзадания № 3.1110.2017/4.6.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сонин А.С. Введение в физику жидких кристаллов. – М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1983. – 320 с.

УДК 535.215.6

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИФРАКЦИОННОЙ РАСХОДИМОСТИ ЛАЗЕРНЫХ ПУЧКОВ В КРИСТАЛЛЕ НИОБАТА ЛИТИЯ С УЧЁТОМ ВКЛАДА ПИРОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ЭФФЕКТА

Д.К. Романенко, А.В. Сокольников, М.Н. Гаппарова, студенты;

А.С. Перин, доцент каф. СВЧиКР, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, каф. СВЧиКР, romanenko_dima1999@mail.ru

Проект ГПО СВЧиКР-1807 «Разработка метода формирования и создание фотонных волноводных схем на основе сегнетоэлектрических кристаллов ниобата лития»

Приведены результаты исследования дифракционной расходимости лазерных пучков в кристалле ниобата лития с учетом вклада пироэлектрического эффекта.

Ключевые слова: ниобат лития, пространственный солитон, взаимодействие, фоторефрактивный эффект, дифракционная расходимость, электрооптический эффект, пироэлектрический эффект.

Материалы, на основе которых создаются квантовые генераторы и системы управления оптическими лучами, во многом определяют развитие лазерной техники. Сегнетоэлектрический кристалл ниобата лития является одним из самых универсальных материалов в данном направлении. Но в подобных кристаллах с течением времени наблюдается эффект искажения пространственной структуры световых пучков и увеличение интенсивности рассеивания излучения, обусловленные оторефрактивным эффектом. Лазерные пучки, проходя через кристалл с фоторефрактивной средой, претерпевают дифракционную расходимость. Пироэлектрический эффект посредством нагревания кристалла способствует изменению показателя преломления среды под действием возникающего электрического поля, т.е. порождает электрооптический эффект, чем и «исправляет» рассеивание лазерных пучков внутри кристалла [1, 2].

Целью данной работы является экспериментальное исследование дифракционной расходимости лазерных пучков в кристалле ниобата лития с учетом вклада пьезоэлектрического эффекта.

В экспериментах использовался нелегированный кристалл ниобата лития с размерами $4 \times 10 \times 4$ мм³ вдоль осей X , Y , Z соответственно. Поляризация света соответствовала необыкновенной волне в кристалле. Источником излучения являлся твердотельный лазер YAG:Nd³⁺ (длина волны света $\lambda = 0,532$ мкм и выходная мощность излучения до 50 мВт). Схема экспериментальной установки представлена на рис. 1.

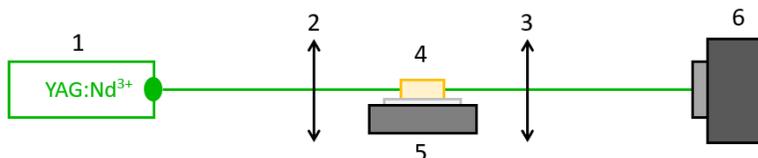


Рис. 1. Схема экспериментальной установки: 1 – источник лазерного излучения (YAG:Nd³⁺ лазер, $\lambda = 532$ нм); 2 – линза (с фокусным расстоянием 7,4 см); 3 – линза (с фокусным расстоянием 7,3 см); 4 – кристалл ниобата лития (LiNbO₃); 5 – элемент Пельтье, размещенный на трёхкоординатном микрометрическом столике; 6 – анализатор лазерных пучков

Изначально диаметр лазерного пучка был равен 560 мкм. В фокусе первой линзы 2 он уменьшался до 30 мкм. Кристалл 4 был поставлен на расстоянии 7,4 см от линзы, чтобы фокус падал точно на входную грань. Вторая линза 3 с фокусным расстоянием 7,3 см размещалась на подвижном столике. Это делалось для того, чтобы была возможность настраивать её фокус на входной и выходной гранях образца, тем самым получая изображения световых полей с этих поверхностей. Сами же световые поля изучались с помощью анализатора лазерных пучков 6, также размещённого в фокусе второй линзы.

На рис. 2 показаны картины световых полей и графики распределения интенсивности на входной и выходной грани кристалла в разные периоды времени и при разной температуре. Рисунок 2, б показывает, что на выходной грани кристалла в начальный момент времени размер световых пятен увеличивается. Это следствие линейной дифракции светового поля. Увеличение световой мощности до 1 мВт приводит к индуцированию в освещенной области образца оптической неоднородности, обусловленной фоторефрактивным эффектом. Индуцированная оптическая неоднородность приводит к увеличению дифракционной расходимости светового пучка в направлении оптической оси кристалла (см. рис. 2, в). При нагревании до температуры 38 °С линейная и нелинейная дифракции светового пучка компенси-

руются, и световые пятна на выходной плоскости уменьшаются до их размеров на входной (см. рис. 2, *з*). При указанных условиях экспериментов врем, необходимое для полной компенсации дифракции светового поля, составляло примерно 20–30 с.

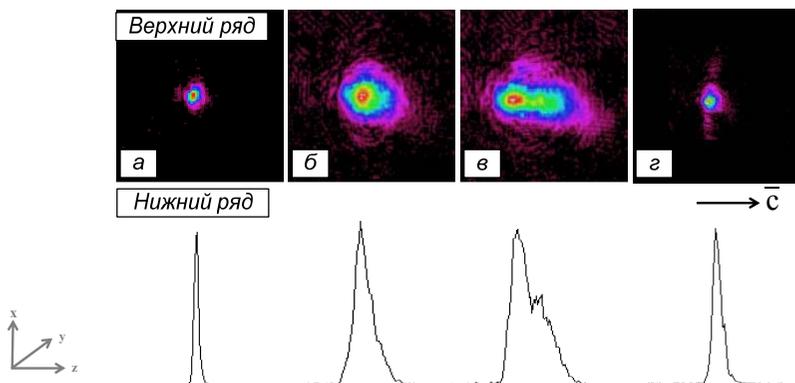


Рис. 2. Картины распределения световых полей (верхний ряд) и профили распределения интенсивности (нижний ряд): *а* – на входной грани кристалла; *б* – на выходной грани в начальный момент времени; *в* – картина светового поля на выходной плоскости образца при увеличении мощности излучения; *г* – при нагреве кристалла

Таким образом, в данной работе были рассмотрены дифракционная расходимость и её усиление при увеличении световой мощности. Так же наглядно было изучено, как пироэлектрический эффект практически полностью устраняет дифракционную расходимость.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки в рамках проектной части госзадания (№ 3.1110.2017/ПЧ), РФФИ и администрации Томской области в рамках научного № 18-42-703018.

ЛИТЕРАТУРА

1. Григорян Т.Л., Будаев Б.М., Перин А.С. Канальные волноводные структуры, оптически индуцированные в кристалле ниобата лития с учётом пироэлектрического эффекта // Матер. докл. междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2018». – Томск: В-Спектр. – 2018. – Ч. 2. – С. 98–101.

2. Шандаров В.М. Основы физической и квантовой оптики. – Томск, 2005. – 258 с.

ВРЕМЕННАЯ ЗАВИСИМОСТЬ КОЭФФИЦИЕНТА ПРОПУСКАНИЯ КРИСТАЛЛА СИЛИКАТА ВИСМУТА ПРИ СИНУСОИДАЛЬНОЙ МОДУЛЯЦИИ ЗОНДИРУЮЩЕГО ИЗЛУЧЕНИЯ ПО ДЛИНЕ ВОЛНЫ

*Т.А. Журин, студент; Е.С. Сим, аспирант каф. ЭП
Научный руководитель С.М. Шандаров, зав. каф. ЭП, проф., д.ф.-м.н.
г. Томск, ТУСУР, timoxazh1@gmail.com*

Представлены результаты моделирования временной зависимости коэффициента пропускания кристалла силиката висмута при синусоидальной модуляции зондирующего излучения по длине волны.

Ключевые слова: модуляционная спектроскопия, оптическое пропускание, силикат висмута.

Известно [1], что применение методов модуляционной (дифференциальной) спектроскопии, основанных на измерении изменений в оптическом спектре, вызванных малыми периодически меняющимися возмущениями, является одним из возможных подходов к идентификации дефектных центров, вносящих вклад в примесное оптическое поглощение. В настоящем сообщении представлены результаты численного моделирования временной зависимости коэффициента пропускания кристалла силиката висмута ($\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$, или BSO) при синусоидальной модуляции зондирующего излучения по длине волны.

Методика моделирования. По приведенным в работе [2] соотношениям, описывающим спектральную зависимость примесного поглощения суммой вкладов в него процессов фотовозбуждения электронов в зону проводимости с глубоких донорных центров, внутрицентровых переходов и краевого поглощения, подчиняющегося правилу Урбаха, можно провести аппроксимацию экспериментальной зависимости показателя поглощения при произвольных законах изменения по времени длины волны зондирующего излучения $\lambda(t)$. При моделировании длина волны светового излучения принималась зависящей от времени по гармоническому закону, соответствующему традиционной λ -модуляции [1]:

$$\lambda = \lambda_0 + \Delta\lambda \cos\left(\frac{2\pi}{T}t\right) \quad (1)$$

с периодом T и глубиной $\Delta\lambda$ вблизи центральной длины волны λ_0 .

В этом случае коэффициент пропускания кристалла $T_\lambda(t)$ представляет собой сумму гармонических составляющих (Фурье-компонент) с периодами T/n и амплитудами A_n , определяемыми номером

гармоники n , и для каждого значения длины волны может быть получен в виде

$$T_{\lambda}(t) = \frac{[1 - R(t)]^2 \exp[-k(t)d]}{1 - R^2(t) \exp[-2k(t)d]}, \quad (2)$$

где d – толщина кристалла; $R(t)$ – коэффициент френелевского отражения от его входной и выходной граней по интенсивности и $k(t)$ – показатель поглощения.

Результаты моделирования. Спектральные зависимости постоянной составляющей $A_0(\lambda_0)$ и амплитуды двух Фурье-гармоник $A_n(\lambda_0)$ ($n = 1, 2$) при таком виде модуляции $\lambda(t)$ от центральной длины волны λ_0 , полученные в результате моделирования коэффициента пропускания кристалла силиката висмута с толщиной $d = 8$ мм и параметрами дефектных центров, приведенных в [2], представлены на рис. 1.

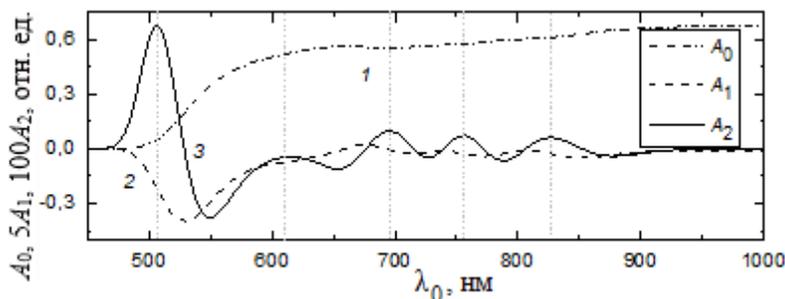


Рис. 1. Спектральные зависимости для амплитуд временных гармоник оптического пропускания образца BSO $A_0(\lambda_0)$, $A_1(\lambda_0)$ и $A_2(\lambda_0)$ при модуляции по длине волны с амплитудой $\Delta\lambda = 10$ нм

Кривая 1 описывает зависимость постоянной составляющей коэффициента пропускания исследуемого образца от длины волны λ_0 и соответствует его спектру пропускания в отсутствие λ -модуляции. Кривые 2 и 3 отражают спектральные зависимости для амплитуд первой и второй гармоник коэффициента пропускания образца. На данной зависимости можно выделить пять максимумов при $\lambda_0 = 507, 616, 696, 756$ и 826 нм, четыре из которых являются близкими по спектральному положению к максимумам представленных на рис. 2 гауссовых компонент с номерами $m = 1-5$, определяющих вклад внутрицентровых переходов в поглощение в рассматриваемой модели.

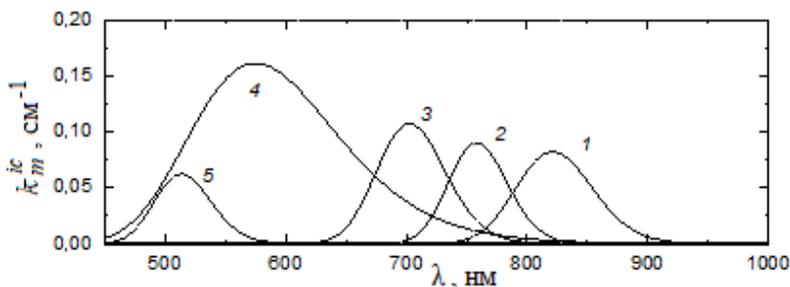


Рис. 2. Спектральные зависимости гауссовых компонент, дающих аддитивный вклад в показатель поглощения $k_m^{ic}(\lambda)$ (1–5)

Следует отметить, что максимум на кривой 3 при $\lambda_0 = 616$ нм (см. рис. 1) имеет значительный сдвиг относительно близкой к нему гауссовой компоненты (см. рис. 2, кривая 4). Это связано с вкладом в примесное поглощение процессов фотовозбуждения электронов в зону проводимости с глубоких донорных центров, изменяющего спектральную зависимость $A_n(\lambda_0)$, определяемую внутрицентровыми переходами. Второй причиной, оказывающей влияние на наблюдаемый здесь сдвиг, является значительная спектральная полуширина гауссовой кривой 4 ($\Delta\lambda_4^{ic} = 84,3$ нм), существенно превышающая соответствующие величины для остальных внутрицентровых переходов.

Заключение. Проведенное численное моделирование временной зависимости коэффициента пропускания в кристалле силиката висмута показало, что экспериментальная реализация рассмотренного в работе метода λ -модуляции оптического пропускания может быть использована для выявления переходов в дефектных центрах, относящихся к внутрицентровым, и соответствующих им центров люминесценции.

ЛИТЕРАТУРА

1. Георгобиани А.Н. Модуляционная спектроскопия полупроводников // Соросовский образовательный журнал. – 2001. – № 6. – С. 75–81.
2. Кистенева М.Г., Худякова Е.С. и др. Спектральные зависимости примесного оптического поглощения в кристаллах силленитов // Квантовая электроника. – 2015. – Т. 45 (7). – С. 685–690.

ОПТОВОЛОКОННЫЕ ЛАЗЕРНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В РФЯЦ-ВНИИТФ

*А.А. Колегов, нач. лаб., к.т.н.; А.В. Черникова, м.н.с.;
А.В. Исаев, нач. группы; Г.С. Софиенко, инженер-исследователь;
Д.В. Кулаков, м.н.с.; А.В. Галеев, инженер-исследователь*
г. Снежинск, ФГУП «РФЯЦ-ВНИИТФ им. акад. Е.И. Забабахина»,
albatrosing@yandex.ru

Представлены результаты исследований ФГУП «РФЯЦ-ВНИИТФ им. акад. Е.И. Забабахина» в области волоконных лазеров. Показаны основные принципы построения импульсно-периодических и непрерывных волоконных лазеров, работающих в области длин волн 1080, 1550 и 1940 нм.

Ключевые слова: волоконные лазеры, импульсные лазеры, узкополосные лазеры, иттербиевые лазеры, эрбиевые лазеры, тулиевые лазеры, высоко-мощные лазеры.

Современный мир трудно представить без лазеров. С момента изобретения они стремительно вошли в нашу жизнь и стали использоваться во многих направлениях, среди которых промышленность (обработка металла и других материалов, аддитивные технологии, высокоточные технологии), дальнометрия, системы 3d-видения, медицина и многие другие. Благодаря развитию оптоволоконных технологий волоконные лазеры стали повсеместно заменять традиционные газовые и твердотельные лазеры, чему способствовали следующие преимущества: компактность, высокий КПД, устойчивость к механическим воздействиям, надежность и отсутствие необходимости в юстировке и обслуживании.

С 2010 г. РФЯЦ-ВНИИТФ выполняет разработки различных волоконных лазеров, основные результаты которых представлены в настоящей работе.

Импульсно-периодический волоконный лазер с высокой пиковой мощностью. Особый интерес в использовании импульсно-периодических волоконных лазеров с высокой пиковой мощностью возник в космической технике. В первую очередь это связано с их компактностью и надежностью. При минимально возможных габаритах такой лазер должен быть работоспособен при воздействии широкого диапазона температур окружающей среды, значительных механических нагрузок, факторов космического пространства.

Как правило, импульсно-периодические волоконные лазеры имеют схему «задающий генератор – усилитель» (МОРА) [1, 2]. В роли задающего генератора используется полупроводниковый лазер-

ный диод. Излучение задающего генератора усиливается в многокаскадном волоконном усилителе. Принципиальная схема лазера приведена на рис. 1.

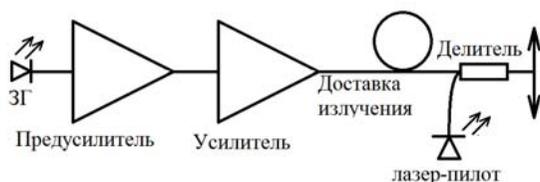


Рис. 1. Принципиальная схема импульсно-периодического лазера

В результате создан компактный (масса 2,5 кг), сохраняющий работоспособность в широком диапазоне температур иттербиевый импульсно-периодический волоконный лазер с длительностью импульса 3 нс, частотой следования импульсов 11 кГц и пиковой мощностью 60 кВт.

Одномодовый волоконный лазер мощностью 2 кВт. Нарращивание выходной мощности излучения волоконного лазера в основном ограничено такими физическими факторами, как оптический пробой и нелинейные эффекты (вынужденное комбинационное рассеяние в случае широкополосного излучения и вынужденное рассеяние Мандельштама–Бриллюэна в случае узкополосного излучения) [3]. Пороги проявления этих факторов увеличиваются с ростом диаметра сердцевины волокна, по которому распространяется излучение [3]. Увеличение сердцевины волокна влечет за собой ухудшение качества излучения, которое часто характеризуют параметром M^2 . Наиболее лучшее сочетание диаметра сердцевины волокна и его числовой апертуры, обеспечивающее параметр $M^2 < 1,2$ (можно считать близким к дифракционному) и выходную мощность 2–3 кВт – 20 мкм с числовой апертурой $NA = 0,06$ и 25 мкм числовой апертурой $NA = 0,045$ [4]. Дальнейшее уменьшение числовой апертуры приводит к нарушению полного внутреннего отражения и выходу излучения из сердцевины, а увеличение диаметра – к заметному ухудшению качества излучения.

Принципиальная схема лазера, разработанного в РФЯЦ-ВНИИТФ, представлена на рис. 2.

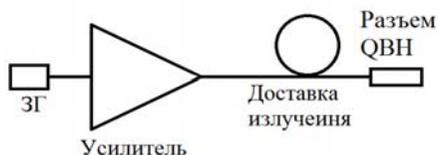


Рис. 2. Принципиальная схема мощного волоконного лазера

Разработанный лазер генерирует излучение мощностью 2 кВт с длиной волны 1080 нм, шириной спектра 3 нм и может использоваться для обработки материалов и в аддитивных технологиях.

Узкополосный волоконный лазер. Узкополосные волоконные лазеры являются востребованными источниками излучения для таких приложений, как когерентные оптические датчики, спектрометры высокого разрешения, источники излучения в прецизионных физических экспериментах и при исследовании быстропротекающих процессов.

Лазер собран по схеме задающий генератор – усилитель. В качестве задающего генератора использовался разработанный узкополосный кольцевой волоконный лазер с мощностью излучения до 40 мВт [5–7]. Контроль спектральной ширины линии лазера проводится с помощью разработанного кольцевого волоконного интерферометра с длиной линии задержки 850 м, областью свободной дисперсии FSR 233 кГц и аппаратной функцией 5,4 кГц [8]. Измерения показывают, что спектральная ширина линии лазера составляет менее 5,4 кГц.

Тулиевый волоконный лазер для медицины. С момента создания первых лазеров начались активные исследования воздействия лазерного излучения на биологические ткани. В настоящее время разработано множество методик лечения заболеваний с помощью лазерного излучения, которые нашли применение в оториноларингологии, дерматокосметологии, лечении сосудистых заболеваний, кардиохирургии, ортопедии и травматологии, нейрохирургии, гинекологии и проктологии, хирургии, стоматологии, урологии и др.

Характер воздействия излучения на биоткани существенно зависит от длины волны. Волоконные лазеры с активным волокном, легированным ионами тулия, могут генерировать излучение с длиной волны от 1900 до 2000 нм, что как раз соответствует выраженному пику поглощения в биотканях. Излучение в этой области спектра обладает хорошими режущими свойствами, малой зоной теплового повреждения и хорошей коагуляцией. Лазеры мощностью до 40 Вт успешно используются для остеоперфорации, в гинекологии, проктологии и сосудистой патологии. В последнее время стали использоваться спросом лазеры с мощностью излучения 50–120 Вт в урологии для трансуретральной вапоризации простаты и литотрипсии (дробление камней в мочевом пузыре и почках).

Созданный в РФЯЦ-ВНИИТФ тулиевый лазер [9, 10] имеет прямую диодную накачку активного волокна и за счет эффекта кроссрелаксации обладает высокой эффективностью. Лазер состоит из нескольких блоков, объединённых в едином корпусе. Вывод лазерного излучения осуществляется через разъём SMA, который может обеспечивать бесстыковое соединение с подключаемым оптоволоконным инструментом.

Спектр излучения лазера может быть любым из диапазона 1900–2000 нм. Мощность лазера составила 40 Вт.

ЛИТЕРАТУРА

1. Khitrov V., Samson B. 50W single-mode linearly polarized high peak power pulsed fiber laser with tunable ns- μ s pulse durations and kHz-MHz repetition rates // Proc. of SPIE. – 2008. – P. 6873.

2. Bertand M., Stephane C. Enhanced pulseshaping capabilities of non-linear effects in all-fiber MOPA pulsed system // Proc. of SPIE. – 2009. – P. 7195.

3. Dawson J., Messerly M., Beach R. et al. Analysis of the scalability of diffraction-limited fiber lasers and amplifiers to high average power // Opt. Express. – 2008. – № 16. – PP. 13240–13266.

4. Khitrov V., Minelly J.D., Tumminelli R., Petit V., Pooler E.S. 3kW single-mode direct diode-pumped fiber laser // Proc. of SPIE. – 2014. – Vol. 8961. – P. 89610V.

5. Колегов А.А., Софиенко Г.С., Бочков А.В., Минашина Л.А. Узкополосный линейно-кольцевой эрбиевый волоконный лазер // Квантовая электроника. – 2014. – Т. 44, № 1. – С. 13–16.

6. Колегов А.А., Софиенко Г.С., Бочков А.В., Лешков А.О. Узкополосный кольцевой волоконный лазер. – Патент на изобретение: №2554337.

7. Софиенко Г.С., Колегов А.А. Способ стабилизации длины волны узкополосного лазера и устройство для его осуществления. – Патент на изобретение: № 2664758.

8. Софиенко Г.С., Колегов А.А., Бочков А.В. Волоконный кольцевой интерферометр для измерения спектральной ширины линии излучения одночастотных лазеров // Приборы и техника эксперимента. – 2014. – № 3. – С. 89–92.

9. Колегов А.А., Черникова А.В., Лешков А.О., Белов Е.А. Тулиевый волоконный лазер с длиной волны 1908 нм // Оптический журнал. – 2017. – № 8, Т. 84. – С. 1–5.

10. Колегов А.А., Софиенко Г.С. Волоконный лазер для медицины. – Патент на изобретение: № 2682628.

УДК 681.7.068

СЛОЖЕНИЕ ИЗЛУЧЕНИЯ ВОЛОКОННЫХ ЛАЗЕРОВ С ПОМОЩЬЮ ОПТОВОЛОКОННЫХ СИГНАЛЬНЫХ ОБЪЕДИНИТЕЛЕЙ

*А.А. Колегов, нач. лаб., к.т.н.; А.В. Черникова, м.н.с.;
Д.В. Сарасеко, м.н.с.; К.А. Денисенко, инженер-исследователь
г. Снежинск, ФГУП «РФЯЦ-ВНИИТФ им. акад. Е.И. Забабахина»,
albatrosing@yandex.ru*

Представлены результаты объединения трех волоконных лазеров с мощностью излучения 1 кВт с помощью оптоволоконного объединителя.

Ключевые слова: волоконные лазеры, мощные лазеры, промышленные лазеры.

Максимальная выходная мощность волоконного лазера имеет ряд физических ограничений [1], и часто простым способом наращивания мощности излучения для использования в технологических целях оказывается объединение нескольких мощных волоконных лазеров с помощью оптоволоконного объединителя.

На рис. 1 приведена схема объединения волоконных лазеров.

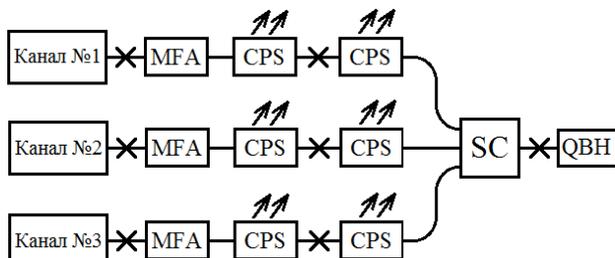


Рис. 1. Принципиальная схема импульсно-периодического лазера

Выходное волокно одного лазера имеет диаметр сердцевины 20 мкм и оболочки 400 мкм (20/400). Адаптер поля моды (MFA) на своем входе имеет волокно, согласованное с выходным волокном лазера, а на выходе – волокно с параметрами 20/130. Фильтры оболочки (CPS) выводят излучение из кварцевой оболочки, накопленное вследствие внутренних потерь в MFA и на сварках. Каждый из волоконных лазеров через MFA соединяется с волоконным сигнальным объединителем 7→1 (SC), который имеет 7 входных волокон, согласованных с выходным волокном MFA, а выходное волокно имеет параметры 100/120/360.

При оптоволоконном объединении излучения киловаттного уровня необходимо уделять особое внимание используемым элементам – адаптерам поля моды и самим объединителям. Внутренние потери этих элементов не должны превышать 2%, т.к. излучение мощностью 20 Вт, вышедшее из сердцевины волокна, может привести как к возгоранию волокна, так и к его пробое в критических местах. На рис. 2 представлены ватт-амперные характеристики (зависимость выходной мощности излучения от тока источников накачки) трех волоконных лазеров и результат их объединения.

На рис. 3 представлена динамика максимальной выходной мощности лазерного излучения. Следует отметить, что обратная связь по мощности не использовалась и стабильность обеспечивается только термодинамическим равновесием.

Таким образом, получено, что максимальное значение мощности лазерного излучения составило 3,1 кВт. Потенциальная возможность

увеличения мощности с помощью сигнального оптоволоконного объединителя, используемого в работе, до 10 кВт. Показаны основные особенности использования оптоволоконных объединителей для суммирования излучения.

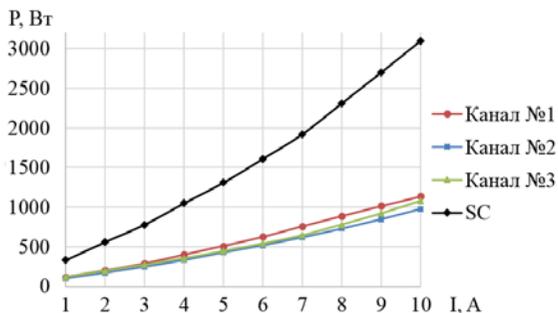


Рис. 2. Зависимость выходной мощности лазерного излучения от тока источников накачки

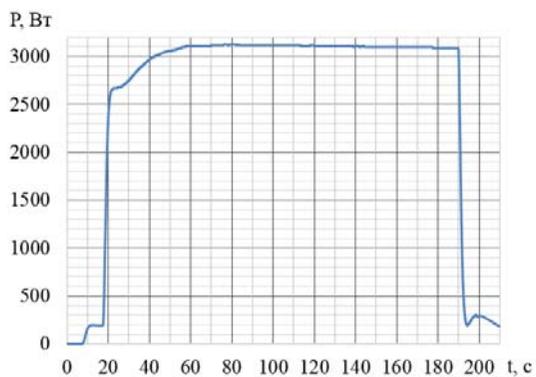


Рис. 3. Временная зависимость мощности излучения

ЛИТЕРАТУРА

1. Dawson J., Messerly M., Beach R. et. al. Analysis of the scalability of diffraction-limited fiber lasers and amplifiers to high average power // Opt. Express. – 2008. – № 16. – P. 13240–13266.

**МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ РАСПРОСТРАНЕНИЯ
КОГЕРЕНТНЫХ СВЕТЛЫХ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ
СОЛИТОНОВ В ФОТОРЕФРАКТИВНОМ НИОБАТЕ ЛИТИЯ
С УЧЕТОМ ВКЛАДА ПИРОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ЭФФЕКТА**

М.Н. Гаппарова, Н.А. Иванченко, студенты каф. СВЧиКР;

А.С. Перин, доцент каф. СВЧиКР, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, taftuna.gapparova@gmail.com

*Проект ГПО СВЧиКР-1807 «Разработка метода формирования
и создание фотонных волноводных схем на основе
сегнетоэлектрических кристаллов ниобата лития»*

Представлена математическая модель распространения когерентных светлых пространственных солитонов в фоторефрактивном ниобате лития с учетом вклада пироэлектрического эффекта.

Ключевые слова: ниобат лития, пространственный солитон, взаимодействие, пироэлектрический эффект.

В сегнетоэлектрических кристаллах ниобата лития в состоянии равновесия внутреннее электрическое поле кристалла равно нулю [1]. Изменение температуры образца вызывает изменение спонтанной поляризации и приводит к возникновению электрического (пироэлектрического) поля $E_{\text{пирэ}}$ [2, 3]. Это поле компенсируется не мгновенно, следовательно, ток дрейфа может быть установлен так, как если бы к кристаллу прикладывалось внешнее напряжение. Это поле может экранироваться при освещении локальной области кристалла лазерным излучением, и с учетом поля пространственного заряда, формируемого за счет фоторефрактивного эффекта, возможно реализовать солитонный режим распространения световых пучков [4].

Целью данной работы является разработка математической модели распространения когерентных светлых пространственных солитонов в фоторефрактивном кристалле ниобата лития с учетом вклада пироэлектрического эффекта.

В работе было рассмотрено два взаимно когерентных лазерных пучка, которые распространяются вдоль направления оси Z . Оптическая ось кристалла ниобата лития совпадает с осью X . Поля распространяющихся пучков представим в виде

$$\vec{E}_1 = A_1(x, z) \exp(ikz), \quad (1)$$

$$\vec{E}_2 = A_2(x, z) \exp(ikz), \quad (2)$$

где $k = k_0 n_e$; n_e – необыкновенный показатель преломления; k_0 – волновое число. Суперпозиция полей $E_1 + E_2$ должна удовлетворять уравнению Гельмгольца:

$$\nabla^2 E + (k_0 n'_e)^2 E = 0. \quad (3)$$

Подставляя выражение $E = E_1 + E_2$ в (3), получим [2]:

$$\left(i \frac{\partial}{\partial z} + \frac{1}{2k} \cdot \frac{k}{n_e} \Delta n \right) A_j(x, z) = 0, j = 1, 2, \quad (4)$$

где Δn – возмущение показателя преломления среды, определяемое как $\Delta n = -\frac{1}{2} n_e^3 r_{eff} E_{sc}$ [2]. Здесь E_{sc} – поле пространственного заряда в среде, r_{eff} – электрооптический коэффициент.

В случае учета пирозлектрического эффекта поле E_{sc} (5) будет включать в себя две части, одна из которых представляет собой поле пространственного заряда E_{phsc} (6), формируемое за счет проявления фоторефрактивного эффекта (при фотовольтаическом механизме транспорта носителей заряда), а другая – поле пространственного заряда E_{pysc} (7), обусловленное пирозлектрическим эффектом [3]:

$$E_{sc} = E_{phsc} + E_{pysc}, \quad (5)$$

$$E_{phsc} = -E_{ph} \frac{I}{I+I_d}, \quad (6)$$

где I – интенсивность лазерного пучка; I_d – темновая интенсивность; $E_{ph} = \frac{\beta_{ph} \gamma^{NA}}{e \mu s}$ – фотовольтаическое поле.

$$E_{pysc} = E_{py} \frac{\sigma_{ph}}{\epsilon_0 \epsilon_r} \approx E_{py} \frac{\sigma I}{I_d}, \quad (7)$$

где $E_{py} = -\frac{1}{\epsilon_0 \epsilon_r} p \Delta T$ – пирозлектрическое поле, возникающие при изменении температуры; $p = \frac{\partial P_s}{\partial T}$ – пирозлектрический коэффициент; P_s – спонтанная поляризация; ΔT – изменение температуры, σ_{ph} – фотопроводимость; ϵ_0 – диэлектрическая проницаемость в вакууме; ϵ_r – диэлектрическая проницаемость материала; σ – удельная проводимость кристалла. Примем $\frac{\sigma I}{I_d} < 1$.

Подставляя (6) и (7) в (5), получим

$$E_{sc} \approx -E_p \frac{I}{I+I_d} + E_{py} \frac{\sigma I}{I_d}. \quad (8)$$

Далее, подставляя выражения (8) в (4), мы получим:

$$I = \frac{n_e}{2\eta_0} (|A_1 + A_2|^2), \quad (9)$$

где $\eta_0 = \left(\frac{\mu_0}{\epsilon_0} \right)^{\frac{1}{2}}$, $A_1 = \left(\frac{2\eta_0 I_d}{n_e} \right)^{\frac{1}{2}} \cdot U$, $A_2 = \left(\frac{2\eta_0 I_d}{n_e} \right)^{\frac{1}{2}} \cdot V$.

Тогда

$$iU_\xi + \frac{1}{2} U_{ss} + \beta(|U+V|^2)U + \frac{\alpha(|U+V|^2)}{(1+|U+V|^2)} U = 0, \quad (10)$$

$$iV_\xi + \frac{1}{2} V_{ss} + \beta(|U+V|^2)V + \frac{\alpha(|U+V|^2)}{(1+|U+V|^2)} V = 0, \quad (11)$$

где $\xi = \frac{z}{kx_0^2}$, $s = \frac{x}{x_0}$, $U_\xi = \frac{\partial U}{\partial \xi}$, $U_{ss} = \frac{\partial^2 U}{\partial s^2}$, $\beta = \sigma \tau E_{py}$, $\alpha = \tau E_{ph}$, $\tau = \frac{(k_0 x_0)^2 n_B^4 r_{eff}}{2}$.

В случае светлой солитонной пары выражение (10) и (11) решается как

$$U = \sqrt{r_1} f(s) \exp(i\mu\xi + \varphi_1), \quad (12)$$

$$V = \sqrt{r_2} f(s) \exp(i\mu\xi + \varphi_2), \quad (13)$$

где $r = \frac{I_{\max}}{I_d}$, $I_{\max} = I(0)$ – максимальная интенсивность солитонного пучка; I_d – темная интенсивность излучения; $f(s)$ – нормализованная ограниченная функция, которая удовлетворяет условию $0 \leq f(s) \leq 1$ и граничным условиям $f(\pm\infty) = 0$, $f'(0) = 0$, $f'(\pm\infty) = 0$, $f''(\pm\infty) = 0$, $f(0) = 1$. φ_1 и φ_2 являются соответствующими фазами двух солитонных пучков. Путем математических преобразований получим выражение (15):

$$S = \pm \int_f^1 \frac{df}{[\beta r f^2(1-f^2) + \frac{2\alpha}{r}(\log(1+rf^2) - f^2 \log(1+r))]^{1/2}}. \quad (14)$$

Таким образом, в работе получено выражение, описывающее пространство когерентных светлых пространственных солитонов в фоторефрактивном кристалле ниобата лития с учетом вклада пироэлектрического эффекта.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки в рамках проектной части госзадания (№ 3.1110.2017/ПЧ), РФФИ и администрации Томской области в рамках научного проекта № 18-42-703018.

ЛИТЕРАТУРА

1. Петров М.П., Степанов С.И., Хоменко А.В. Фоторефрактивные кристаллы в когерентной оптике. – СПб.: Наука, 1992. – С. 300–320.
2. Buse K., Pankrath R. Pyroelectrically induced photorefractive effect in: $\text{Sr}_{0.61}\text{Ba}_{0.39}\text{Nb}_2\text{O}_6$: Ce // Optics Letters. – 1994. – Vol. 19, No. 4. – P. 260–262.
3. Jassem Safioui, Fabrice Devaux and Mathieu Chauvet. Pyroliton: pyroelectric spatial soliton // Optics Express. – 2009. – Vol. 17, № 24. – P. 209–216.
4. Qichang Jiang, Yanli Su, Xuanmang Ji. Pyroelectric photovoltaic spatial solitons in unbiased photorefractive crystals // Netherlands: Physics Letters A. – 2012. – Vol. 34(35). – P. 385–387.

ПОДСЕКЦИЯ 2.6

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ

*Председатель секции – Заболоцкий А.М., проф. каф. ТУ, д.т.н.;
зам. председателя – Куксенко С.П., доцент каф. ТУ, к.т.н.*

УДК 621.372.8

РАЗРАБОТКА КОАКСИАЛЬНОЙ КАМЕРЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭКРАНИРОВАНИЯ КОМПОЗИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ

А.М. Артюшкина, студентка; А.В. Демаков, ассистент

г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, artyshkina_99@mail.ru

Проект ГПО ТУ-1503 «Разработка устройств для испытаний на ЭМС»

Представлены результаты разработки коаксиальной камеры для измерения эффективности экранирования композитных материалов в диапазоне частот до 10 ГГц. Выполнен расчет геометрических параметров конструкции камеры и их коррекция с помощью квазистатического анализа по требованиям к верхней граничной частоте и волновому сопротивлению. Разработаны электродинамические модели камеры и выполнен анализ вычисленных частотных зависимостей модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$ на основе рассчитанных геометрических размеров.

Ключевые слова: экранирование, композитные материалы, камера.

Экранирование является конструкторским средством обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) радиоэлектронной аппаратуры (РЭА). При разработке экранов применяются металлы и их сплавы, которые постепенно заменяются на полимерные композиты, позволяющие уменьшить массу и повысить помехозащищенность РЭА, что является актуальным для авиационной и бортовой РЭА космических аппаратов [1]. Измерение эффективности экранирования (ЭЭ) композитных материалов выполняют при помощи различных методов и устройств. Широкое применение нашел метод коаксиальных камер, не требующий применения антенн и безэховых помещений [2]. При этом необходимо совершенствование существующих методов и устройств для исследования и испытания экранирующих композитов в более широком диапазоне частот.

Цель данной работы – представить предварительные результаты разработки коаксиальной камеры для измерения ЭЭ композитных материалов в диапазоне частот до 10 ГГц.

Коаксиальная камера представляет собой линию передачи, образованную двумя изолированными друг от друга соосными коническими проводниками (рис. 1). Волновое сопротивление в поперечном сечении коаксиальной камеры может быть вычислено по выражению [3]

$$Z = \frac{\eta_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right), \quad (1)$$

где $\eta_0 = 120\pi$ – волновое сопротивление свободного пространства; ϵ_r – диэлектрическая проницаемость среды; r_1 – радиус активного проводника; r_2 – радиус опорного проводника.

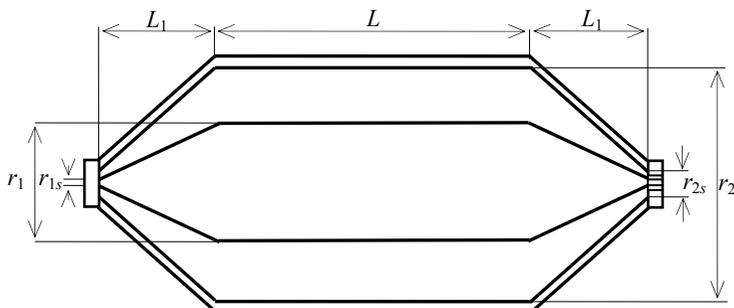


Рис. 1. Продольное сечение конструкции коаксиальной камеры с линейным согласующим переходом

Рабочий диапазон частот коаксиальной камеры определяется резонансной частотой моды TE_{11} , которая вычисляется как

$$f_p = \frac{c}{\pi(r_1 + r_2)}, \quad (2)$$

где c – скорость света в свободном пространстве.

На этапе предварительного моделирования, исходя из требований к волновому сопротивлению $Z = 50$ Ом, с помощью выражений (1) и (2) выполнен расчет размеров проводников в регулярной части коаксиальной камеры для $f_p = 2$ и 6 ГГц. На основе квазистатического анализа двумерных моделей поперечных сечений коаксиальной камеры выполнена корректировка размеров с целью уменьшения её рассогласования с фидерным трактом. Результаты расчета сведены в таблицу.

Выполнены разработка и анализ электродинамических моделей коаксиальных камер с граничными частотами 2 и 6 ГГц на основе

аналитически вычисленных и скорректированных размеров квазистатическим анализом. Согласование регулярной секции с СВЧ-соединителями обеспечивается линейным уменьшением радиусов проводников до значений $r_{1s} = 1,3$ мм и $r_{2s} = 3$ мм ($Z = 50,03$ Ом) (рис. 1).

Геометрические размеры активного и опорного проводников

f_p , ГГц	Аналитические выражения		Квазистатический анализ	
	r_1 , мм	r_2 , мм	r_1 , мм	r_2 , мм
2	14,34	33,46	14	32,265
6	4,77	11,13	4,85	11,18

Приведены частотные зависимости модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$ моделей камер с граничными частотами 2 и 6 ГГц соответственно (рис. 2, 3).

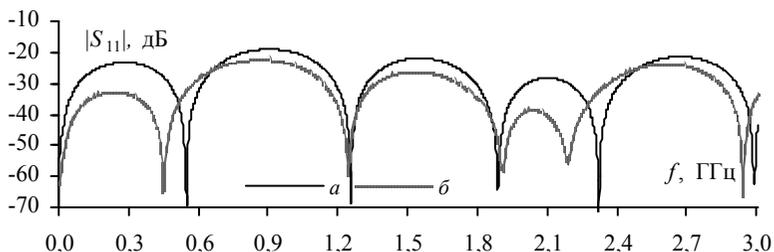


Рис. 2. Частотные зависимости $|S_{11}|$ моделей коаксиальной камеры с граничной частотой 2 ГГц, построенной на основе аналитически вычисленных (а) и скорректированных (б) размеров

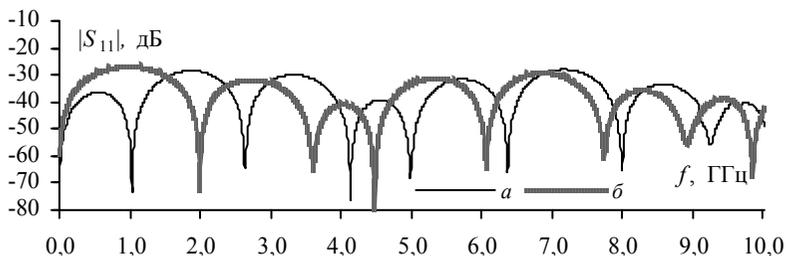


Рис. 3. Частотные зависимости $|S_{11}|$ моделей коаксиальной камеры с граничной частотой 6 ГГц, построенной на основе аналитически вычисленных (а) и скорректированных (б) размеров

Из полученных частотных зависимостей видно, что для модели камеры с $f_p = 2$ ГГц коррекция позволила уменьшить максимальное значение $|S_{11}|$ с -19 до -22 дБ (см. рис. 2), а для модели камеры с $f_p = 10$ ГГц – с -26 до -28 дБ (см. рис. 3). Таким образом, коррекция размеров проводников посредством квазистатического анализа позво-

ляет уменьшить рассогласование модели камеры на 2–3 дБ в диапазоне рабочих частот. Для минимизации максимального значения $|S_{11}|$ необходимо применить параметрическую оптимизацию геометрических размеров камеры. Также видно, что для модели камеры с $f_p = 6$ ГГц верхняя граница диапазона рабочих частот выше вычисленной резонансной частоты моды TE_{11} , что позволяет использовать её при дальнейшей разработке устройства для измерений эффективности экранирования композитных материалов до 10 ГГц.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-38-00619.

ЛИТЕРАТУРА

1. Комнатнов М.Е., Газизов Т.Р., Дементьев А.С. Моделирование эффективности экранирования металлической пластиной для бортовой аппаратуры космического аппарата // Доклады ТУСУР. – 2011. – №2(24), ч. 1. – С. 133–136.
2. ASTM D4935, Standard Test Method for Measuring the Electromagnetic Shielding Effectiveness of Planar Materials, 2018. – URL: <https://www.astm.org/Standards/D4935.htm> (дата обращения: 18.09.2018).
3. Фуско В. СВЧ-цепи. Анализ и проектирование. – М.: Радио и связь, 1990. – 288 с.

УДК 537.877

ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫЕ СВОЙСТВА КОМПОЗИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ ДЛЯ КВЧ-ДИАПАЗОНА, ПОЛУЧАЕМЫХ МЕТОДОМ 3D-ПЕЧАТИ

К.В. Симонова, Д.С. Бодажков, студенты

Научный руководитель А.В. Бадьин, доцент каф. РЭ, к.ф.-м.н.

г. Томск, НИИ ТГУ, ks_simka@mail.ru

Описывается возможность применения аддитивной технологии для изготовления полосно-заградительных фильтров, применяемых в крайне высокочастотной (КВЧ) технике с использованием композитных материалов. Представлены частотные зависимости коэффициента прохождения фильтров в диапазоне 32–525 ГГц.

Ключевые слова: КВЧ, ГВЧ, 3D-печать, резонансные свойства, фильтры, аддитивная технология.

На сегодняшний день техника диапазона сверхвысоких частот широко развита и активно применяется во многих радиоэлектронных средствах и приборах. Дальнейшее совершенствование технологий связано с продвижением в КВЧ-диапазон (30–300 ГГц), поскольку с ростом частоты улучшаются характеристики радиопередающих уст-

ройств (минимизация размеров излучающих элементов, спектральная ширина канала связи). Для освоения КВЧ-диапазона необходима современная материально-техническая база, которая включает генераторы, детекторы, интерферометры, частотно-селективные элементы и т.д. Немаловажным фактором при этом является проблема электромагнитной совместимости, в частности, частотное согласование узлов КВЧ-техники, которое обеспечивается частотно-селективными элементами. Одним из перспективных направлений создания частотно-селективных элементов является использование хорошо развитой аддитивной технологии послойного наплавления [1]. Наибольшие успехи достигнуты при создании поглотителей на основе композита, состоящего из диэлектрического материала с примесями углеродосодержащих включений. С помощью аддитивной технологии послойного наплавления изготавливаются поглотители, которые работают в широкой полосе частот [2]. При необходимости обеспечения ЭМС в более узких полосах частот приходится прибегать к мультиэкструдерной технологии послойного наплавления для создания фильтров с заданной геометрией.

Таким образом, целью данной работы является создание КВЧ-фильтров с помощью аддитивной технологии послойного наплавления.

Описание эксперимента. Для эксперимента по аддитивной технологии послойного наплавления были изготовлены периодические структуры, схематичное изображение которых представлено на рис. 1. В результате получены три образца с одинаковой высотой H и шириной L проводящих полос, которые были равны 1 мм, но с разной периодичностью T : образец № 1 – 1,5 мм; образец № 2 – 2 мм; образец № 3 – 3 мм. Толщина диэлектрической подложки D составляет 400 мкм и была изготовлена из акрилонитрилбутадиенстирола (АБС). В качестве проводящих полос использовался композитный состав на основе АБС и углеродных наночастиц.

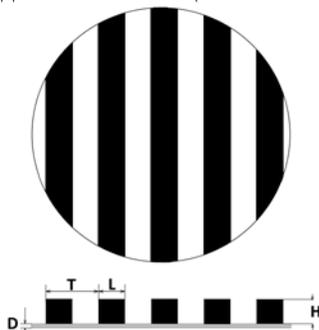


Рис. 1. Схематичное изображение периодических структур

Изготовленные образцы были помещены в измерительный тракт терагерцового спектрометра СТД-21. На данной установке был измерен коэффициент прохождения в зависимости от частоты в диапазоне 32–525 ГГц. Результаты измерений приведены на рис. 2, 3.

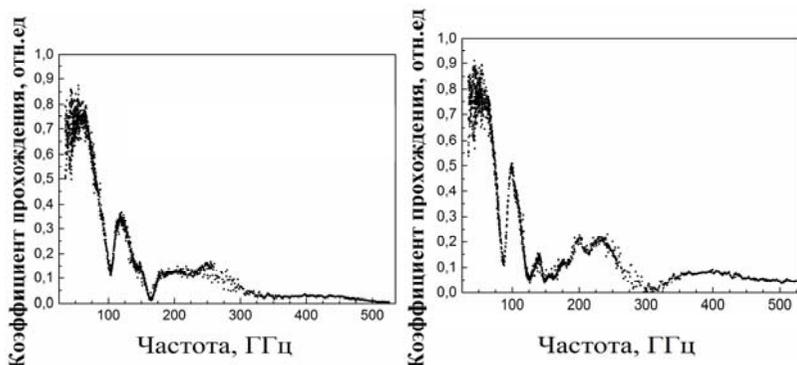


Рис. 2. Частотная зависимость коэффициента прохождения образца № 1 (слева) и №2 (справа)

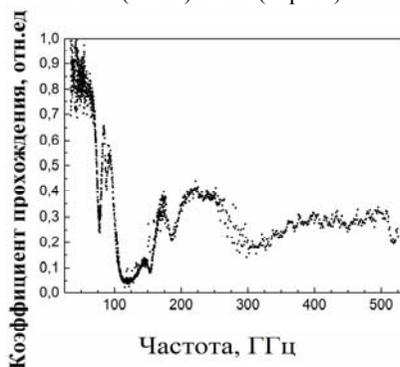


Рис. 3. Частотная зависимость коэффициента прохождения образца № 3

Из графиков мы можем наблюдать, что все образцы обладают резонансными свойствами (образец № 1 – 103,2 ГГц; образец № 2 – 86,62 ГГц; образец № 3 – 76,58 ГГц). При этом полоса пропускания образца № 1 лежит в диапазоне от 53,75 до 86 ГГц, образца № 2 – от 50,9 до 77,6 ГГц; образца № 3 – от 64,09 до 74,33 и от 85,59 до 101,40 ГГц, из чего можно отметить данный образец как частотно-заградительный фильтр, однако более высокая полоса пропускания имеет более худший показатель прохождения относительно нижней полосы. Из результатов измерения можно заметить, что при увеличе-

нии периодичности структуры изменяется полоса пропускания фильтра, причем с увеличением периодичности уменьшается полоса пропускания.

Вывод. Таким образом, можно сделать вывод, что аддитивная технология послойного наплавления может быть применима для изготовления частотно-селективных элементов КВЧ-техники с целью обеспечения электромагнитной совместимости оборудования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Bandyopadhyay A., Heer B. Additive manufacturing of multi-material structures // Mater. Sci. Eng. R. – 2018. – Vol. 129, № 4. – P. 1–16.

2. Badin A.V. et al. Anisotropy of electrical properties of 3D-printing MWCNT composites at the THz frequency range // 2018 43rd International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz). – IEEE, 2018. – P. 1–2.

УДК 621.3

АЛГОРИТМ И ПРОГРАММА ДЛЯ КВАЗИСТАТИЧЕСКОГО АНАЛИЗА НЕРЕГУЛЯРНОЙ РАЗБАЛАНСИРОВАННОЙ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ ЛИНИИ В ВОЗДУХЕ

Л.К. Болатова, магистрант каф. ТУ

г. Томск, ТУСУР, lai_95@bk.ru

Рассматривается математическая модель дифференциальной линии. Разработан алгоритм для квазистатического анализа нерегулярной разбалансированной дифференциальной линии в воздухе. Выполнено вычисление по предложенному алгоритму и представлены его результаты. Полученные результаты оценены и сделаны выводы.

Ключевые слова: дифференциальная линия, нерегулярность, разбалансировка, асимметрия, дифференциальная мода, синфазная мода.

С ростом быстродействия и тактовых частот современных электронных устройств для передачи высокочастотных сигналов все чаще используются дифференциальные пары проводников. Повышение точности расчета электрофизических параметров платы сдерживается отсутствием методических и программных средств, доступных для инженерного применения. В работе [1] представлена математическая модель, позволяющая оценить влияние нежелательных асимметрий и нерегулярностей в дифференциальных линиях (ДЛ). На ее основе в работах [2–4] представлены алгоритмы для квазистатического анализа согласованной, регулярной разбалансированной, а также нерегулярной сбалансированной ДЛ в воздухе соответственно. Однако осталась

нерешенной задача разработки алгоритма для случая нерегулярной разбалансированной ДЛ в воздухе, который получается при одновременном изменении высоты проводов относительно земли и расстояния между проводами.

Цель работы – разработать алгоритм для квазистатического анализа нерегулярной разбалансированной ДЛ (рис. 1) в воздухе на основе математической модели из [1].

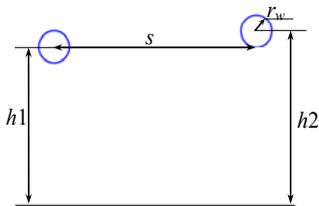


Рис. 1. Поперечное сечение анализируемой ДЛ в воздухе

Алгоритм:

1. Ввод значений инкремента высоты ($\Delta h(z)$) второго провода и инкремента расстояния между проводами ($\Delta d(z)$)

$$\Delta h(z) = \Delta h \left(\frac{2z}{L} - 1 \right), \quad (1)$$

$$h_2(z) = h + \Delta h(z), \quad (2)$$

$$\Delta d(z) = \Delta h(z), \quad (3)$$

$$d(z) = \sqrt{s^2 + \Delta d(z)^2}, \quad (4)$$

где $h_2(z)$ – высота, на которой расположен второй провод; h – номинальная высота проводов; $\Delta h(z)$ – значение сдвига высоты; $\Delta d(z)$ – значение сдвига расстояния между проводами; s – расстояние между проводами; L – длина проводов.

2. Вычисление погонных индуктивностей, которые записываются как возмущение тех, что относятся к эталонной структуре:

$$l_2(z) = \tilde{l} + \Delta l_2(z), \quad l_m(z) = \tilde{l}_m + \Delta l_m(z). \quad (5)$$

3. Вычисление матрицы модальных погонных индуктивностей

$$L_m(z) = \tilde{L}_m + \Delta L_m(z) = \begin{bmatrix} \tilde{L}_{CM} & 0 \\ 0 & \tilde{L}_{DM} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta l_{DM}(z) & \Delta l(z) \\ \Delta l(z) & \Delta l_{DM}(z) \end{bmatrix}, \quad (6)$$

где

$$\tilde{L}_{CM} = \frac{\tilde{l} + l_2(z) + 2l_m(z)}{4}, \quad (7)$$

$$\tilde{L}_{DM} = \tilde{l} + l_2(z) - 2l_m(z), \quad (8)$$

$$\Delta l_{DM}(z) \approx \frac{2\mu_0}{\pi} \frac{\Delta h^2}{L^2 s^2} \left(\frac{L}{2} - z \right), \quad (9)$$

$$\Delta l(z) = -\frac{\mu_0}{4\pi} \ln \left[1 + \frac{\Delta h}{h} \left(\frac{2z}{L} - 1 \right) \right]. \quad (10)$$

4. Аналогично вычисляется матрица модальных погонных емкостей

$$C_m(z) = \tilde{C}_m + \Delta C_m(z) = \begin{bmatrix} \tilde{c}_{CM} & 0 \\ 0 & \tilde{c}_{DM} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta c_{DM}(z) & \Delta c(z) \\ \Delta c(z) & \Delta c_{DM}(z) \end{bmatrix}, \quad (11)$$

где

$$\tilde{c}_{CM} = \frac{1}{\tilde{l}_{CM}} = \frac{4}{\tilde{l} + l_2(z) + 2l_m(z)}, \quad (12)$$

$$\tilde{c}_{DM} = \frac{1}{\tilde{l}_{DM}} = \frac{1}{\tilde{l} + l_2(z) - 2l_m(z)}, \quad (13)$$

$$\Delta c_{DM}(z) = -\frac{\Delta l_{DM}(z)}{\tilde{Z}_{DM}^2}, \quad \Delta c(z) = -\frac{\Delta l(z)}{\tilde{Z}_{DM}^2}, \quad \tilde{Z}_{DM} = c_0 \tilde{l}_{DM}. \quad (14)$$

5. Вычисление напряжения дифференциальной моды (ДМ) нерегулярной разбалансированной ДЛ

$$V_{DM}(z) \approx \tilde{V}_{DM}(z) + V_{\Delta T, DM}, \quad (15)$$

где

$$\tilde{V}_{DM}(z) = \frac{V_s}{2} e^{-\gamma_0 z}, \quad (16)$$

$$V_{\Delta T, DM}(z) = \frac{\eta_0}{\pi} \frac{\Delta h^2}{s^2} \left[\frac{\cosh(\gamma_0 L)}{\gamma_0 L} - \sinh(\gamma_0 L) \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{(\gamma_0 L)^2} \right) \right] \tilde{I}_{DM}(0). \quad (17)$$

6. Вычисление напряжения синфазной моды (СМ) на левом конце ДЛ

$$V_{\Delta T, CM} = -c_0 \Delta l(z) \sinh(\gamma_0 L) \tilde{I}_{DM}(0). \quad (18)$$

На основе математической модели [1] и работы [2] разработан алгоритм, который реализован в MathCad. Исходные данные для реализации алгоритма взяты из работы [1]: $r_w = 0,5$ мм, $s = 5$ мм, $h = 50$ мм, $\Delta h_1 = 0,5$ мм, $\Delta h_2 = 1$ мм, $\Delta h_3 = 5$ мм, $V_s = 1$ В. По разработанному алгоритму выполнены вычисления и построены частотные зависимости напряжений для ДМ и СМ на конце ДЛ. При сравнении зависимостей для ДМ, полученных по (15), с опубликованными в [1] наблюдается хорошее совпадение (рис. 2).

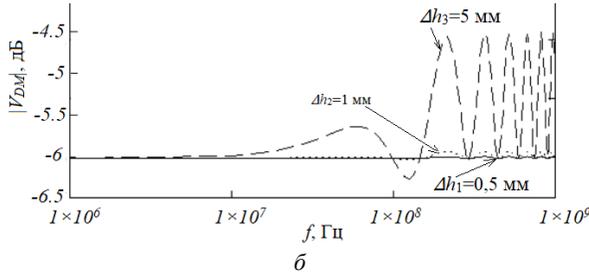
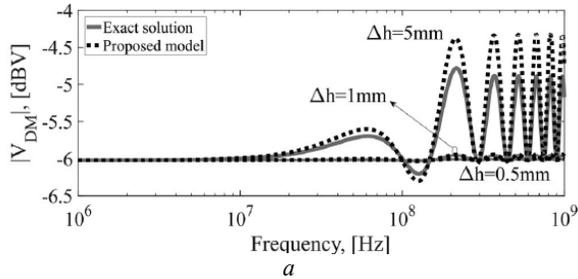


Рис. 2. Частотные зависимости ДМ на конце ДЛ из [1] (а) и по разработанному алгоритму (б) для $\Delta h = 5$ (--), 1 (- - -), 0,5 (-) мм

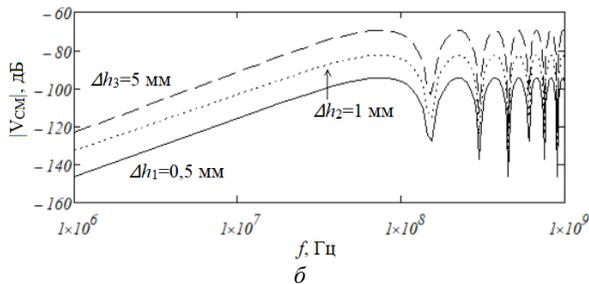
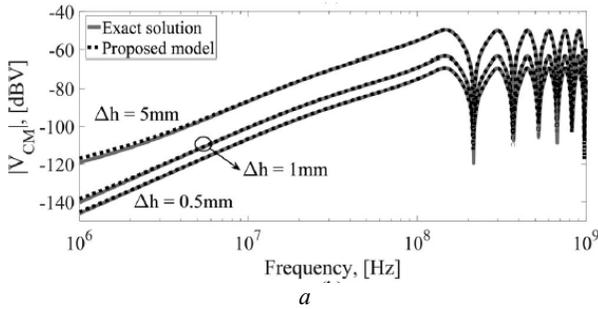


Рис. 3. Частотные зависимости СМ на конце ДЛ из [1] (а) и по разработанному алгоритму (б) для $\Delta h = 5$ (--), 1 (- - -), 0,5 (-) мм

При сравнении зависимостей, полученных для СМ (рис. 3), видно, что отличаются минимальные (очень малые) значения напряжений в диапазоне частот от 10^7 Гц до 10^9 Гц. Такое различие может быть обусловлено разными вычислительными погрешностями.

В дальнейшем целесообразно реализовать полученный алгоритм в системе TALGAT для оценки одновременного влияния разбалансировки и нерегулярности в ДЛ с меньшими вычислительными затратами.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по проекту RFMEFI 57417X0172.

ЛИТЕРАТУРА

1. Grassi F. Effects of undesired asymmetries and nonuniformities in differential lines / F. Grassi, P. Manfredi, X. Liu et al. // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – October 2017. – Vol. 59, No. 5. – P. 1613–1624.

2. Болатова Л.К. Разработка алгоритма и программы для квазистатического анализа согласованной дифференциальной линии в воздухе // 23-я Междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР». – Томск, 16–18 мая 2018 г. – Ч. 2. – Томск, 2018. – С. 238–240.

3. Болатова Л.К. Алгоритм и программа для квазистатического анализа регулярной разбалансированной дифференциальной линии в воздухе // XIV Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления». – Томск, 28–30 ноября 2018 г. – Ч. 1. – Томск, 2018. – С. 267–269.

4. Болатова Л.К. Алгоритм и программа для квазистатического анализа нерегулярной сбалансированной дифференциальной линии в воздухе // 24-я Междунар. науч.-техн. конф. «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири», Томск, 28 ноября 2018 г. – Томск, 2018. – С. 130–134.

УДК 621.391.825

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ВЛАГОЗАЩИТНОГО ПОКРЫТИЯ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ЗЕРКАЛЬНО-СИММЕТРИЧНОГО МОДАЛЬНОГО ФИЛЬТРА

Е.Б. Черникова, магистрант каф. ТУ

Научный руководитель А.М. Заболоцкий, проф. каф. ТУ, д.т.н.

г. Томск, ТУСУР, chiernikova96@mail.ru

Анализируется влияние влагозащитного покрытия на характеристики зеркально-симметричного модального фильтра. Представлены результаты моделирования временного отклика на воздействие сверхкороткого импульса длительностью 150 пс при толщине покрытия 20, 40, 60 мкм.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, устройство защиты, сверхкороткий импульс, модальная фильтрация, влагозащитное покрытие, зеркально-симметричный модальный фильтр.

В настоящее время наблюдается массовое внедрение радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) практически во все отрасли, в том числе в военную, атомную и космическую, что ведёт к обострению проблемы обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС). Из-за уязвимости РЭА к электромагнитным воздействиям возникает необходимость решения вопросов защиты РЭА от электромагнитных помех, в частности, от сверхкоротких импульсов (СКИ). Для этого предложена технология модальной фильтрации, основанная на модальном разложении импульса на импульсы меньшей амплитуды [1]. Также известны новые устройства, работающие по принципу модальной фильтрации, – модальные фильтры (МФ).

Предложен новый подход к совершенствованию модальной фильтрации за счет использования зеркальной симметрии [2]. Между тем оценка влияния влагозащитного покрытия на характеристики зеркально-симметричного МФ ранее не рассматривалась. Цель данной работы – выполнить такое исследование.

Традиционно для влагозащиты печатных плат (ПП) применяют лаки на основе уретановых, акриловых и эпоксидных смол, которые также выполняют важную функцию защиты поверхности ПП от загрязнений и случайных замыканий проводников. Нанесение влагозащитного покрытия обеспечивает надежность функционирования изделий в различных климатических условиях [3].

Для анализа влияния влагозащитного покрытия на параметры зеркально-симметричного МФ выбран лак ЭП-730 (ГОСТ 20824–81), который наносится на плату в 3 слоя и представляет раствор эпоксидной смолы в смеси органических растворителей с добавлением отвердителя. В соответствии с ГОСТ 20824–81 толщина высушенной однослойной пленки составляет 18–22 мкм, при значении тангенса угла диэлектрических потерь $\operatorname{tg}\delta = 0,03$ и диэлектрической проницаемости $\epsilon_r = 3,5$ на частоте 1 МГц.

Моделирование зеркально-симметричного МФ, покрытого 1, 2 и 3 слоями лака с толщиной (h_o) 20, 40 и 60 мкм соответственно, выполнено в системе TALGAT [4]. Поперечное сечение исследуемого МФ, покрытого одним слоем лака ($h_o = 20$ мкм), представлено на рис. 1, где w – ширина проводников, s – разнос проводников, t – толщина проводников, h – толщина диэлектрика, ϵ_r – диэлектрическая проницаемость подложки.

Допускалось, что в МФ распространяется только Т-волна. Потери в проводниках и диэлектриках на данном этапе не учитывались. Моделирование МФ выполнялось при параметрах поперечного сечения из [5]. Значения резисторов R равны 50 Ом. Длина линии $l = 1$ м. В

качестве импульсного воздействия использовался источник ЭДС с амплитудой 5 В с длительностями фронта, спада и плоской вершины по 50 пс, так что общая длительность составила 150 пс. Форма ЭДС представлена на рис. 2, а, а принципиальная электрическая схема – на рис. 2, б.

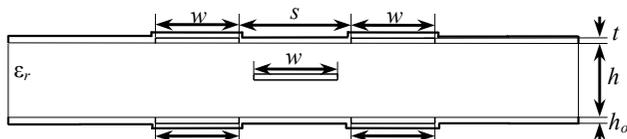


Рис. 1. Поперечное сечение зеркально-симметричного МФ, покрытого одним слоем лака

Результаты моделирования (значения максимального напряжения в конце активного проводника U_{\max} и временных интервалов между импульсами разложения Δt_i) зеркально-симметричного МФ, покрытого 1, 2 и 3 слоями лака, а также без покрытия сведены в таблицу. Формы сигналов на выходе МФ показаны на рис. 3.

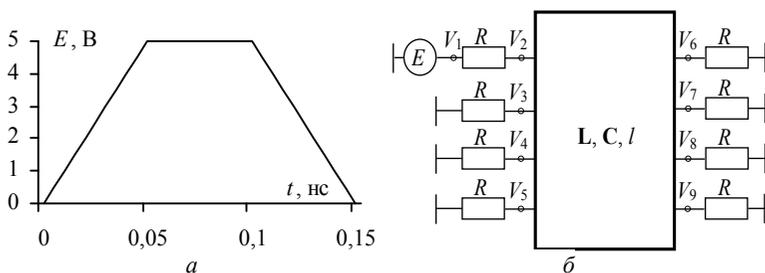


Рис. 2. Форма ЭДС импульсного воздействия (а) и принципиальная электрическая схема (б) зеркально-симметричного МФ

Характеристики зеркально-симметричного МФ с влагозащитным покрытием

h_0 , мкм	U_{\max} , В	Δt_1 , нс	Δt_2 , нс	Δt_3 , нс
0	0,625	0,49	0,49	0,49
20	0,6298	0,525	0,481	0,471
40	0,6295	0,514	0,454	0,459
60	0,6301	0,538	0,469	0,474

Из таблицы видно, что с ростом параметра h_0 значение U_{\max} практически остаётся неизменным и не превышает 0,63 В, что в 7,93 раза меньше ЭДС, тогда как МФ с оптимальными параметрами без покры-

вающего слоя раскладывает СКИ на импульсы в 8 раз меньше ЭДС [5]. При увеличении h_o значения Δt_i изменяется нелинейно, однако из таблицы видно, что значения Δt_i являются примерно выравненными. Действительно значения Δt_i сначала уменьшаются, а затем увеличиваются. Минимальное значение Δt_i ведет себя так же, но остается практически прежним (от 0,471 до 0,469 нс). Этот факт подтверждается формами сигнала на выходе МФ с примерно выравненными временными интервалами между импульсами разложения, полученными при увеличении h_o .

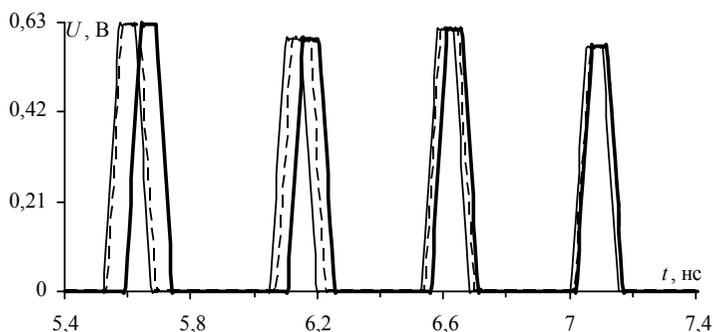


Рис. 3. Формы сигналов на выходе зеркально-симметричного МФ при $h_o=20$ (—), 40 (---), 60 (-·-) мкм

Таким образом, выполнен анализ зеркально-симметричного МФ, покрытого 1, 2 и 3 слоями лака. Получено, что увеличение толщины лака незначительно сказывается на выходных параметрах сигнала. Однако выявлен нелинейный характер влияния толщины лака на минимальную разность задержек импульсов. Это требует дополнительного исследования.

Работа выполнена при поддержке гранта Президента Российской Федерации МД-365.2018.8.

ЛИТЕРАТУРА

1. Gazizov A.T., Zabolotsky A.M., Gazizov T.R. UWB pulse decomposition in simple printed structures // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2016. – Vol. 58, No. 4. – P. 1136–1142.
2. Заболоцкий А.М. Использование зеркальной симметрии для совершенствования модальной фильтрации // Доклады ТУСУР. – 2015. – Т. 2, № 36. – С. 41–44.
3. Кирдяев М.М., Кочегаров И.И., Трусов В.А. Влагозащитные покрытия печатных плат // Тр. междунар. симпозиума «Надежность и качество». – 2015. – Т. 2. – С. 329–336.

4. Куксенко С.П., Заболоцкий А.М., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Р. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT // Доклады ТУСУР. – 2015. – Т. 2, № 36. – С. 45–50.

5. Белоусов А.О., Черникова Е.Б., Заболоцкий А.М. Трехкритериальная оптимизация как ресурс для совершенствования зеркально-симметричного модального фильтра // Матер. 23-й Междунар. науч.-практ. конф. «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири (Сибресурс-23-2017)», г. Томск, 24 ноября 2017. – Томск, 2018. – С. 150–154.

УДК 519.688

ВЫЯВЛЕНИЕ ЭКСТРЕМУМОВ СИГНАЛА С УЧЕТОМ ПОТЕРЬ В ДВУХВИТКОВОЙ МЕАНДРОВОЙ ЛИНИИ ПРИ ИЗМЕНЕНИИ РАССТОЯНИЯ МЕЖДУ ЕЕ ПРОВОДНИКАМИ

Рустам Р. Газизов, студент каф. БИС;

*М.Н. Калинина, студентка каф. философии образования,
МГУ, Москва*

*Научный руководитель Руслан Р. Газизов, аспирант каф. ТУ
г. Томск, ТУСУР, gazizovtsk@yandex.ru*

Проведено моделирование распространения сверхкороткого импульса вдоль проводников двухвитковой меандровой линии с учетом и без учета потерь в проводниках и диэлектриках. Получены максимумы напряжения и их локализация для 5 значений расстояния между проводниками. Показано, что изменение расстояния между проводниками незначительно влияет на амплитуду максимума (до 1,33%) и не влияет на ее локализацию.

Ключевые слова: моделирование, линия передачи, локализация, экстремум сигнала, сверхкороткий импульс.

В настоящее время радиоэлектронная аппаратура развивается стремительными темпами, что влечет за собой повышение требований к ее надежности и помехозащищенности. В этой связи важны выявление и локализация экстремумов сигнала, поскольку они позволяют определить места с превышением допустимого уровня сигнала, чтобы своевременно устранить это. Ранее была исследована С-секция при изменении ее геометрических параметров без учета потерь в проводниках и диэлектриках [1], изменении расстояния между проводниками [2], изменении длин проводников, а также при изменении длительности сверхкороткого импульса (СКИ) [3]. Исследована двухвитковая меандровая линия с учетом потерь в проводниках и диэлектриках [4] и без учета потерь [5]. В связи с тем, что в [4] выявление и локализация экстремумов сигнала в двухвитковой меандровой линии проводи-

лись без изменения геометрических параметров, целесообразно восполнить этот пробел.

Цель работы – исследовать влияние потерь в проводниках и диэлектриках на экстремумы сигнала в двухвитковой меандровой линии при изменении расстояния между ее проводниками.

В качестве исследуемой структуры выбрана двухвитковая меандровая линия. Её поперечное сечение и принципиальная схема изображены на рис. 1.

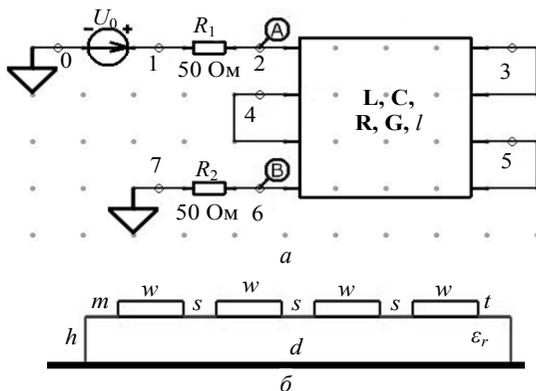


Рис. 1. Принципиальная схема (а) и поперечное сечение (б) двухвитковой меандровой линии

Ширина проводников $w = 0,542$ мм, ширина диэлектрика $d = 5,149$ мм, толщина диэлектрика $h = 0,3$ мм, толщина проводника $t = 0,1$ мм, длина проводников $l = 27$ мм, тангенс угла диэлектрических потерь $\text{tg}\delta = 0,017$, относительная диэлектрическая проницаемость $\epsilon_r = 4,5$, расстояние от бокового проводника до края диэлектрика – m , которое изменяется в зависимости от величины s . Для исследования выбран СКИ в форме трапеции с амплитудой ЭДС 1 В и длительностями фронтов и вершины по 100 пс. Моделирование выполнялось в системе компьютерного моделирования TALGAT. Вычислены максимумы напряжения вдоль проводников двухвитковой меандровой линии при распространении СКИ без учета потерь в проводниках и диэлектриках, а также при их учете при изменении расстояния между проводниками $s = 50, 100; 300, 500$ и 596 мкм (при $s = 596$ мкм расстояния s и w одинаковы). Каждый полувиток разделен на 30 сегментов, в каждом из которых вычислены формы напряжения. При моделировании используются погонные матрицы, учитывающие потери сопротивлений (R) в проводниках и проводимостей (G) в диэлектриках.

Результаты моделирования распространения сигнала вдоль проводников двухвитковой меандровой линии при $s = 50$ мкм приведены на рис. 2. Аналогичные результаты для 100, 300, 500 и 596 мкм приведены на рис. 3–6 соответственно.

В таблице приведены значения напряжения при изменении s , где N – номер полувитка, n – номер сегмента, Δ – отличие в амплитудах напряжения, в вольтах и процентах.

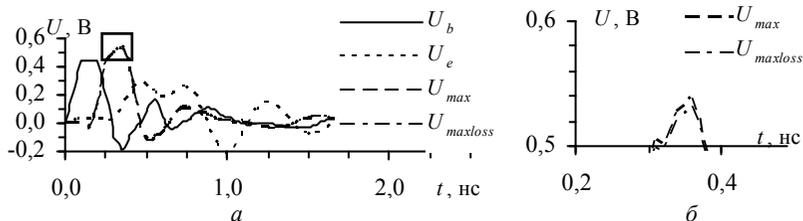


Рис. 2. Формы сигнала (а) и увеличенный фрагмент (б) при $s = 50$ мкм

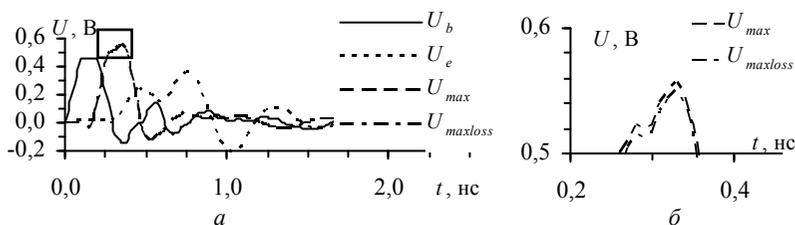


Рис. 3. Формы сигнала (а) и увеличенный фрагмент (б) при $s = 100$ мкм

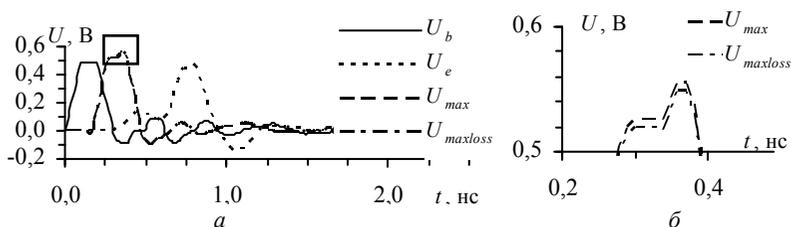


Рис. 4. Формы сигнала (а) и увеличенный фрагмент (б) при $s = 300$ мкм

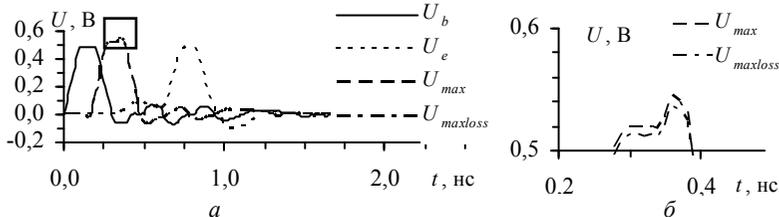


Рис. 5. Формы сигнала (а) и увеличенный фрагмент (б) при $s = 500$ мкм

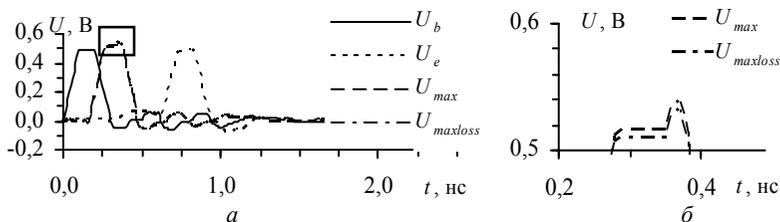


Рис. 6. Формы сигнала (а) и увеличенный фрагмент (б) при $s = 596$ мкм

**Результаты вычисления максимумов напряжения с учетом
и без учета потерь**

s , мкм	С учетом потерь			Без учета потерь			Δ , В (%)
	N	n	U_{max} , В	N	n	$U_{maxloss}$, В	
50	2	27	0,533	2	27	0,539	0,0065 (1,22)
100	2	27	0,550	2	27	0,557	0,0072 (1,31)
300	2	28	0,549	2	28	0,556	0,0073 (1,33)
500	2	28	0,537	2	28	0,544	0,0071 (1,32)
596	2	29	0,532	2	29	0,539	0,0068 (1,28)

Из таблицы видно, что при увеличении расстояния между проводниками локализация максимума напряжения стремится к краю второго полувитка (к узлу 3). Также получено, что учет потерь незначительно влияет на амплитуду максимума напряжения (1,22–1,33%) и не влияет на ее локализацию.

Таким образом, в работе исследованы максимумы напряжения в двухвитковой линии при изменении расстояния между ее проводниками. Выполнено более корректное моделирование (с учетом потерь в проводниках и диэлектриках), показывающее, что вдоль проводников этой меандровой линии находятся максимумы, превышающие половину амплитуды ЭДС (0,5 В) на 10%. В дальнейшем целесообразно исследовать эту линию при изменении других параметров, а также перейти к реальным структурам (шине печатной платы и силовой шине электропитания).

Работа выполнена при поддержке гранта Президента Российской Федерации МД-365.2018.8.

ЛИТЕРАТУРА

1. Газизов Р.Р., Заболоцкий А.М., Газизов Т.Т. Исследование распространения сверхкороткого импульса в микрополосковой С-секции при изменении зазора между связанными проводниками // Доклады Том. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники. – 2016. – № 1(19). – С. 79–82.

2. Газизов Рустам Р., Газизов Руслан Р. Влияние изменения расстояния между проводниками С-секции на экстремумы сверхкороткого импульса при

моделировании с учетом потерь // Матер. 24-й Междунар. науч.-практ. конф. «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири (СИБРЕСУРС-24–2018)». – Томск: – Изд-во ТУСУРа. – С. 135–139.

3. Газизов Рустам Р., Газизов Руслан Р. Влияние длительности сверхкороткого импульса на выявление и локализацию экстремумов сигнала в микрополосковой С-секции при моделировании с учетом потерь // Матер. 14-й Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления». – Томск: В-Спектр, 2018. – Ч. 1. – С. 275–277.

4. Газизов Рустам Р., Газизов Руслан Р. Выявление и локализация экстремумов сигналов двухвитковой меандровой линии с учетом потерь // Сб. избран. статей Научной сессии ТУСУР: по матер. Междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2018». Томск: В-Спектр, 2018. – Ч. 2. – С. 246–249.

5. Газизов Р.Р., Заболоцкий А.М., Орлов П.Е. Локализация максимумов сигнала в многопроводных линиях передачи печатных плат с помощью системы TALGAT // Докл. Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2015. – № 4(38). – С. 153–156.

УДК 621.371.32

РАЗРАБОТКА ГИБРИДНОГО ПОЛОСОВОГО ФИЛЬТРА ДЛЯ ЗАЩИТЫ ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ ПИКОСЕКУНДНОГО ЛОКАТОРА

Ш.В. Куулар, магистрант; Р.Р. Хажибеков, аспирант

Научный руководитель А.М. Заболоцкий, проф. каф. ТУ, д.т.н.

г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, kuular-1996@inbox.ru

Описан один из методов повышения защищенности от пассивных помех в радиолокации. Разработан гибридный полосовой фильтр для защиты входных цепей пикосекундного локатора на основе элементов с распределенными и сосредоточенными параметрами.

Ключевые слова: полосовой фильтр, гибридный фильтр, пикосекундный локатор, частотная характеристика, полоса пропускания, затухание.

Полосовые фильтры выполняют функцию защиты входных цепей от насыщения пикосекундного локатора. Для разработки такого фильтра важно обеспечить требуемые частотные характеристики при минимально возможных габаритах. Известно, что фильтр на основе распределенных элементов имеет большую длину, а полосовой фильтр на дискретных элементах на высоких частотах (ВЧ) возможно будет нестабильно работать, из-за паразитных параметров дискретных элементов.

Таким образом, целью данной работы является разработка полосового фильтра в диапазоне 500–2000 МГц с минимальным затуханием в полосе пропускания и с минимальными габаритами.

Результаты работы. Реализовать фильтр с малыми габаритами возможно на основе элементов с распределенными параметрами и разделительных конденсаторов. На элементах с распределенными параметрами будет реализован фильтр нижних частот (ФНЧ), а с помощью разделительных конденсаторов можно будет обеспечить срез нижних частот. Вычисленные частотные зависимости $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ для структуры с распределенными параметрами приведены на рис. 1, *а*. При разработке фильтра учитывались следующие параметры: порядок фильтра $n = 5$, центральная частота $f_0 = 1250$ МГц, внутреннее сопротивление источников и сопротивление нагрузки 50 Ом. Вид сверху топологии полученной схемы представлен на рис. 1, *б*. После этого добавлены разделительные конденсаторы в топологию фильтра, в результате получился гибридный фильтр (ГФ).

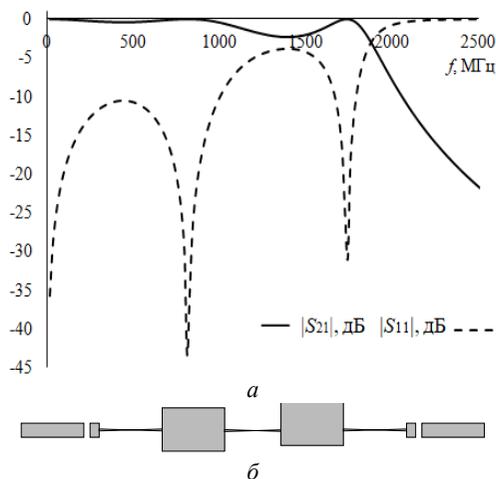


Рис. 1. Частотные зависимости $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ ФНЧ (*а*) и (*б*) вид сверху топологии ФНЧ

Частотные зависимости $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ после добавления конденсаторов приведены на рис. 2.

Выполнена оптимизация ГФ по трем критериям:

1. Обеспечение волнового сопротивления 50 Ом.
2. Ограничение полосы пропускания 500–2000 МГц.
3. Обеспечение плоской полосы пропускания.

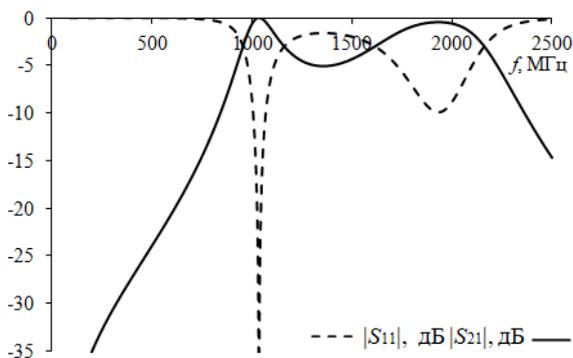


Рис. 2. Частотные зависимости $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ ФНЧ после добавления конденсаторов

При оптимизации изменялись геометрические параметры: ширина линии w , длина линии l и емкости обоих конденсаторов C в диапазоне 0,01–100 пФ. Толщина фольги $t = 0,035$ мм и толщина подложки $h = 2,5$ мм, значение диэлектрической проницаемости диэлектрика $\epsilon_r = 4,3$ остались неизменными. Вид сверху топологии полученной схемы представлен на рис. 3.

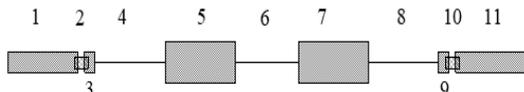


Рис. 3. Вид сверху топологии ГФ после оптимизации

Результаты оптимизации сведены в таблицу.

Результаты оптимизации

Номер части из топологии фильтра	Название	Длина l , мм	Ширина w , мм
1	Подводящий отрезок	10	3
2	Конденсатор GRM1885C1H3R3CA01 с номиналом 3,3 пФ		
3	Площадка под пайки	1,5	2
4	Первый отрезок	10	0,3
5	Второй отрезок	10	5,7
6	Третий отрезок	10	0,3
7	Четвертый отрезок	10	5,7
8	Пятый отрезок	10	0,3
9	Площадка под пайки	1,5	2
10	Конденсатор GRM1885C1H3R3CA01 с номиналом 3,3 пФ		
11	Подводящий отрезок	10	3

Частотные зависимости $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ после оптимизации приведены на рис. 4.

Таким образом, был разработан полосовой ГФ для защиты входных цепей пикосекундного локатора от пассивных помех, основными достоинствами которого являются малые габариты (74×10 мм), минимальное затухание в полосе пропускания (минус 0,27 дБ) и простота в реализации.

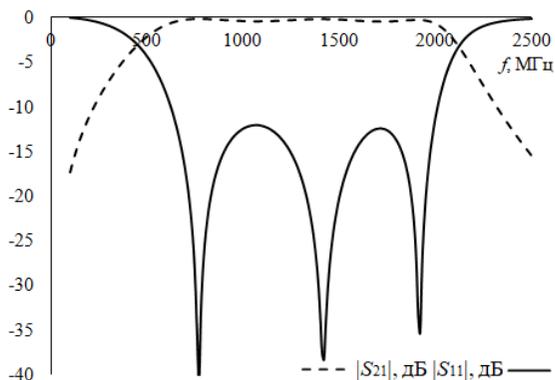


Рис. 4. Частотные зависимости $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ после оптимизации

Работа выполнена при поддержке гранта Президента Российской Федерации MD-365.2018.8.

ЛИТЕРАТУРА

1. Артищев С.А. Проектирование фильтра на связанных линиях // Компьютерное проектирование РЭС. – 2018. – Т. 52, №4. – С. 5–17.
2. Дмитриев Е.Е. Проектирование фильтров в Microwave office с помощью iFilter. – 2010. – № 4. – С. 10–48.
3. Радиолокационные системы [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://vii.sfukras.ru/images/libs/Radiolokacionnye_sistemy_SFU_elektronnyu_resurs.pdf (дата обращения: 07.03.2019).

СРАВНЕНИЕ ВАРИАНТОВ РЕАЛИЗАЦИИ ПОЛОСОВОГО ФИЛЬТРА ДЛЯ ПИКОСЕКУНДНОГО ЛОКАТОРА

Ш.В. Куулар, магистрант; Р.Р. Хажибеков, аспирант
Научный руководитель А.М. Заболоцкий, проф. каф. ТУ, д.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, kuular-1996@inbox.ru

Описана проблема борьбы с пассивными помехами в радиолокации. Произведено сравнение двух вариантов реализации полосового фильтра для защиты входных цепей пикосекундного локатора. Показано, что фильтр, основанный на элементах с распределенными параметрами, больше соответствует поставленным требованиям.

Ключевые слова: полосовой фильтр, пикосекундный локатор, частотная характеристика, полоса пропускания.

В современной радиолокации одной из актуальных проблем являются пассивные помехи, связанные с отражениями [1]. Интенсивность помех может существенно превышать уровень собственных шумов приемника, делая радиолокационное наблюдение невозможным.

Фильтрация является одним из способов защиты от помех путем уменьшения полосы принимаемых частот. Полосовые фильтры выполняют функцию защиты входных цепей пикосекундного локатора от насыщения путем уменьшения мощности шума, вследствие ограничения полосы частот. Также в системах радиолокации используются широкополосные сигналы, позволяющие увеличить разрешающую способность, улучшая помехозащищенность оборудования. Для фильтра, работающего с широкополосным сигналом, желательны малые габариты и минимальные потери [2].

В лаборатории пикосекундной техники кафедры радиоэлектроники и систем связи (РСС) ТУСУРа разработан пикосекундный локатор (ПЛ) со следующими характеристиками: длительность импульса 2 нс, время нарастания 3 пс, спектр частот от 500 до 2000 МГц. Для данного ПЛ характерны пассивные помехи, которые воздействуют на нормальное функционирование устройства.

Таким образом, целью данной работы является разработка полосового фильтра в диапазоне 500–2000 МГц с минимальным затуханием в полосе пропускания.

Результаты работы. Разработка полосового фильтра будет производиться квазистатическим и схемотехническим подходом, которые позволяют синтезировать фильтры на сосредоточенных и распределенных элементах [2].

При разработке фильтра учитывались следующие параметры: порядок фильтра $n = 5$, центральная частота $f_0 = 1250$ МГц, ширина полосы пропускания 1500 МГц, внутреннее сопротивление источников и сопротивление нагрузки 50 Ом. Вид сверху топологии фильтра представлен на рис. 1. Длина разработанного фильтра на элементах с распределенными параметрами $l = 240$ мм и ширина фильтра $w = 20$ мм.



Рис. 1. Вид сверху топологии фильтра на элементах с распределенными параметрами

Частотные зависимости $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ после расчета приведены на рис. 2.

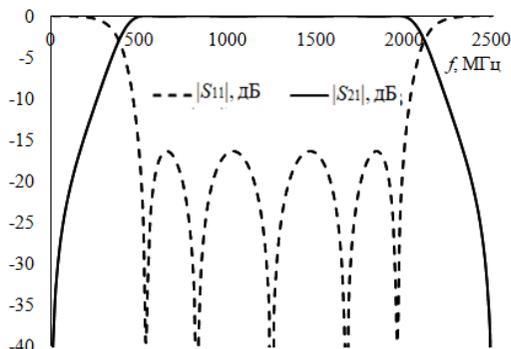


Рис. 2. Частотные зависимости $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ фильтра на элементах с распределенными параметрами

Также был посчитан фильтр на сосредоточенных элементах. Схема реализации фильтра приведена на рис. 3.

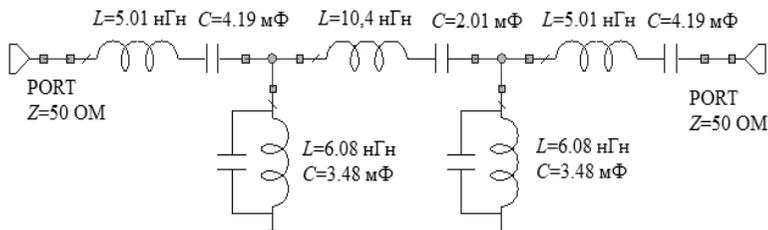


Рис. 3. Схема реализации фильтра на сосредоточенных элементах

Вычисленные частотные зависимости $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ после расчета приведены на рис. 4.

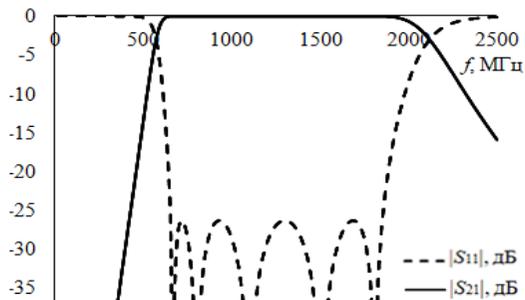


Рис. 4. Частотные зависимости $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ фильтра на сосредоточенных элементах

Первый вариант разработанного фильтра основан на элементах с распределенными параметрами. Данный фильтр обеспечивает требуемую частотную характеристику, но имеет большие габариты (240×20 мм). Второй вариант фильтра основан на дискретных элементах, имеет малые габариты, но на высоких частотах могут проявляться паразитные параметры L и C элементов. Фильтр, основанный на элементах с сосредоточенными параметрами, больше соответствует поставленным требованиям, но его топология требует дополнительных доработок.

Работа выполнена при поддержке гранта Президента Российской Федерации MD-365.2018.8.

ЛИТЕРАТУРА

1. Радиолокационные системы [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://vii.sfukras.ru/images/libs/Radiolokacionnye_sistemy_SFU_elektronnyy_resurs.pdf (дата обращения: 07.03.2019).
2. Артишев С.А. Компьютерное проектирование РЭС // Проектирование фильтра на связанных линиях. – 2018. – Т. 52, № 4. – С. 5–17.
3. Дмитриев Е.Е. Проектирование фильтров в Microwave office с помощью iFilter // Проектирование фильтра на связанных линиях. – 2010. – № 4. – С. 10–48.

ВЫЯВЛЕНИЕ И ЛОКАЛИЗАЦИЯ ЭКСТРЕМУМОВ СИГНАЛА В СИЛОВОЙ ШИНЕ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Ч.Л. Хомушку, магистрант

*Научный руководитель Р.Р. Газизов, ассистент каф. ТУ
г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, ruslangazizow@gmail.com*

Рассматривается выявление и локализация экстремумов сигнала в силовой шине электропитания. Выявлены максимумы напряжения в активном и пассивном проводниках при воздействии сверхкороткого импульса с разными длительностями. В результате моделирования видно, что локализация экстремумов СКИ не постоянна. При укорочении длительности импульса от 3 до 0,03 нс амплитуды сигнала в активном проводнике уменьшаются, а в пассивном – увеличиваются. Наиболее высокие амплитуды наблюдаются в узлах 2 и 3 (до 90 В).

Ключевые слова: моделирование, силовая шина электропитания, сверхкороткий импульс, электромагнитная совместимость.

С развитием радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) выявление и локализация экстремумов сигнала становятся все более актуальными, поскольку их результаты могут быть полезны для обеспечения электромагнитной совместимости, а также для совершенствования защиты от преднамеренных и непреднамеренных сверхкоротких импульсов (СКИ). Это особенно актуально в критичных системах, таких как космические аппараты или самолеты.

Ранее было выполнено моделирование распространения СКИ в форме трапеции вдоль проводников шины печатной платы (ПП) [1]. Затем для моделирования использовались сигналы от источников преднамеренных воздействий, но моделировалась одиночная меандровая линия из двух витков [2]. Далее выполнено моделирование по выявлению и локализации экстремумов СКИ от источников преднамеренных воздействий в шине ПП [3]. Первый проводник шины ПП моделировался как активный, а остальные проводники были пассивными. Также в данной шине ПП крайние проводники моделировались как активные, а остальные – как пассивные [4]. Тем самым имитировался довольно жесткий случай двухстороннего преднамеренного воздействия на центральные проводники. Однако приведенные исследования выполнены для тестовых схем и шины ПП, тогда как для электропитания не выполнялись. Между тем важно выполнить подобное исследование, например для силовой шины электропитания (СШЭП) космического аппарата. Цель работы – выполнить такое исследование.

Исследуемая схема СШЭП представлена на рис. 1. Данная шина разрабатывается в научно-исследовательской лаборатории «Безопасность и электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств» в рамках выполнения проекта по ФЦП для АО «ИСС». Представленная принципиальная схема является одним из первых вариантов, однако достаточно корректна для предварительного исследования. В частности, в ней есть центральный проводник (отрезки линий передачи 9–12), а также сильноточные ответвления на его концах (отрезки 1–8) и слаботочные – в его центре (отрезки 13–16). Использовалась система компьютерного моделирования задач электромагнитной совместимости TALGAT 2017 [5].

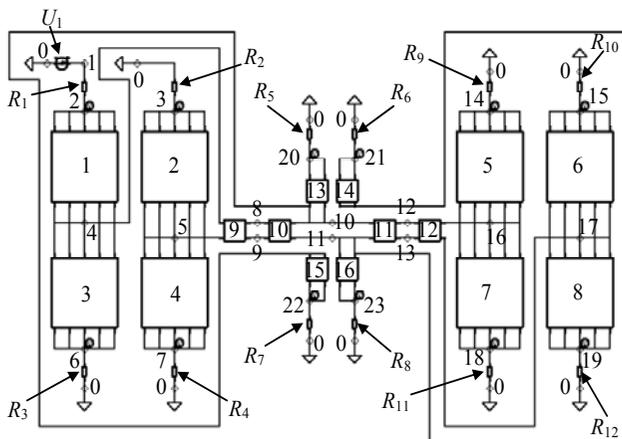


Рис. 1. Принципиальная схема СШЭП

В качестве воздействия взят СКИ в форме трапеции с амплитудой ЭДС 100 В. Рассмотрены три длительности СКИ (3; 0,3; 0,03 нс), для которых формы напряжения показаны на рис. 2, 4 и 6, а их локализации – на рис. 3, 5 и 7.

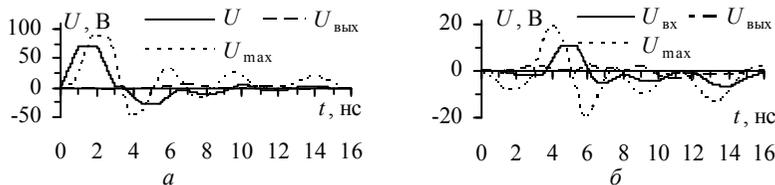


Рис. 2. Формы напряжения в активном (а) и пассивном (б) проводниках при 3 нс

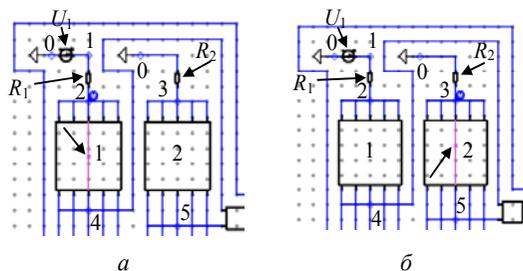


Рис. 3. Локализация максимума напряжения в активном (а) и пассивном (б) проводниках на принципиальной схеме при длительности СКИ 3 нс

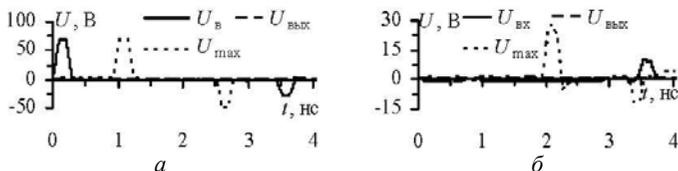


Рис. 4. Формы напряжения в активном (а) и пассивном (б) проводниках при 0,3 нс

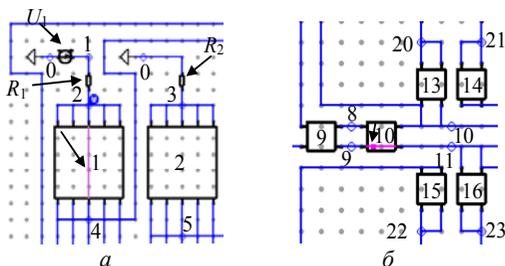


Рис. 5. Локализация максимума напряжения в активном (а) и пассивном (б) проводниках на принципиальной схеме при длительности СКИ 0,3 нс

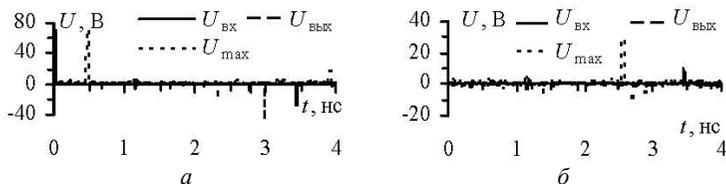


Рис. 6. Формы напряжения в активном (а) и пассивном (б) проводниках при 0,03 нс

При длительности СКИ 3 нс выявлены максимумы напряжения в активном и пассивном проводниках в сегменте 6 и 7 (из 10) линий

передачи 1 и 2, равные 89,64 и 19,31 В. При длительности СКИ 0,3 нс в сегменте 5 и 2 линий передачи 1 и 10 выявлены максимумы напряжения в активном и пассивном проводниках, равные 73,12 и 28,62 В. При длительности СКИ 0,03 нс выявлены максимумы напряжения в активном и пассивном проводниках в сегменте 8 и 10 линий передачи 1 и 11, равные 72,75 и 29,46 В.

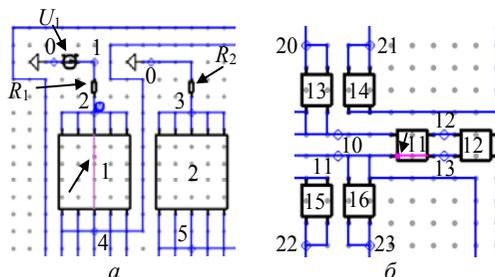


Рис. 7. Локализация максимума напряжения в активном (а) и пассивном (б) проводниках на принципиальной схеме при длительности СКИ 0,03 нс

В результате работы видно, что локализация экстремумов СКИ не постоянна. При укорочении длительности импульса от 3 до 0,03 нс амплитуды сигнала в активном проводнике уменьшаются, а в пассивном – увеличиваются. Наиболее высокие амплитуды наблюдаются в узлах 2 и 3 (до 90 В). Между тем значение данной работы состоит не в количественных результатах, а в подготовке к моделированию синфазного и дифференциального воздействий.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по проекту RFMEFI 57417X0172.

ЛИТЕРАТУРА

1. Газизов Р.Р., Заболоцкий А.М., Орлов П.Е. Локализация максимумов сигнала в многопроводных линиях передачи печатных плат с помощью системы TALGAT // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 4(38). – С. 153–156.
2. Хомушку Ч.Л., Квасников А.А., Газизов Р.Р. Выявление и локализация экстремумов СКИ от источников преднамеренных воздействий в микрополосковой меандровой линии из двух витков // Междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР–2018», 16–18 мая 2018, Томск: В-Спектр, 2018. – Т. 2. – С. 270–273.
3. Хомушку Ч.Л., Газизов Р.Р. Локализация экстремумов сверхкоротких импульсов от источника преднамеренных воздействий в шине печатной платы космического аппарата // XIV Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления», 28–30 ноября 2018. – Томск, 2018. – Т. 1. – С. 277–280.

4. Хомушку Ч.Л., Газизов Р.Р. Локализация экстремумов перекрестных помех от двухстороннего преднамеренного воздействия в шине печатной платы // 24-я науч.-практ. конф. «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири» (СИБРЕСУРС–24), 28 ноября 2018. – Томск, 2018. – С. 173–177.

5. Квасников А.А., Куксенко С.П., Лежнин Е.В. Разработка подсистем графического интерфейса системы TALGAT // Матер. докл. XIII Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления» (ЭССУ), 29 ноября – 1 декабря 2017. – Томск: В-Спектр, 2017. – Т. 2. – С. 15–18.

УДК 621.396.41

ВЛИЯНИЕ КАСКАДИРОВАНИЯ ПОМЕХОЗАЩИТНЫХ ФИЛЬТРОВ НА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ЦЕПЕЙ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

М.В. Храмцов, магистрант

*Научный руководитель А.М. Заболоцкий, проф. каф. ТУ, д.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, khramtsovmaxim@yandex.ru*

Рассмотрен фильтр для защиты цепей электропитания от кондуктивных помех. Вычислены частотные зависимости вносимого затухания для различного числа каскадов в синфазном и дифференциальном включениях.

Ключевые слова: сетевой фильтр, кондуктивная помеха, вносимое затухание.

Типовой фильтр для защиты цепей электропитания относится к классу низкочастотных (НЧ) фильтров и подавляет высокочастотные (ВЧ) кондуктивные электромагнитные помехи (ЭМП). Рассматриваемый фильтр широко распространен, имеет малое количество компонентов и осуществляет подавление помех как со стороны цепей электропитания, так и со стороны аппаратуры. Преимуществами такого фильтра являются его небольшая стоимость, удобство компоновки, возможность выбора параметров элементов. Сетевой фильтр обычно используется в аппаратуре малой и средней (до 500 Вт) мощности.

Целью данной работы является моделирование многокаскадного помехозащитного фильтра для цепей электропитания в синфазном и дифференциальном включениях и оценка вносимого затухания в заданном диапазоне частот.

При оптимальном выборе параметров компонентов один каскад данного фильтра способен обеспечить высокую степень подавления ВЧ-помех порядка 30–80 дБ в частотном диапазоне 0,15–30 МГц [1]. Рассматриваемый в данной работе фильтр и его эквивалентные схемы показаны на рис. 1.

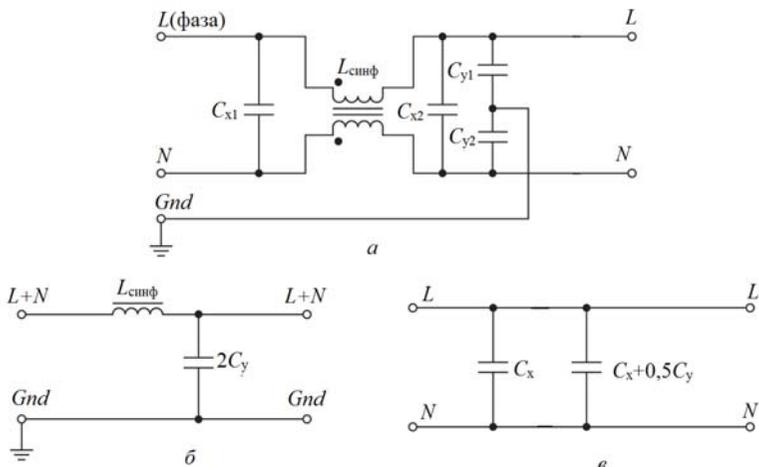


Рис. 1. Схема однофазного фильтра для защиты цепей электропитания от кондуктивных помех: *а* – полная принципиальная схема; *б* – эквивалентная схема в синфазном включении; *в* – эквивалентная схема в дифференциальном включении

Конденсаторы C_{x1} и C_{x2} , предназначены для подавления дифференциальной помехи. Конденсаторы C_{y1} и C_{y2} , а также синфазный дроссель $L_{\text{сифф}}$ предназначены для фильтрации синфазной помехи. Обмотки синфазного дросселя включены последовательно, и для синфазной помехи он имеет большое индуктивное сопротивление. В то же время для дифференциальной помехи индуктивное сопротивление дросселя минимально. В [2] принято, что дифференциальные помехи преобладают на частотах до сотен килогерц, а синфазные – более 1 МГц, поэтому выполнено моделирование в диапазоне частот 0–100 МГц.

Исходя из [1], можно рассчитать номинальные значения элементов сетевого фильтра. Если безопасный для человека ток заземления $I_{3 \text{ max}} = 1 \text{ мА}$, частота сети $f_c = 50 \text{ Гц}$, а максимальное сетевое напряжение $U_{c \text{ max}} = 253 \text{ В}$ в соответствии с ГОСТ 29322–2014, тогда максимальное значение $C_{y \text{ max}}$ определяется по формуле $C_{y \text{ max}} = I_{3 \text{ max}} / 4\pi f_c \cdot U_{c \text{ max}}$ и равно 6,29 нФ. После выбора значения $C_{y \text{ max}}$ производится оценка значения $L_{\text{ф min}}$. Оценка производится для частоты $f_1 = 1 \text{ МГц}$. С этой целью необходимо выбрать требуемую величину вносимого затухания $A_{\text{сифф}} = 20 \lg \cdot K_{\text{п.сифф}}$ ($K_{\text{п.сифф}}$ – коэффициент подавления синфазных помех). При обеспечении вносимых фильтром потерь порядка 60 дБ на выходе фильтра амплитуда помехи ослабится в 1000 раз. Тогда

$L_{\phi \min} \geq K_{п.сиф} / ((2\pi f_1)^2 \cdot (2C_{y \max}))$ и равно 2,01 мГн. Исходя из расчетов и реальных компонентов, находящихся в свободном доступе, можно принять $C_y = 4,7$ нФ, $L_{\phi} = 2,2$ мГн.

Предположим, что кондуктивные помехи в цепях электропитания значительны и одного каскада фильтра недостаточно для требуемого подавления ЭМП по ГОСТ Р 51527–99. Исходя из этого, после расчета номинальных значений элементов для оценки вносимого затухания выполнено моделирование фильтра с различным числом каскадов в синфазном и дифференциальном включениях. Схемы, используемые при моделировании, показаны на рис. 2.

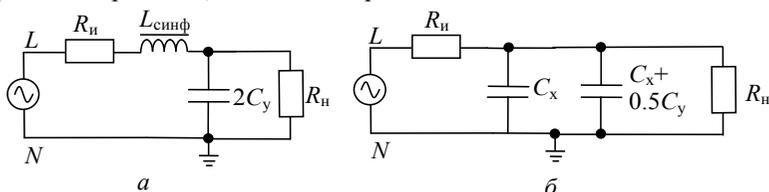


Рис. 2. Эквивалентные схемы: *а* – синфазное включение; *б* – дифференциальное включение

Эффективность помехоподавления фильтра оценена характеристикой вносимого затухания в заданном диапазоне частот. Вносимое затухание фильтра в синфазном включении с различным числом каскадов показано на рис. 3.

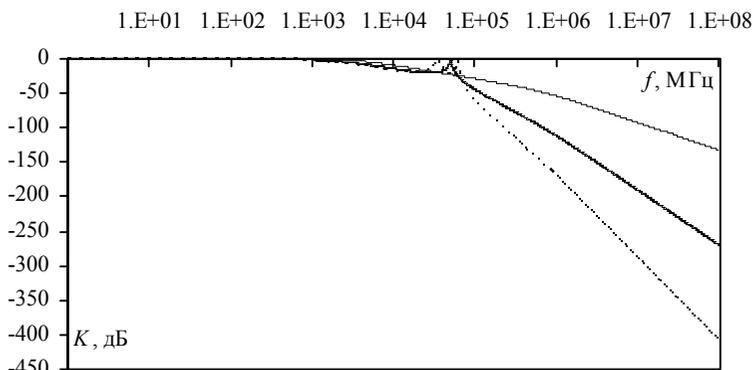


Рис. 3. Вносимое затухание сетевого фильтра в синфазном включении с числом каскадов: 1 (—), 2 (---), 3 (- -)

Видно, что при увеличении числа каскадов фильтра в синфазном включении величина вносимого затухания растет. Так, в случае с одним каскадом на частоте 30 МГц вносимое затухание 111,31 дБ, с двумя каскадами – 228,70 дБ, с тремя – 345,65 дБ. Вносимое затухание

фильтра в дифференциальном включении с различным числом каскадов показано на рис. 4.

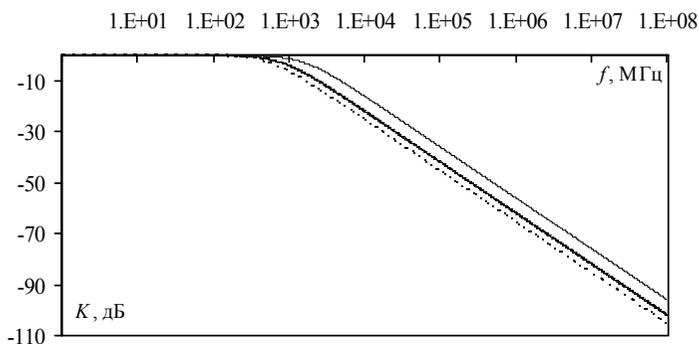


Рис. 4. Вносимое затухание сетевого фильтра в дифференциальном включении с числом каскадов: 1 (—), 2 (- -), 3 (- · -)

Видно, что при увеличении числа каскадов фильтра в дифференциальном включении величина вносимого затухания растет. Так, в случае с одним каскадом, на частоте 30 МГц вносимое затухание 85,53 дБ, с двумя каскадами – 91,56 дБ, с тремя каскадами – 95,08 дБ.

Таким образом, исследована эффективность помехоподавления фильтра путем оценки характеристики вносимого затухания в заданном диапазоне частот. Видно, что с ростом частоты и увеличением числа каскадов вносимое затухание растет. Например, в синфазном включении на частоте 30 МГц вносимое затухание однокаскадного сетевого фильтра равно 111,31 дБ, а с двумя каскадами – 228,70 дБ. Крутизна спада характеристики вносимого затухания в синфазном включении с одним каскадом 40 дБ/дек, с двумя каскадами 80 дБ/дек, с тремя каскадами 120 дБ/дек. В дифференциальном включении независимо от числа каскадов крутизна спада характеристики вносимого затухания 20 дБ/дек, а вносимое затухание при увеличении числа каскадов повышается с 85,53 до 95,08 дБ на частоте 30 МГц.

Работа выполнена при поддержке гранта Президента Российской Федерации № МД-365.2018.8.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ланцов В., Эраносян С. Электромагнитная совместимость импульсных источников питания: проблемы и пути их решения. – Ч. 2 // Силовая электроника. – 2007. – № 1. – С. 1–7.
2. Векслер Г.С., Недочетов В.С., Пилинский В.В., Родионова М.В., Темников В.А. Подавление электромагнитных помех в цепях электропитания. – Киев: Техника, 1990. – 167 с.

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭКРАНИРОВАНИЯ ПРЯМОУГОЛЬНОГО КОРПУСА МЕТОДОМ МАТРИЦЫ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ

А.А. Иванов, магистрант

*Научный руководитель М.Е. Комнатнов, доцент каф. ТУ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, anton.ivvv@gmail.com*

Приведен алгоритм вычисления эффективности экранирования прямоугольного корпуса с помощью двумерного метода матрицы линий передачи для режима TE_{m0} . Выполнены вычисления на примере корпуса размерами $300 \times 300 \times 300$ мм³ с апертурой 100×300 мм². Показано, что при числе итераций сопоставимом с количеством узлов сетки, на частотной зависимости отсутствуют нефизические всплески. Выполнено сравнение результатов с апробированной аналитической моделью.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, экранирование, эффективность экранирования, метод матриц линий передачи.

Экранирование корпусом широко используется при разработке радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) для обеспечения ее помехозащищенности. Для оценки эффективности экранирования (ЭЭ) корпусов применяются численные методы конечных разностей во временной области [1], моментов [2], матрицы линий передачи (МЛП) [3]. Подобные методы обеспечивают высокую точность результатов вычисления ЭЭ, поэтому их применение целесообразно для решения реальных задач проектирования. Коммерческие программные продукты, использующие численные методы, являются дорогостоящими и в этой связи недоступными для разработчиков. Целью данной работы является разработка алгоритма вычисления ЭЭ корпуса с апертурой двумерным методом МЛП.

Эквивалентная схема отрезка линии передачи для решения задачи в области пространства, ограниченного корпусом, представлена на рис. 1. Используя соотношения между величинами электромагнитного поля (уравнениями Максвелла) и уравнениями для цепи с сосредоточенными параметрами (рис. 1), напряженность поля E в точке наблюдения определяется через напряжение V_y в соответствующем узле [4]. При условии, что напряжение источника составляет 1 В, задача может быть сведена к итерационному вычислению напряжения V_y в соответствующем узле дискретной сетки в заданном пространстве.

Для вычислений необходим ввод частотного диапазона, числа узлов сетки, количества итераций, граничных условий, а также положения источника излучения и точки наблюдения P . Итерационный про-

цесс, основанный на принципе Гюйгенса в дискретной форме, выполняется n раз в соответствии с заданным числом n точек частотной зависимости ЭЭ. Характеристики источника могут быть заданы отношением δ размера ячейки l и длины волны λ . Соотношение δ используется для вычисления комплексного значения напряженности.

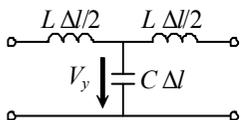


Рис. 1. Эквивалентная схема линии передачи (без потерь) для волнового уравнения

Так как скорость распространения волны в дискретной сетке МЛП составляет $1/\sqrt{2}$ скорости света c [4], то для определения ЭЭ на частоте f соотношение δ может быть вычислено как

$$\delta(f) = \frac{l \cdot f}{c\sqrt{2}}.$$

При условии режима возбуждения TE_{m0} корпус с апертурой во фронтальной стенке (рис. 2, а) может быть представлен в двумерном виде (рис. 2, б). Тогда высотой апертуры и корпуса можно пренебречь. Источник поля задается через напряжение в узлах сетки, лежащих непосредственно перед фронтальной стенкой корпуса (рис. 2, б). Граничные условия задаются в узлах сетки внутри цикла итерационного решения путем введения коэффициента отражения (для идеально проводящих стенок корпуса $\Gamma = -1$).

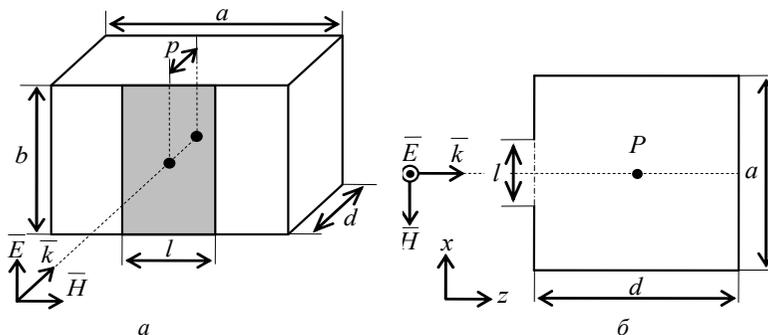


Рис. 2. Трехмерная (а) и двумерная (б) модели корпуса с апертурой во фронтальной стенке

Разработан алгоритм вычисления ЭЭ методом МЛП (рис. 3). Блок «задание начальных условий» включает в себя геометрию корпуса, которая используется при итерационном вычислении напряженности.

Алгоритм выполняется IT раз на каждом шаге частоты в соответствии с заданным числом итераций, однако может быть преобразован для остановки по требуемому условию.

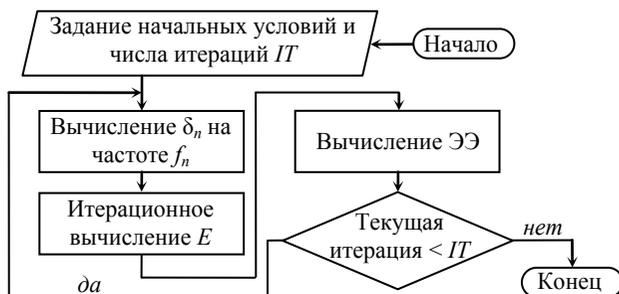


Рис. 3. Алгоритм вычисления ЭЭ методом МПП

Для тестирования выбрана модель корпуса $300 \times 300 \times 300$ мм³ с апертурой 100×300 мм² во фронтальной стенке и сетка размерностью 60×61 узлов. Вычисления выполнялись в частотном диапазоне 1 МГц – 1 ГГц (1000 точек) при увеличении числа итераций в точке наблюдения P в центре корпуса. Полученные частотные зависимости приведены на рис. 4.

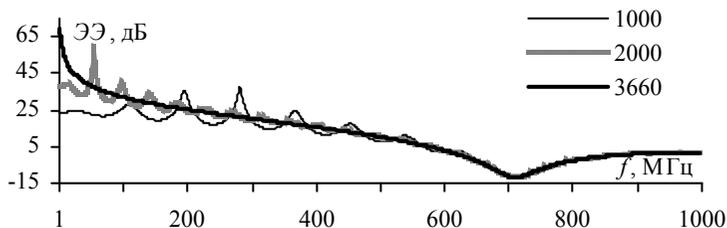


Рис. 4. Частотная зависимость ЭЭ корпусом при изменении числа итераций

Из рис. 4 видно, что при числе итераций 1000 и 2000 на частотной зависимости проявляются нефизические всплески. При увеличении числа итераций до значения, сопоставимого с количеством узлов сетки 3660, данные всплески исчезают. Дальнейшее увеличение числа итераций не приводит к изменению частотной зависимости, однако наблюдается существенное увеличение затрат времени на вычисления.

Выполнены аналогичные вычисления в диапазоне 1 МГц–1,5 ГГц (1500 точек) при числе итераций, равном 2000 для каждой частоты. Получена частотная зависимость ЭЭ (рис. 5), которая сравнивается с аналитической моделью [5]. Видно, что зависимости согласуются, а

отличие составляет не более 20 дБ на частотах выше 1 ГГц. При этом наблюдается расхождение в положении резонансных частот корпуса, что может быть обосновано сравнительно невысокой точностью аналитической модели [5].

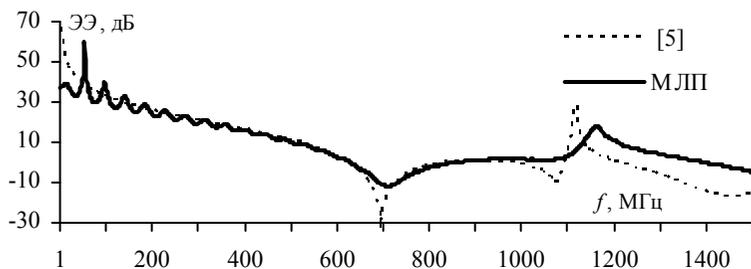


Рис. 5. Частотная зависимость ЭЭ в диапазоне 1–1500 МГц

Таким образом, выполнена разработка алгоритма вычисления ЭЭ прямоугольного корпуса методом МЛП в двумерном виде. Сравнение полученных результатов с аналитической моделью [5] на примере корпуса с апертурой показало отличие не более 20 дБ на частотах выше 1 ГГц. Показано, что для получения корректной частотной зависимости ЭЭ число итераций должно соответствовать количеству узлов в заданной сетке. В этом случае нефизичные всплески исчезают.

ЛИТЕРАТУРА

1. Jiao C. Subcell FDTD analysis of shielding effectiveness of a thin-walled enclosure with an aperture / C. Jiao, L. Liu, X. Cui // *IEEE Transactions on magnetics*. – 2006. – Vol. 42, № 4. – P. 1075–1078.
2. Araneo R. FastMoM analysis of the shielding effectiveness of rectangular enclosures with apertures, metal plates, and conducting objects / R. Araneo, G. Lovat // *IEEE Transactions on electromagnetic compatibility*. – 2009. – Vol. 51, № 2. – P. 274–283.
3. Nie B.L. Study of the shielding properties of enclosures with apertures at higher frequencies using the transmission line modeling method / B.L. Nie, P.A. Du // *IEEE Transactions on electromagnetic compatibility*. – 2011. – Vol. 53, № 1. – P. 73–81.
4. Sadiku M.N.O. Numerical techniques in electromagnetics with MATLAB: 3rd Edition. – CRC Press, 2009. – 710 p.
5. Shielding effectiveness of a rectangular enclosure with a rectangular aperture / M.P. Robinson, D.W.P. Thomas et al. // *Electronics letters*. – 1996. – Vol. 32, № 17. – P. 1559–1560.

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭКРАНИРОВАНИЯ КОРПУСА МУЛЬТИПЛЕКСОРА FOX-515

К.А. Бокова, А.А. Иванов, магистранты

*Научный руководитель С.П. Куксенко, доцент каф. ТУ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, kseniya.b.97@mail.ru*

Выполнена оценка эффективности экранирования корпуса мультиплексора АВВ FOX515 с помощью аналитических моделей. Приведены результаты сравнения с электродинамическим моделированием. Среднее значение абсолютной погрешности наилучшего результата составило 8,53 дБ.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, экранирование, эффективность экранирования, мультиплексор.

Для радиоэлектронных средств (РЭС), функционирующих в критичных условиях электроэнергетики, обеспечение электромагнитной совместимости является одной из важнейших проблем [1]. Жесткость электромагнитной обстановки и условий эксплуатации заставляет принимать меры для повышения помехозащищенности РЭС при их проектировании. К таким мерам относится электромагнитное экранирование. Для обеспечения оптимального теплового режима работы РЭС применяются корпуса с перфорированной стенкой, что приводит к значительному ухудшению их эффективности экранирования (ЭЭ). Важно учитывать это при проектировании корпусов РЭС.

Цель данной работы – оценка ЭЭ корпуса мультиплексора АВВ FOX515 с перфорированной лицевой панелью. АВВ FOX515 является мультиплексорной системой обеспечения сервисных услуг электроэнергетических предприятий. Корпус мультиплексора (рис. 1, а) имеет внутренние размеры $445 \times 270 \times 278$ мм³ и толщину стенок $t = 1,5$ мм. Верхняя часть съемной лицевой панели перфорирована массивом 108×15 апертур диаметром $d = 3$ мм. Апертуры расположены в шахматном порядке под углом 30° (рис. 1, б). Лицевая панель имеет угол скоса кромки 45° и притупление кромки (до верхнего ряда апертур) 4 мм.

Приближенная оценка ЭЭ корпуса мультиплексора может быть получена с помощью аналитических моделей [2–4], при этом скос кромки и смещение перфорации относительно центра корпуса не могут быть учтены. Кроме того, в модели [3] не учитывается расположение апертур в шахматном порядке.

Для расчета резонансных частот корпуса в диапазоне до 1 ГГц применялось выражение [6]

$$f_{m,n,p} = \frac{c}{2} \cdot \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{d}\right)^2},$$

где a, b, d – геометрические размеры корпуса, c – скорость света в вакууме, m, n, p – целые неотрицательные числа, соответствующие распространяющемуся в корпусе типу волн. Результаты вычисления приведены в таблице.

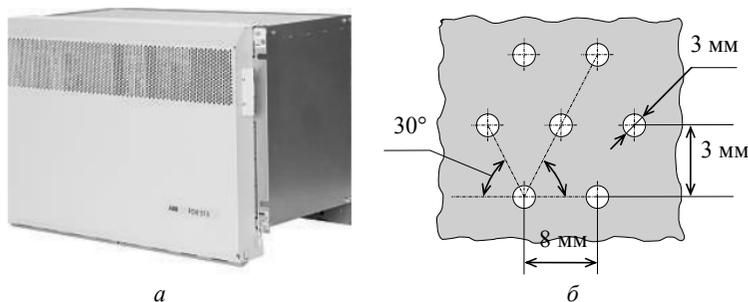


Рис. 1. Корпус мультиплексора ABB FOX515 [5] (а), геометрическая модель перфорации (б)

Резонансные частоты корпуса

m, n, p	1, 0, 1	1, 0, 2	1, 1, 1	1, 1, 2
$f_{m,n,p}$, ГГц	0,635	1,129	0,844	1,213

Оценка ЭЭ корпуса мультиплексора выполнялась в диапазоне частот от 1 МГц до 1 ГГц в точке наблюдения в центре корпуса (на расстоянии 139 мм от лицевой панели) моделями [2–4]. При вычислениях моделью [3] учитывались моды высших порядков TE_{mn} . Также вычисления ЭЭ выполнены с помощью численного метода конечных элементов (МКЭ). Полученные частотные зависимости приведены на рис. 2. Видно, что они согласуются вплоть до частоты первого резонанса $f_{101} = 635$ МГц. Среднее значение абсолютной погрешности результатов вычисления моделью [2] относительно МКЭ составило $\Delta_2 = 14,54$ дБ, аналогично $\Delta_3 = 17,2$ дБ и $\Delta_4 = 8,53$ дБ для моделей [3] и [4] соответственно. На зависимостях, полученных с помощью моделей [2, 4], резонанс на частоте $f_{111} = 844$ МГц отсутствует. Резонансные частоты соответствуют рассчитанным аналитически (см. таблицу) для зависимостей, полученных МКЭ, и моделью [3].

Далее, используя модель [3], выполнены вычисления ЭЭ корпуса при смещении точки наблюдения от 50 до 200 мм. Полученные зависимости приведены на рис. 3. Видно, что при отдалении точки наблюдения от лицевой панели с перфорацией ЭЭ увеличивается, а область узлов смещается к более высоким частотам. Наихудшее значение ЭЭ составило 8,55 дБ и было получено на частоте $f_{101} = 635$ МГц в точке

наблюдения 150 мм, близкой к центру корпуса. Среднее значение ЭЭ в корпусе по четырем исследуемым точкам составило 69,68 дБ.

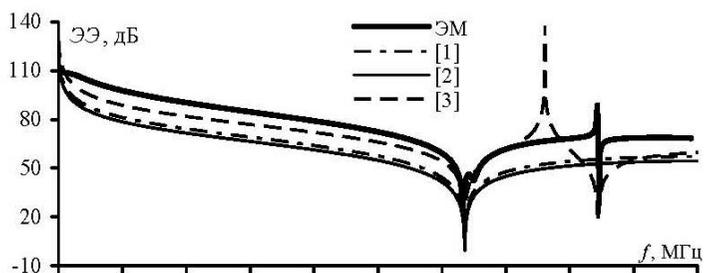


Рис. 2. Частотные зависимости ЭЭ в центре корпуса ABB FOX515

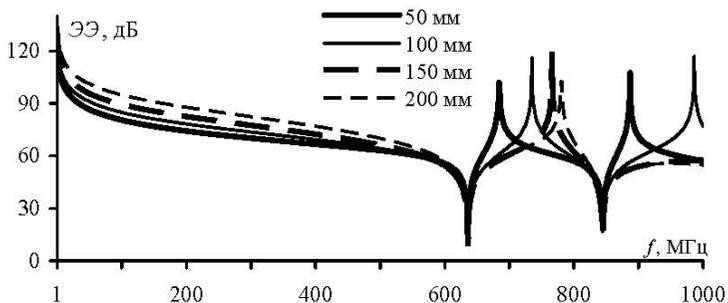


Рис. 3. Частотные зависимости ЭЭ корпуса ABB FOX515 при изменении точки наблюдения

В ходе работы была выполнена оценка ЭЭ корпуса мультиплектора ABB FOX515 с перфорированной лицевой панелью с помощью аналитических моделей [2–4]. Показано, что наилучшей точностью при сравнении с численным МКЭ обладает модель [3]. Также в [3] учитываются высшие типы волн TE_{mn} , что позволяет получить более корректную оценку ЭЭ для относительно больших корпусов и (или) на достаточно высоких частотах. Результаты данной работы могут быть полезны разработчикам РЭС для практического применения аналитических методов при разработке эффективных, с точки зрения электромагнитной совместимости, экранирующих корпусов.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по проекту RFMEFI 57417X0172.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дьяков А.Ф. Электромагнитная совместимость в электроэнергетике и электротехнике / А.Ф. Дьяков, Б.К. Максимов, Р.К. Борисов. – М.: Энергоатомиздат, 2003. – 768 с.
2. Dehkhoda P. An efficient and reliable shielding effectiveness evaluation of a rectangular enclosure with numerous apertures / P. Dehkhoda, A. Tavakoli, R. Moini // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2008. – Vol. 50, № 1. – P. 208–212.
3. A fast calculation approach for the shielding effectiveness of an enclosure with numerous small apertures / D. Ren, P.A. Du, Y. He et al. // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2016. – Vol. 58, № 4. – P. 1033–1041.
4. Nie B.L. An improved circuitual method for the prediction of shielding effectiveness of an enclosure with apertures excited by a plane wave / B.L. Nie, P.A. Du, P. Xiao // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2018. – Vol. 60, № 5. – PP. 1376–1383.
5. Utility Communications. Multi-service multiplexer FOX515 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://new.abb.com/network-management/ru/sistemy-svyazi/volonkonno-opticheskiye-seti/multiservisnaya-sistema-dostupa-fox515> (дата обращения: 12.02.2019).
6. Устройства СВЧ и антенны. – Ч. 1: Устройства СВЧ: учеб. пособие / В.А. Замотринский, Л.И. Шангина. – Томск: ТУСУР, 2012. – 222 с.

УДК 621.3

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ПОДЛОЖКИ НА РАССЕЯНИЕ МОЩНОСТИ СИГНАЛА В МЕАНДРОВОЙ ЛИНИИ

*С.Х. Карри, магистрант; Р.С. Суровцев, доцент каф. ТУ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, salim96@list.ru*

Представлены результаты оценки влияния относительной диэлектрической проницаемости подложки на рассеяние мощности сверхкороткого импульса в начале и конце витка меандровой линии. Для этого выполнено квазистатическое моделирование линии, в рамках которого рассмотрены два случая согласования линии с генератором и нагрузкой. Сделаны выводы о влиянии ϵ_r на мощность и предложены направления дальнейших исследований.

Ключевые слова: меандровая линия, сверхкороткий импульс, рассеяние мощности.

В настоящее время во многих сферах жизни человека применяется радиоэлектронная аппаратура (РЭА). На фоне тенденции её развития (уменьшение габаритов, рост тактовых частот используемых сигналов и увеличение плотности монтажа печатных плат) всё острее становится задача обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) РЭА. Неучет требований ЭМС может привести к нестабильной

работе и даже к выходу РЭА из строя. Одной из важнейших задач ЭМС является защита от электромагнитных воздействий (ЭМВ). К наиболее опасным видам ЭМВ можно отнести сверхкороткие импульсы (СКИ) из-за их высокой амплитуды и малого времени нарастания, из-за чего СКИ, минуя средства защиты (из-за их недостаточной мощности и быстродействия), могут проникать внутрь РЭА и выводить из строя чувствительные цепи [1].

Традиционные средства защиты от СКИ не могут обеспечить эффективную защиту устройства, сохранив при этом малые габариты и простоту исполнения. Примечателен предложенный простой подход к защите, основанный на разложении СКИ на последовательность импульсов меньшей амплитуды в меандровой линии задержки [2]. Применимость такого подхода подтверждается теоретическими и экспериментальными исследованиями [3]. Применение меандровых линий требует детального анализа и понимания того, какое влияние оказывают параметры поперечного сечения на разложение СКИ и распределение мощности в линии. Например, проведенный анализ рассеяния мощности в витке меандровой микрополосковой линии с учетом и без учета потерь показал, что в линии без потерь мощность в начале и в конце линии различны, что может быть вызвано влиянием относительной диэлектрической проницаемости материала подложки [4]. Поэтому целесообразно выполнить детальный анализ влияния этого параметра линии на рассеяние мощности в микрополосковой меандровой линии.

Цель данной работы – выполнить анализ влияния относительной диэлектрической проницаемости материала подложки на рассеяние мощности СКИ в витке меандровой микрополосковой линии. Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи: выполнить квазистатическое моделирование прохождения СКИ по меандровой линии задержки при разных значениях относительной диэлектрической проницаемости материала подложки; вычислить значение мощности в начале и конце витка; выполнить анализ результатов.

Для моделирования выбрана микрополосковая линия задержки (рис. 1, *a*). Параметры поперечного сечения линии выбраны так, чтобы обеспечить разложение СКИ: $w = 300$ мкм, $t = 105$ мкм, $s = 23$ мкм, $h = 510$ мкм. Значение относительной диэлектрической проницаемости подложки (ϵ_r) для моделирования приняты равными 1,1; 2; 4,5; и 6. Исследуемая линия представляет собой два сигнальных проводника, закороченных на одном конце, второй конец первого проводника соединён с источником ЭДС, имеющим внутреннее сопротивление

$R1$, а конец второго проводника соединён с приёмным устройством, представленным сопротивлением $R2$ (рис. 1, б).

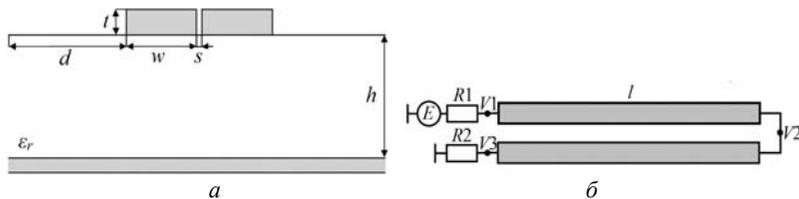


Рис. 1. Поперечное сечение исследуемой линии (а) и её схема соединений (б)

В ранних работах предложено для минимизации отражения сигнала от концов линии обеспечивать значения $R1$ и $R2$ равными среднему геометрическому волновых сопротивлений четной и нечетной мод линии ($\sqrt{Z_c Z_0}$) [2]. Однако в данной работе для получения более корректных результатов целесообразно дополнительно рассмотреть псевдосогласование линии ($R1 = R2 = 50$ Ом). В качестве воздействующего сигнала принят импульс в виде трапеции с ЭДС 1 В, длительностями фронта/спада по 50 пс, а плоской вершины – 100 пс.

Поскольку результатом моделирования формы сигнала в начале и конце линии является набор отчётов напряжения и соответствующих им отсчётов времени, которые в совокупности описывают форму сигнала во временной области, то мощность может быть легко вычислена по следующему выражению, вывод и обоснование которого приведено в [4]:

$$P = \frac{1}{R} \sum_{i=0}^{t_{\max}} U^2(t), \quad (1)$$

где $U(t)$ – отсчёт напряжения, R – сопротивление генератора или нагрузки, t_{\max} – учитываемая длительность $U(t)$.

На рис. 2 в качестве примера приведены формы сигнала в конце витка меандра при разных ϵ_r и $R1 = R2 = \sqrt{Z_c Z_0}$. Результаты вычисления мощности в начале линии (P_{in}), в конце линии (P_{out}) при значениях $R1 = R2 = \sqrt{Z_c Z_0}$ и $R1 = R2 = 50$ Ом сведены в таблицу.

Из рис. 2 наблюдается ожидаемое увеличение разности погонных задержек четной (τ_c) и нечетной (τ_o) мод линии при увеличении ϵ_r : импульсы четной и нечетной мод разнесаются по времени, что дает два импульса, приходящих последовательно друг за другом. Также и из таблицы видно закономерное уменьшение $\sqrt{Z_c Z_0}$ при увеличении ϵ_r . Увеличение ϵ_r при $R1 = R2 = \sqrt{Z_c Z_0}$ приводит к увеличению мощности сигнала на входе из-за уменьшения $R1$ от 483 до 1085 мВт. При этом изменение значения P_{out} неоднозначно: сначала увеличивается, а по-

сле уменьшается при увеличении ϵ_r . При $\epsilon_r = 4,3 \sqrt{Z_c Z_0}$ близко к значению 50 Ом, а значения P_{in} и P_{out} близки к значениям для случая при $R1 = R2 = 50$ Ом. При $R1 = R2 = 50$ Ом наблюдается обратная по характеру ситуация: значение P_{in} изменяется неоднозначно: сначала увеличивается, а после уменьшается; значение мощности на выходе P_{out} последовательно уменьшается при увеличении ϵ_r .

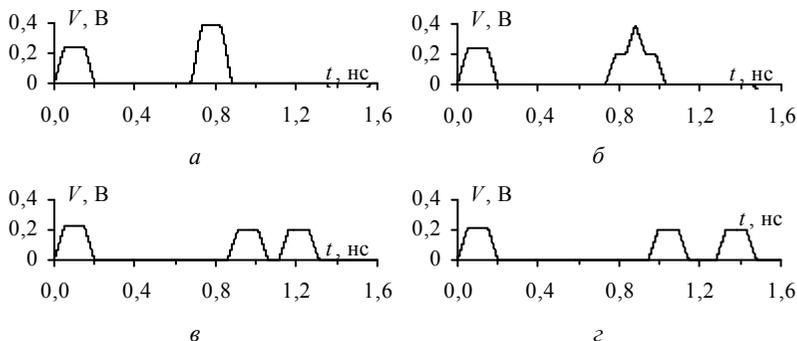


Рис. 2. Результаты моделирования формы сигнала в конце линии без учёта потерь: при $\epsilon_r = 1,1; 2; 4,3$ и 6 (а-г)

**Вычисленная мощность СКИ в начале и конце
витка меандровой линии при разном согласовании линии**

ϵ_r	1,1	2	4,3	6
$\sqrt{Z_c Z_0}$, Ом	70	61,1	48,7	43,3
$R1 = R2 = \sqrt{Z_c Z_0}$				
P_{in} , мВт	483	696	962	1085
P_{out} , мВт	469	396	408	454
$R1 = R2 = 50$ Ом				
P_{in} , мВт	873	956	922	864
P_{out} , мВт	631	479	397	392

Отметим, что изменение $\sqrt{Z_c Z_0}$ приводит к появлению отражений сигнала от концов линии, причем эти отражения будут различны для каждой из мод, что усложняет анализ сохранения баланса мощности в линии и анализ влияния ϵ_r на мощность сигнала на входе и выходе меандра при описанных режимах согласования. Для таких оценок целесообразно дополнительно оценить коэффициенты отражения от каждого из стыков линии (в том числе от закоротки между полувитками) каждой из мод при каждом режиме согласования, что не было предусмотрено в данной работе.

Таким образом, в работе представлен анализ влияния диэлектрической проницаемости подложки на рассеяние мощности СКИ в витке меандровой линии задержки.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ №18-37-00339.

ЛИТЕРАТУРА

1. Петкау О. Защита объектов топливно-энергетического комплекса от угроз электромагнитного воздействия / О. Петкау, А. Тарабцев, А. Дерябин и др. // Безопасность объектов топливно-энергетического комплекса. – 2014. – № 2 (6). – С. 74–76.

2. Surovtsev R.S. Possibility of Protection Against UWB Pulses Based on a Turn of a Meander Microstrip Line / R.S. Surovtsev, A.V. Nosov, A.M. Zabolotsky // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2017. – Vol. 58, No. 6. – P. 1864–1871.

3. Influence of losses on ultrashort pulse decomposition in a turn of meander microstrip line / R.S. Surovtsev, A.V. Nosov, T.T. Gazizov // 17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices. June 30 – July 4, 2016. – P. 151–154.

4. Карри С.Х. Анализ рассеяния мощности сверхкороткого импульса в витке меандровой линии задержки // Матер. докл. XIV Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления», Томск, 28–30 ноября, 2018. Томск: В-Спектр, 2018. – С. 283–286.

УДК 04.415.2

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПОДСИСТЕМЫ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ СИСТЕМЫ TALGAT

А.А. Квасников, магистрант

*Научный руководитель С.П. Куксенко, доцент каф. ТУ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, aleksejivasnikov@gmail.com*

Выполнено проектирование подсистемы принятия решений системы TALGAT с использованием возможностей языка UML. Разработаны диаграммы, описывающие моделируемую систему и протекающие в ней процессы.

Ключевые слова: TALGAT, UML, проектирование, ЭМС

Оценка уязвимости радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) к электромагнитным помехам играет важную роль на ранних стадиях ее проектирования. Обеспечение электромагнитной совместимости (ЭМС), в свою очередь, представляет собой сложную задачу, связанную с дорогостоящими и длительными испытаниями, для решения которой не существует универсальных подходов и приемов. Решение подобного рода задач требует не только знаний радиотехники, теории электрических цепей, но и знаний, основанных на многолетнем опыте.

Использование специализированного программного обеспечения (ПО) позволяет на стадии проектирования сократить финансовые и временные затраты, а также более эффективно принимать решения, основанные на экспертных знаниях, базах данных (БД), готовых решениях и математических алгоритмах. Система TALGAT является представителем данного класса ПО, однако в ней на данный момент отсутствует унифицированная подсистема принятия решений.

Цель работы – выполнить проектирование подсистемы принятия решений системы TALGAT. Для этого необходимо создать диаграммы унифицированного языка моделирования объектно-ориентированного подхода – UML, позволяющие графически интерпретировать модель разрабатываемой подсистемы. Выбор UML обусловлен широким спектром диаграмм, позволяющих описать моделируемую систему как с точки зрения ее структуры, так и со стороны протекающих в ней процессов [1]. Его использование упрощает последующую реализацию готовых программ. Данная работа является логическим продолжением работ [2–4], посвященных разработке программных модулей и подсистем для решения задач ЭМС. Так, в работе [2] описаны особенности разработки модуля для вычисления эффективности экранирования корпусом с апертурой. Работа [3] посвящена разработке БД помеховых сигналов и математического аппарата для вычисления нормирующих параметров. В работе [4] предложен прототип редактора построения двумерных конфигураций произвольной сложности. При их разработке использованы объектно-ориентированный язык C++ и возможности платформы Qt. Поэтому проектирование подсистемы принятия решений выполнялось с учетом этих особенностей для облегчения последующей интеграции в систему TALGAT. В ходе проектирования подсистемы принятия решений разработаны 10 диаграмм UML. Так, обобщенный вид подсистемы представлен в виде диаграммы пакетов (рис. 1).

При разработке учитывалась специфика генерируемых и передаваемых данных между подсистемами. Так, для обмена сообщениями, не содержащими больших объемов данных, использована система сигналов и слотов платформы Qt [5]. Общий алгоритм принятия решений и обмена данными между участниками процесса представлен в виде диаграммы коммуникации (рис. 2). После запуска системы TALGAT пользователь имеет возможность загрузки вычислительного модуля для решения конкретной задачи. После ввода значений входных параметров, выбора опций алгоритма или элемента базы данных модуль генерирует задание и пересылает его подсистеме принятия решений, которая, оценивая его требования, предоставляет варианты возможных решений.

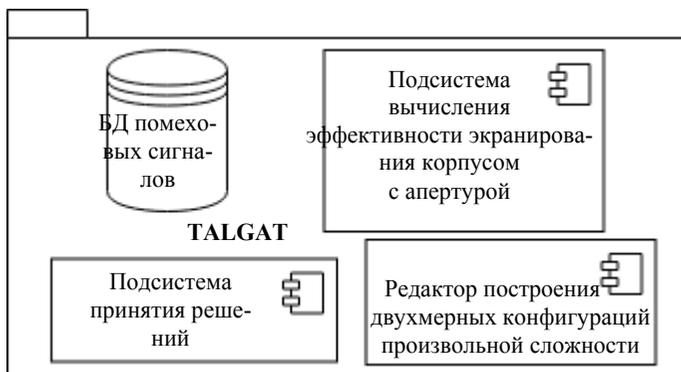


Рис. 1. Диаграмма пакетов подсистемы принятия решений системы TALGAT

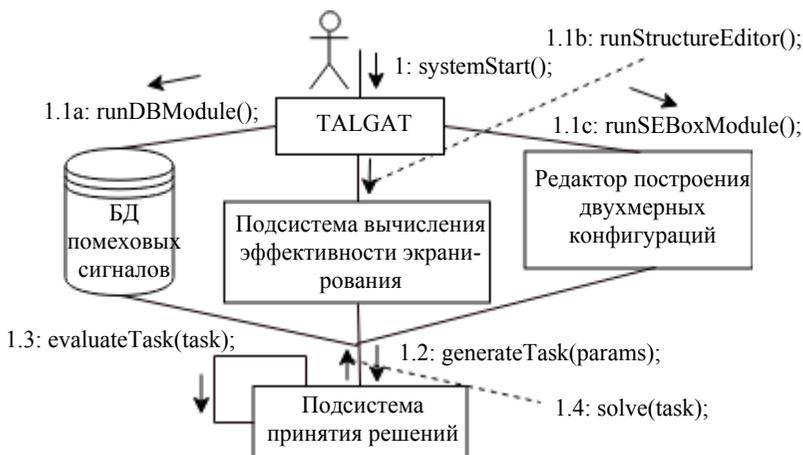


Рис. 2. Обобщенная диаграмма коммуникации

Алгоритм работы подсистемы представлен с помощью диаграммы состояний, показывающей как объекты внутри подсистемы переходят из одного состояния в другое (рис. 3). Изначально подсистема находится в состоянии ожидания запроса и недоступна пользователю. После поступления запроса происходит разбор данных и определяется тип решаемой задачи. На основе полученной информации от вычислительных модулей и имеющихся алгоритмов оптимизации подсистема генерирует аналитическую и информационно-справочную информацию, включающую варианты решения поставленной задачи (решение получено).

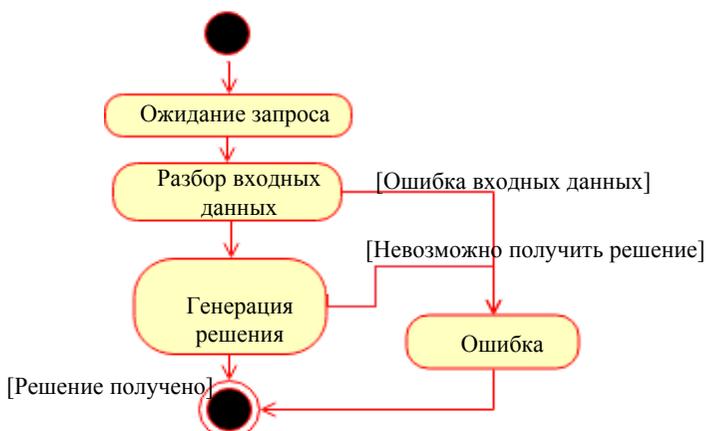


Рис. 3. Диаграмма состояний подсистемы принятия решений

Таким образом, в ходе работы выполнено проектирование подсистемы принятия решений системы TALGAT. В дальнейшем на основе разработанных диаграмм будет выполнена разработка прототипа подсистемы.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по проекту RFMEFI 57417X0172.

ЛИТЕРАТУРА

1. Буч Г. Язык UML. Руководство пользователя. – 2-е изд. / Г. Буч, Д. Рамбо, И. Якобсон; пер. с англ. Н. Мухин. – М.: ДМК-Пресс, 2006. – 496 с.
2. Квасников А.А. Разработка программного модуля для вычисления эффективности экранирования корпусом с апертурой // Сб. избран. статей научной сессии ТУСУР по матер. междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2018». – Томск, 16–18 мая, 2018. – Ч. 2. – С. 263–266.
3. Квасников А.А. Разработка базы данных помеховых сигналов системы анализа электромагнитной совместимости // Сб. избран. статей научной сессии ТУСУР по матер. междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2018». – Томск, 6–18 мая, 2018. – Ч. 2. – С. 266–269.
4. Bellut A. The graphical user interface for quasi-static analysis module of two-dimensional structures / A. Bellut, A.A. Kvasnikov, T. Chevré // Матер. XIV междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления». – Томск, 28 – 30 ноября, 2018. – Ч. 2. – С. 269–271.
5. Qt Documentation. Signals & Slots [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://doc.qt.io/qt-5/signalsandslots.html>, свободный (дата обращения: 02.02.2019).

**ВЛИЯНИЕ ДВОЙНОЙ ИЗОЛЯЦИИ СИЛОВОЙ ШИНЫ
ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ НА ЕЁ ПОГОННЫЕ ПАРАМЕТРЫ*****И.И. Николаев, магистрант, инженер «НИЛ БЭМС РЭС»****Научный руководитель М.Е. Комнатнов, доцент каф. ТУ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, nikolaev.727@yandex.ru*

Выполнено вычисление погонных индуктивности и ёмкости, а также волнового сопротивления для трёх форм поперечного сечения силовой шины электропитания с учётом двойной изоляции. Представлено сравнение значений погонных параметров с учётом двойной изоляции и без неё. Показано влияние двойной изоляции силовой шины электропитания на её погонные параметры, а также волновое сопротивление.

Ключевые слова: силовая шина электропитания, погонные параметры, диэлектрическая проницаемость.

Силовые шины электропитания (СШЭП) используются при передаче электроэнергии внутри системы. Одним из важных параметров при проектировании подобных СШЭП является её погонная индуктивность [1], которая оказывает влияние на волновое сопротивление. Также непосредственное влияние на волновое сопротивление оказывает погонная ёмкость. Так, в работе [2] выполнено вычисление погонных параметров СШЭП для различных форм поперечного сечения при неизменной площади $S = 50 \text{ мм}^2$. Представлены предварительные результаты вычислений погонных индуктивности и ёмкости в зависимости от толщины, ширины и формы поперечного сечения проводников СШЭП. При этом в качестве изолятора использовался однородный материал с заданной диэлектрической проницаемостью. В критично важных системах, в том числе космическом аппарате (КА), необходимым требованием является использование двух разнородных материалов для изоляции, которые влияют на погонную ёмкость C и как следствие на волновое сопротивление Z .

Цель работы – выполнить вычисление значений погонных параметров СШЭП с учётом двойной изоляции.

Для исследования влияния двойной изоляции СШЭП на её погонные параметры выбраны модели из [2]: симметричная (рис. 1, *а*), симметричная с боковой стенкой (рис. 1, *б*) и экранированная (рис. 1, *в*). Каждая СШЭП содержит отрицательную 1 и положительную 2 шины. В качестве первого изолятора 3 использовался стеклотекстолит СТФ 4 с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 4,3$, вторым слоем изолятора 4 является полиамидная плёнка толщиной $t_2 = 200 \text{ мкм}$ и диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 2,3$.

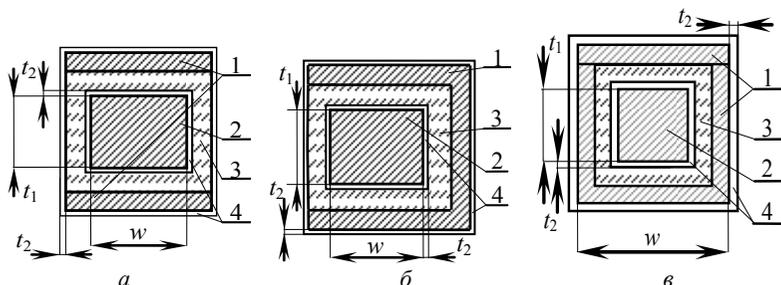


Рис. 1. Формы поперечного сечения СШЭП с учётом двойной изоляции:
a – симметричная линия с изолятором по краям;
б – симметричная линия с боковой стенкой и изолирующим материалом сбоку;
в – экранированная линия со съёмной крышкой

В системе TALGAT [3] для трёх моделей СШЭП выполнены вычисления значений волнового сопротивления Z , погонных значений индуктивности L и ёмкости C .

На рис. 2 представлен график зависимости погонной C для трёх моделей СШЭП с учётом одинарной и двойной изоляции от изменения соотношения сторон w/t при сохранении площади поперечного сечения каждого проводника $S = 50 \text{ мм}^2$.

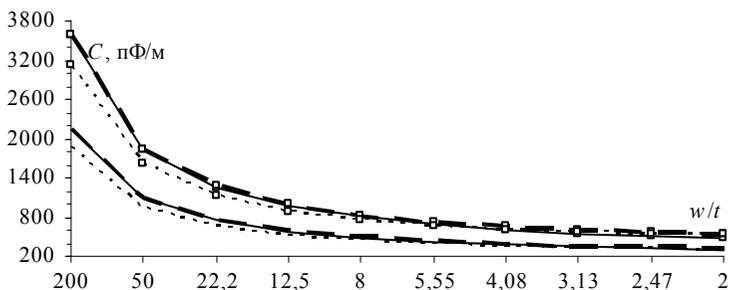


Рис. 2. Значения погонной ёмкости C при изменении w/t для моделей из рис. 1 с учётом одинарной (*a* (—); *б* (---) и *в* (···)) и двойной изоляции (*a* (-□-); *б* (-□-□-) и *в* (·□·□·))

На рис. 3 представлен график зависимости волнового сопротивления Z исследуемых моделей с учётом одной и двойной изоляции от изменения соотношения сторон w/t .

Анализ значений погонных параметров СШЭП с учётом двойной изоляции и без неё значительно влияет на значения погонной C и Z . При этом не оказывает влияния на значения погонной индуктивности

L . Из рис. 2 видно, что для первой модели (см. рис. 1, *а*) при $w/t = 2$ значение погонной C увеличивается с 297,2 пФ/м (при одинарной изоляции) до 466,7 пФ/м (при двойной изоляции), при $w/t = 200$ – с 2134,7 до 3573,2 пФ/м соответственно, а влияние внешнего диэлектрического слоя 4 оказывает незначительное увеличение погонной C до 3574,5 пФ/м. Для второй модели (см. рис. 1, *б*) при $w/t = 2$ значение погонной C увеличивается с 325,5 пФ/м (при одинарной изоляции) до 530,7 пФ/м (при двойной изоляции), при $w/t = 200$ – с 2124,8 до 3578,8 пФ/м. Для третьей модели (см. рис. 1, *в*) при $w/t = 2$ значение погонной C увеличивается с 307,2 пФ/м (при одинарной изоляции) до 526,7 пФ/м (при двойной изоляции), при $w/t = 200$ – с 1848,6 до 3121,3 пФ/м.

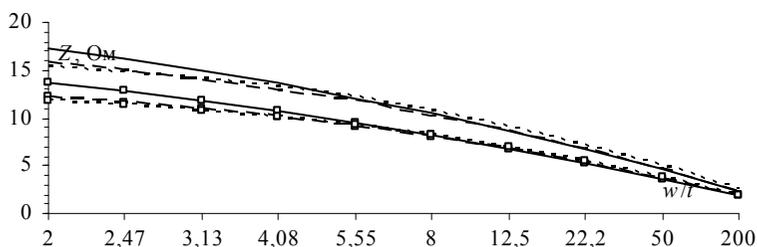


Рис. 3. Значения волнового сопротивления Z при изменении w/t для моделей из рис. 1 с учётом одинарной (*а* (—); *б* (---) и *в* (···)) и двойной изоляции (*а* (-□-); *б* (-□-□-) и *в* (-□·□·))

Таким образом, наличие двойной изоляции заметно влияет на значения погонной C и Z , при этом не оказывая влияния на значения погонной L . При этом существенное влияние на погонную C и Z оказывает внутренний диэлектрический слой.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по проекту RFMEFI 57417X0172.

ЛИТЕРАТУРА

1. Dorneles A.C., Guo J. Bus bar design for high-power // IEEE Transactions On Power Electronics. – 2018. – Vol. 33, Is. 3. – P. 2354–2367.
2. Ternov S., Demakov A.V., Komnatnov M.E. Influence of the cross-section form of the power bus bar on its parameters // Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies. – 2018. – P. 1–4.
3. Куксенко С.П. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 2(36). – С. 45–50.

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ МОДАЛЬНОГО ФИЛЬТРА С ПАССИВНЫМ ПРОВОДНИКОМ В ОПОРНОЙ ПЛОСКОСТИ НА АМПЛИТУДУ ИМПУЛЬСОВ РАЗЛОЖЕНИЯ

М.А. Самойличенко, аспирант

г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, 1993mary2011@mail.ru

Выполнено моделирование модального фильтра с пассивным проводником в вырезе опорной плоскости. Для разных параметров МФ получены зависимости амплитуд импульсов от ширины проводников. Получено ослабление амплитуды в 3 раза относительно половины ЭДС (1 В).

Ключевые слова: модальный фильтр, сверхкороткий импульс, амплитуда импульсов.

В настоящее время наблюдается стремительное развитие радиоэлектронной аппаратуры, результатом которого становится появление устройств, использующих цифровые технологии. Достижимое быстродействие подобных систем осуществляется за счет их миниатюризации, которая приводит к значительному уменьшению помехозащищенности. Особо опасными представляются кондуктивные помехи. В качестве источников электромагнитных помех активно используются сверхкороткие импульсы (СКИ), которые приводят к выводу оборудования из строя, авариям и сбоям. Все это вызывает необходимость совершенствования соответствующих защит.

Новым средством защиты от СКИ являются модальные фильтры (МФ) [2]. У любого МФ есть пассивный проводник, который занимает место и имеет массу. Поэтому актуально совершенствовать МФ. Так, предложено сформировать пассивный проводник в вырезе опорной плоскости. Поперечное сечение и параметры такого МФ показаны на рис. 1, а, где ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемость, w , w_1 , w_2 и t – ширина и толщина проводников, h – толщина диэлектрика, s – расстояние между проводниками.

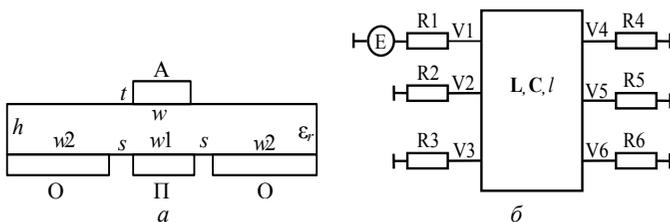


Рис. 1. Поперечное сечение (а) и схема включения (б) МФ.
Проводники: О – опорный, П – пассивный, А – активный

Рассмотрено влияние параметров s , w , t и h на разность погонных задержек мод [3]. Показано, что для ее увеличения надо увеличивать s , w и t , а также уменьшать h . Однако, не рассмотрено влияние параметров на амплитуду импульсов разложения. Цель работы восполнить этот пробел.

Вычисление погонных параметров и форм сигнала выполнялось в программном продукте TALGAT [4]. Потери в проводниках и диэлектриках не учитывались.

Значение параметров: $t = 18; 35; 70$ мкм, ширина проводников $w = w_1 = w_2$ менялась в диапазоне от 0,1 до 1 мм, с шагом 0,1 мм, $h = 0,5; 1,0; 1,5; 2$ мм, $s = 0,2; 0,3; 0,4$ мм, $\epsilon_r = 5$. На рис. 1, б приведена схема включения МФ. Она состоит из трех проводников длиной $l = 1$ м, сопротивления $R_1 = R_2 = R_4 = R_5 = 50$ Ом и $R_3 = R_6 = 0,001$ Ом (для имитации взаимосоединения двух опорных проводников). Воздействующий импульс имеет форму трапеции с параметрами: амплитуда ЭДС – 2 В, нарастание – 150 пс, плоская вершина – 200 пс, спад – 150 пс.

Были получены зависимости для всех значений изменяемых параметров, но приведены наилучшие. На рис. 1 и 2 приведены зависимости амплитуд двух основных импульсов разложения (U_1 и U_2) от w при разных значениях h , s , t . Видно, что на амплитуду импульсов больше всего влияют w и h . Так, при увеличении w и уменьшении h амплитуды уменьшаются и стремятся к выравниванию. Также видно, что при меньших s и t наблюдается максимум в точке $w = 0,3$ мм для U_1 , а далее идет монотонное убывание и сближение с U_2 . Так, для уменьшения амплитуды импульсов разложения надо увеличивать w и s , а также уменьшать h и t . Анализ графиков показал, что минимальная амплитуда напряжения (0,33 В) на выходе МФ будет при $w = 0,2$ мм, $h = 0,2$ мм, $s = 0,4$ мм, $t = 70$ мкм. Таким образом, полученное ослабление в 3 раза относительно половины ЭДС (1 В).

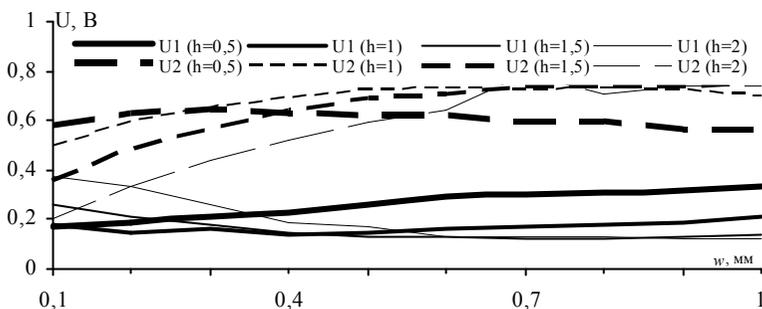


Рис. 1. Зависимость U от w , для разных h , $s = 0,4$ мм, $t = 70$ мкм

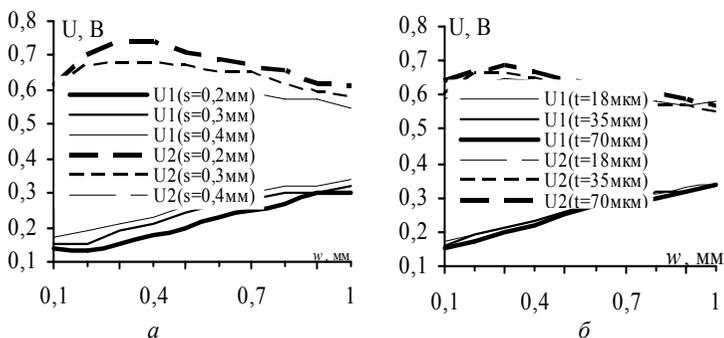


Рис. 2. Зависимость U от w , при разных значениях s (а), t (б), $h=0,5$ мм

Работа выполнена при поддержке гранта Президента Российской Федерации МД 365.2018.8.

ЛИТЕРАТУРА

1. Заболоцкий А.М. Теоретические основы модальной фильтрации / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Техника радиосвязи. – 2014. – № 3. – С. 79– 83.
2. Самойличенко М.А. Анализ влияния параметров модального фильтра с пассивным проводником в опорной плоскости на погонные задержки мод / М.А. Самойличенко, Т.Т. Газизов // Научная сессия ТУСУР–2017: матер. междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, посвященной 55-летию ТУСУРа, Томск, 10–12 мая, 2017. – Ч. 3. Томск: В-Спектр, 2018. – С. 80–82.
3. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Доклады ТУСУР. – 2015. – №2 (36). – С. 45–50.

УДК 51-74

ПОИСК МАКСИМУМА НАПРЯЖЕНИЯ В СВЯЗАННОЙ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ С ПОМОЩЬЮ ЭВОЛЮЦИОННЫХ СТРАТЕГИЙ

Л.Т. Таалайбек, М.А. Ембергенов, магистранты

*Научный руководитель Р.Р. Газизов, ассистент каф. ТУ
г. Томск, ТУСУР, taalaibek.laura@mail.ru*

Исследована сходимость результатов оптимизации посредством эволюционных стратегий в тестовой схеме при вычислении максимумов сигнала. Найден максимум напряжения: 0,6 В в узле 3. Сходимость достигается почти сразу. После оптимизации форма сигнала уменьшилась по длительности.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, сверхкороткий импульс, эволюционные стратегии, оптимизация, связанные линии передачи, локализация максимумов сигнала.

В настоящее время для решения сложных задач часто прибегают к оптимизации, поскольку это позволяет сократить вычислительные затраты. Особое место занимают эволюционные алгоритмы (ЭА), а именно эволюционные стратегии (ЭС). Одной из задач, для решения которой целесообразна оптимизация посредством ЭА, является задача выявления и локализация экстремумов. Однако ранее для этого использовались только генетические алгоритмы [1].

Цель работы – исследование сходимости результатов оптимизации посредством ЭС при вычислении максимумов сигнала на тестовом примере.

Для достижения цели необходимо применить оптимизацию по критерию максимизации пикового напряжения в заданном узле тестовой схемы. Для оптимизации в данной работе использованы ЭС (обоснование выбора метода оптимизации приведено в работе [2]).

В качестве тестовой схемы взята схема со связанными линиями передачи из работы [3]. Для исследования использована система компьютерного моделирования электромагнитной совместимости TALGAT [4]. Принципиальная схема исследуемой структуры изображена на рис. 1. На концах каждого проводника включены сопротивления 50–100 Ом. В качестве воздействия использован сверхкороткий импульс в форме трапеции с амплитудой ЭДС 1 В. С помощью ЭС оптимизировалась длительность воздействия (время нарастания, спада и плоской вершины по отдельности) по критерию максимизации пикового напряжения в заданном критичном узле. В качестве критичного полагается узел 3 (рис. 1).

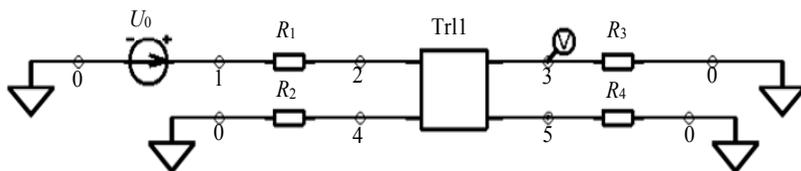


Рис. 1. Принципиальная схема отрезка линии передачи с критичным узлом 3

Выполнено по 5 запусков ЭС с целью построения графиков сходимости, чтобы определить, в каком случае будет наблюдаться более быстрая сходимость. На рис. 2 показан график сходимости результатов. Видно, что максимум напряжения составляет 0,67 В.

Изменения времени нарастания, спада и плоской вершины входного воздействия для 5 запусков приведены на рис. 3.

На рис. **Ошибка! Источник ссылки не найден.** показаны формы напряжений в критичном узле и после оптимизации, где U_3 – форма напряжения до оптимизации, а U_{3opt} – после. Видно, что после оптими-

зации форма сигнала уменьшилась по длительности. Однако его амплитуда практически не изменилась.

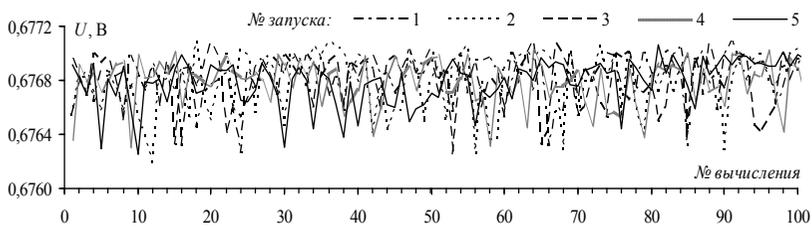


Рис. 8. Значения напряжения для 5 запусков

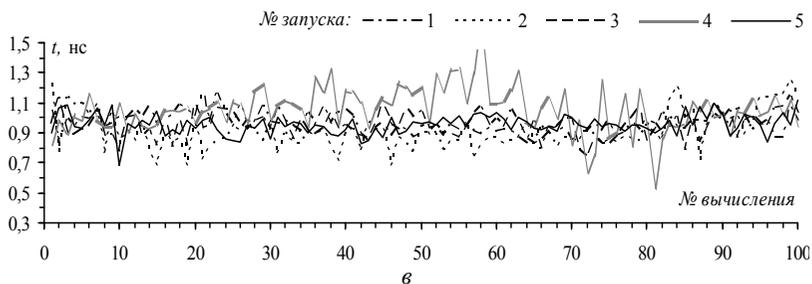
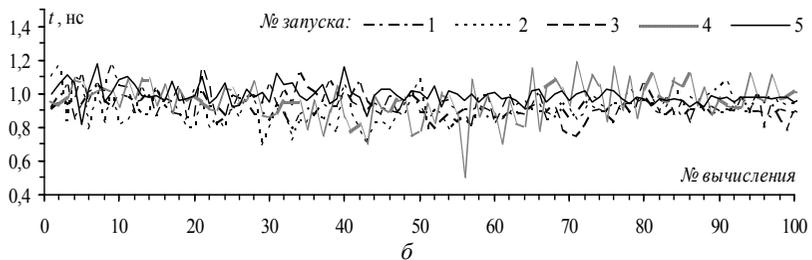
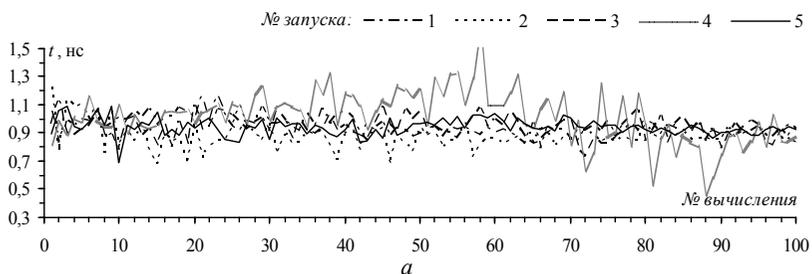


Рис. 3. Время нарастания (а), спада (б) и плоской вершины (в) входного воздействия для 5 запусков

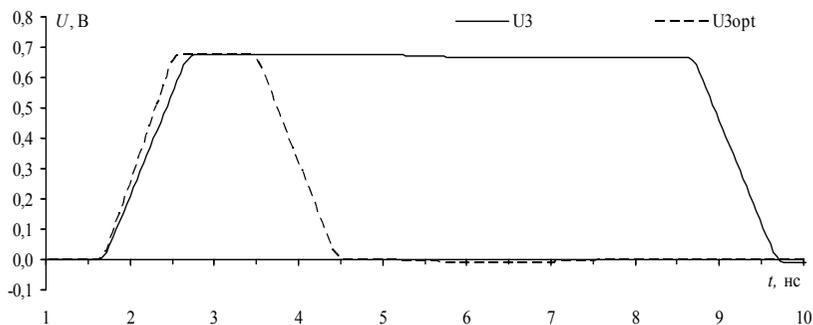


Рис. 4. Формы напряжений в критичном узле 3 до и после оптимизации

В результате проведенной работы выявлено, что сходимость достигается почти сразу. Найден максимум напряжения: 0,6 В в узле 3. Видно, что после оптимизации форма сигнала уменьшилась по длительности.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по проекту RFMEFI 57417X0172.

ЛИТЕРАТУРА

1. Газизов Р.Р. Математическая модель, численный метод и комплекс программ для выявления и локализации экстремумов сигнала в многопроводных линиях передачи: дис. ... канд. техн. наук: 05.13.18 / Р.Р. Газизов. – Томск, 2018. – 224 с.
2. Газизов Т.Т. Методология, алгоритмы и программное обеспечение для комплексной оптимизации элементов радиоэлектронных устройств: дис. ... д-ра техн. наук: 05.13.18 / Т.Т. Газизов. – Томск, 2017. – 314 с.
3. Djordjevic A.R. Analysis of time response of lossy multiconductor transmission line networks / A.R. Djordjevic, T.K. Sarkar // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1987. – Vol. MTT- 35. – P. 898–908.
4. Система TALGAT [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://talgat.org/talgat-software/>, свободный (дата обращения: 02.02.2019).

ВЛИЯНИЕ ПЕРЕМЫЧЕК В ОПОРНОМ ПРОВОДНИКЕ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ЗЕРКАЛЬНО-СИММЕТРИЧНОГО МОДАЛЬНОГО ФИЛЬТРА

Е.С. Жечев, аспирант, м.н.с. НИЛ «БЭМС РЭС»

*Научный руководитель А.М. Заболоцкий, проф. каф. ТУ, д.т.н.
г. Томск, ТУСУР, geopath@mail.ru*

Анализируется четырехслойная конструкция зеркально-симметричного модального фильтра (ЗСМФ) со скрытыми переходными отверстиями (СПО) и без них. Представлены результаты квазистатического моделирования с учетом потерь в частотной и временной областях указанных конфигураций, получена их согласованность. Результаты полезны для дальнейших исследований, так как исполнение ЗСМФ без СПО экономически и технически целесообразно.

Ключевые слова: модальная фильтрация, помехозащитный фильтр, зеркально-симметричный модальный фильтр, скрытые переходные отверстия.

Современная радиоэлектронная аппаратура крайне уязвима к различным электромагнитным помехам. Особую опасность представляют кондуктивные помехи с длительностью фронтов менее одной наносекунды [1]. За счет большой мощности и высокой скорости нарастания фронта такие помехи способны проникать вглубь РЭА и выводить ее из строя. Такого рода помехи успешно могут быть подавлены специальными помехозащитными устройствами – модальными фильтрами [2–3]. В частности, зеркально-симметричный модальный фильтр (ЗСМФ) за счет разности скорости распространения мод в передающей линии способен разложить электромагнитную помеху на четыре импульса меньшей амплитуды [4]. В [5] впервые представлен четырехслойный ЗСМФ, изображенный на рис. 1, а. Недостатком данной конфигурации является наличие скрытых переходных отверстий (СПО), соединяющих два слоя опорного проводника (ОП) вдоль линии передачи. Для упрощения и удешевления изготовления ЗСМФ целесообразно убрать СПО. Цель работы – исследовать характеристики ЗСМФ без СПО.

Конструкция ЗСМФ без СПО представлена на рис. 1, б. Два слоя ОП соединены в начале и конце линии передачи.

Помехозащитный фильтр моделировался с учетом потерь при следующих параметрах: $s = 700$ мкм, $w = 1000$ мкм, $g = 200$ мкм, $t = 35$ мкм, $h = 920$ мкм, $h_1 = 510$ мкм, длина структуры 1000 мм. Вычисление параметров ЗСМФ, форм сигналов и частотной зависимости $|S_{21}|$ проводилось посредством квазистатического анализа в системе TALGAT [6]. Частотная зависимость $|S_{21}|$ представлена на рис. 2, а

формы напряжения на выходе фильтра при воздействии на вход импульсом общей длительностью 150 пс – на рис. 3. Сравнение результатов моделирования сведено в таблицу.

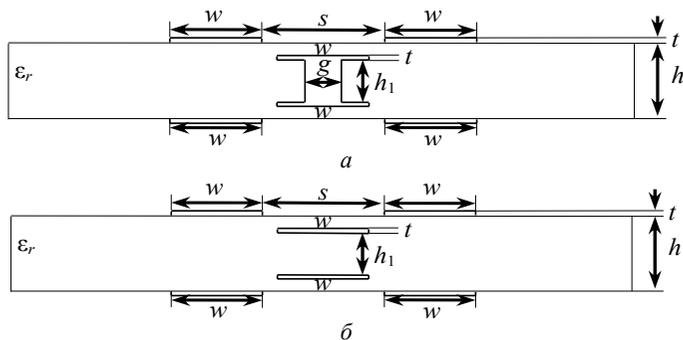


Рис. 1. Поперечное сечение четырехслойного ЗСМФ с (а) и без (б) СПО

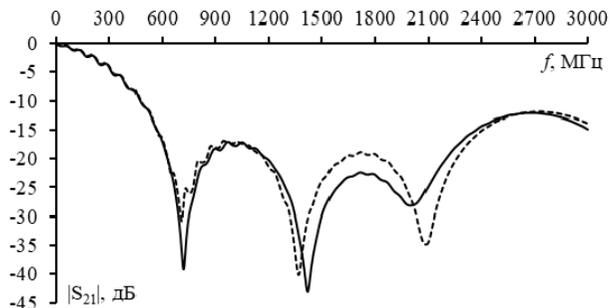


Рис. 2. Частотная зависимость $|S_{21}|$ ЗСМФ с СПО (—) и без них (- -)

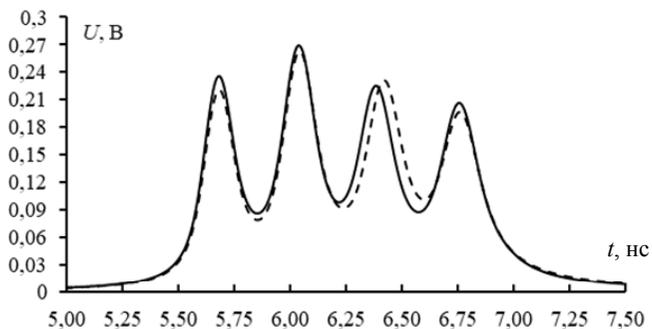


Рис. 3. Формы напряжения на выходе активной линии ЗСМФ с СПО (—) и без них (- -)

Сравнение параметров ЗСМФ в двух исполнениях

Параметр	СПО присутствуют	СПО отсутствуют	Отклонение, %
$U_1, В$	0,221	0,235	3,07
$U_2, В$	0,262	0,269	1,32
$U_3, В$	0,231	0,225	1,31
$U_4, В$	0,196	0,206	2,48
$f_c, ГГц$	0,232	0,235	0,64

Таким образом, в работе впервые представлено сравнение двух конфигураций ЗСМФ со скрытыми переходными отверстиями и без них. Выявлено, что результаты моделирования хорошо согласуются, а отклонение значений не превышает 3,07%. Конструкция ЗСМФ без СПО позволит удешевить и упростить изготовление помехозащитного фильтра. В дальнейшем целесообразно провести эксперимент.

Работа выполнена при поддержке гранта Президента Российской Федерации МД-365.2018.8.

ЛИТЕРАТУРА

1. Gizatullin Z.M., Gizatullin R.M. Investigation of the immunity of computer equipment to the power-line electromagnetic interference // Journal of Communications Technology and Electronics. – 2016. – No. 5. – P. 546–550.
2. Gazizov T.R., Zabolotsky A.M., Melkozerov A.O. Improved design of modal filter for electronics protection // International Conference on Lightning Protection (ICLP). – Vienna, Austria, 2–7 Sept. – 2012.
3. Gazizov A.T., Zabolotsky A.M., Gazizov T.R. UWB pulse decomposition in simple printed structures // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2016. – Vol. 58, No. 4. – P. 1136–1142.
4. Chernikova E.B., Belousov A.O. Simulation and development of the model of reflection symmetric modal filter // Матер. 13-й Междунар. научн.-практ. конфер. «Электронные средства и системы управления». – 2017. – С. 5–7.
5. Zhechev Y.S., Chernikova E.B., Belousov A.O. Research of the New Structure of Reflection Symmetric Modal Filter // Proc. of 20th International conference on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM–2019), Erlagol, Altai, June 29–July 3, 2019. – P. 1–4 (принята к публикации).

ПОДСЕКЦИЯ 2.7

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ

*Председатель секции – Туев В.И., зав. каф. РЭТЭМ, д.т.н.;
зам. председателя – Вилисов А.А., проф. каф. РЭТЭМ, д.т.н.*

УДК 644.36

ОПРЕДЕЛЕНИЕ КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ЗАПАСА СВЕТОДИОДНОГО ИЗЛУЧАЮЩЕГО ЭЛЕМЕНТА

А.А. Максименко, Е.С. Ганская, М.В. Андреева, студенты

Научный руководитель В.С. Солдаткин, доцент каф. РЭТЭМ, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, каф. РЭТЭМ, soldatkinvs@main.tusur.ru

*РЭТЭМ-1501 «Исследование и разработка полупроводниковых
источников света»*

Конструктивно-технологический запас – отношение значения безопасной нагрузки к значению параметра воздействующего фактора, установленному в техническом задании на разработку изделия [ГОСТ Р 53736–2009. Изделия электронной техники. Порядок создания и постановки на производство. Основные положения].

Ключевые слова: термоэлектрическая нагрузка, светодиодный излучающий элемент, конструктивно-технологический запас.

Светодиодный излучающий элемент (СИЭ) применяется в светодиодных лампах общего применения, содержит протяжённую подложку длиной 38 мм, на которой размещено 28 шт. излучающих кристаллов, контактные выводы для присоединения к токовводам лампы и люминофорную композицию над излучающими кристаллами. Габаритный чертёж СИЭ приведен на рис. 1 [1].

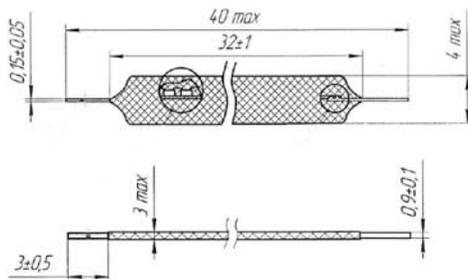


Рис. 1. Габаритный чертёж СИЭ

Целью данной работы является определение конструктивно технологического запаса СИЭ по термоэлектрической нагрузке.

Для проведения испытаний использовались фотометрический шар ФШ-1.0, диапазон измерения светового потока от 7 до 3000 лм, погрешность измерений 10% и источник-измеритель Keithley 2410 [2].

Известно, что повышенная температура p - n -перехода кристалла приводит к деградации светодиода. Температуру p - n -перехода кристалла можно определить по формуле (1):

$$T_{p-n} = T_{\text{окр}} + (R_t \times P), \quad (1)$$

где T_{p-n} – температура p - n -перехода кристалла, °С; R_t – тепловое сопротивление, °С/Вт; P – потребляемая электрическая мощность светодиода, Вт.

Разницу между ступенями испытаний задаём с одинаковым шагом по температуре p - n -перехода кристалла и возможностями контрольно-измерительного и испытательного оборудования.

В табл. 1 проведён расчёт ступеней режимов испытаний.

Таблице 1

Режимы испытаний		
№ ступени	Режим для печи ($I = 10 \text{ мА}$)	Режимы при повышении тока
1	$T = 25^\circ\text{C}; P = 0,7 \text{ Вт}$	$U = 76,78 \text{ В}; I = 9,2 \text{ мА}$
2	$T = 35^\circ\text{C}; P = 0,98 \text{ Вт}$	$U = 77,80 \text{ В}; I = 12,6 \text{ мА}$
3	$T = 45^\circ\text{C}; P = 1,27 \text{ Вт}$	$U = 78,47 \text{ В}; I = 16,2 \text{ мА}$
4	$T = 55^\circ\text{C}; P = 1,56 \text{ Вт}$	$U = 78,94 \text{ В}; I = 19,75 \text{ мА}$

В табл. 2 приведены результаты испытаний.

Таблица 2

Измерения при режимах повышения тока				
Номер образца	Ступень №1 ($I = 9,2 \text{ мА}$)	Ступень №2 ($I = 12,6 \text{ мА}$)	Ступень №3 ($I = 16,2 \text{ мА}$)	Ступень №4 ($I = 19,75 \text{ мА}$)
1	2	3	4	5
1	$\Phi = 107$ $U = 76,91$	$\Phi = 133$ $U = 77,85$	$\Phi = 152$ $U = 78,37$	$\Phi = 160$ $U = 78,82$
2	$\Phi = 108$ $U = 77,11$	$\Phi = 145$ $U = 77,98$	$\Phi = \text{-----}$ $U = \text{-----}$	$\Phi = \text{-----}$ $U = \text{-----}$
3	$\Phi = 109$ $U = 77,25$	$\Phi = 139$ $U = 77,96$	$\Phi = 156$ $U = 78,32$	$\Phi = 167$ $U = 78,68$
4	$\Phi = 110$ $U = 76,70$	$\Phi = 137$ $U = 77,52$	$\Phi = \text{-----}$ $U = \text{-----}$	$\Phi = \text{-----}$ $U = \text{-----}$
5	$\Phi = 111$ $U = 76,99$	$\Phi = 140$ $U = 77,78$	$\Phi = 151$ $U = 78,62$	$\Phi = 168$ $U = 79,02$
6	$\Phi = 111$ $U = 76,62$	$\Phi = 139$ $U = 77,36$	$\Phi = 160$ $U = 77,91$	$\Phi = 171$ $U = 78,31$

Продолжение табл. 2

7	$\Phi = 110$ $U = 76,56$	$\Phi = 138$ $U = 77,33$	$\Phi = 159$ $U = 77,91$	$\Phi = 170$ $U = 78,31$
8	$\Phi = 110$ $U = 76,68$	$\Phi = 138$ $U = 77,46$	$\Phi = 158$ $U = 78,19$	$\Phi = \text{----}$ $U = \text{----}$
9	$\Phi = 105$ $U = 76,82$	$\Phi = 132$ $U = 77,71$	$\Phi = \text{----}$ $U = \text{----}$	$\Phi = \text{----}$ $U = \text{----}$
10	$\Phi = 110$ $U = 72,12$	$\Phi = 138$ $U = 78,07$	$\Phi = 156$ $U = 78,79$	$\Phi = 162$ $U = 79,31$

Из табл. 2 видно, что с ростом прямого тока растёт поток излучения, также видно, что 3 образца вышли из строя на ступени испытаний № 3 и ещё один образец вышел из строя на ступени испытаний № 4. Далее следует провести испытания повышением температуры за счёт внешнего нагрева СИЭ при одинаковой токовой нагрузке.

В результате анализа полученных данных выявлено, что критическая температура, при которой происходит разрушение кристалла, составляет 205 °С.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки в рамках проекта RFMEFI57717X0266.

ЛИТЕРАТУРА

1. Солдаткин В.С., Ряполова Ю.В., Афонин К.Н. и др. Анализ срока службы светодиодных излучающих элементов // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 3 (37).

2. Фотометрическое оборудование [Электронный ресурс]. – Режим доступа. – <http://goniometer.su/?yclid=894075711506898144> (дата обращения: 02.03.2019).

УДК 644.36

МЕТОДЫ ГЕРМЕТИЗАЦИИ СВЕТОДИОДОВ БЕЛОГО ЦВЕТА СВЕЧЕНИЯ

Д.В. Кожокару, Е.С. Ганская, Е.С. Гайбович, студенты каф. РЭТЭМ

Научный руководитель В.С. Солдаткин, доцент каф. РЭТЭМ, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, soldatkinvs@main.tusur.ru

РЭТЭМ-1501 «Исследование и разработка полупроводниковых источников света»

Излагаются результаты исследования способов герметизации светодиода белого цвета свечения. В результате работы установлено, что способ герметизации компаундом отражателя с кристаллом и последующим нанесением на поверхность заливки люминофора на позволяет на 10% повысить равномерность пространственного распределения коррелированной цветовой температуры.

Ключевые слова: светодиод, люминофорная композиция, методы герметизации, коррелированная цветовой температура, нитрид галлия.

Осветительные мощные белые светодиоды изготавливаются на основе синего кристалла (InGaN) и желтого люминофора, который позволяет конвертировать излучение синего в белый цвет. В настоящее время доказано повреждающее воздействие синего света на фоторецепторы и пигментный эпителий сетчатки. Технический результат решения проблемы синего света осуществляется различными путями. Одним из этих путей является способ нанесения люминофорной композиции. Существуют три основных способа нанесения люминофора на светодиодный кристалл [1]: герметизация кристалла светодиода люминофорной композицией заливкой до краёв отражателя (рис. 1, *a*), нанесение люминофора непосредственно на кристалл с последующей заливкой отражателя компаундом до краёв, заливка компаундом отражателя и нанесение на поверхность заливки люминофора.

Целью данной работы является исследование двух способов нанесения люминофора на светодиодный кристалл.

Два способа заливки люминофорной композицией для проведения исследований представлены на рис. 1.

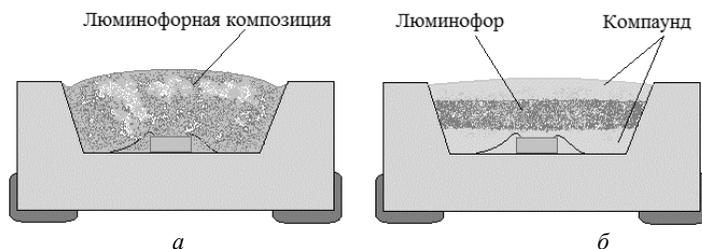


Рис. 1. Способы нанесения люминофора на светодиодный кристалл

Для создания образцов выбраны следующие комплектующие: керамический корпус с распаянными кристаллами (длина волны 450–480 нм); компаунд от компании «Эластосил» серии RT 604 (прозрачный, вязкость 800 мПа·с, время отверждения при 100 °С – 8 мин); люминофор желтого цвета (размер частиц 15 мкм, пиковая длина волны 550 нм).

Образец *a* получили путем заливки люминофорной композиции в корпус. Соотношение люминофора к компаунду составляет 14%. Образец *б* заливали в несколько стадий: первый слой – компаунд, затем порошок люминофор и снова компаунд. После заливки образцы просушили в сушильной печи при температуре 85 °С (30 мин) [2].

Далее с помощью прибора яркомера-колориметра Konica Minolta CS-200 (рис. 2), измерялись коррелированная цветовая температура (КЦТ) и яркость двух полученных образцов светодиодов белого цвета свечения.

Яркоммер-колориметр измеряет яркость и цветность источников света, таких как большие плазменные дисплеи, компактные ЖК-дисплеи и светодиоды, наружные экраны, лампы высокого давления и приборные панели. Выбранная диафрагма измерительного прибора позволяет измерять очень малые области и отдаленные источники света. Образцы измерялись точно по всей длине.

Результаты измерений представлены на рис. 2 и 3.

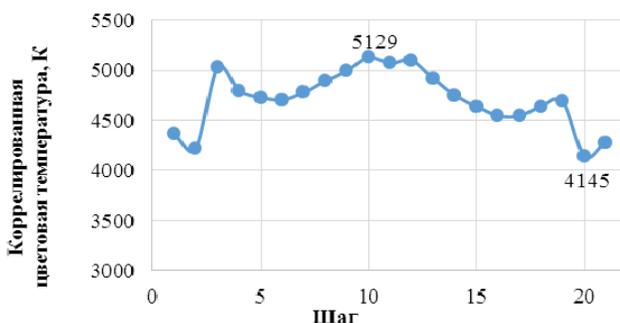


Рис. 2. Диаграмма распределения КЦТ на образце *a*

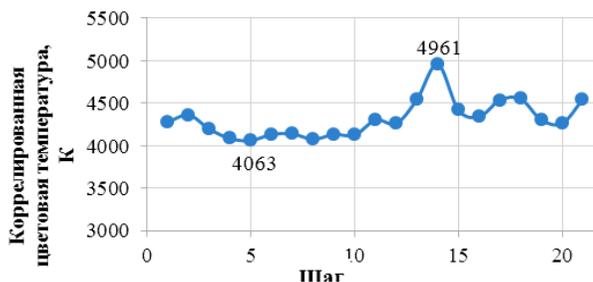


Рис. 3. Диаграмма распределения КЦТ на образце *b*

В результате анализа полученных данных, выявлено, что при способе заливки образца *b*, разброс коррелированной цветовой температуры меньше на 10,2%, чем на образце *a*.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки в рамках проекта RFMEFI57717X0266.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шуберт Ф. Светодиоды: пер. с англ. под ред. А.Э. Юновича. – 2-е изд. – М.: Физматлит, 2008. – 496 с.
2. Солдаткин В.С., Афонин К.Н., Каменкова В.С., Ганская Е.С., Туев В.И. Определение температурной зависимости электрических и световых параметров светодиодных элементов в лампе общего назначения // Доклады ТУСУР. – 2017. – Т. 20, № 3. – С. 148–151.

**ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И ФОТОМЕТРИЧЕСКИЕ
ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ
ИСТОЧНИКОВ СВЕТА С ВЕРТИКАЛЬНОЙ И ПЛАНАРНОЙ
КОНСТРУКЦИЕЙ КРИСТАЛЛА**

К.В. Короткова, студентка каф. ФЭР

*Научный руководитель С.В. Смирнов, проф. каф. ФЭ, д.т.н.
г. Томск. ТУСУР, klavdiya_95k@mail.ru*

Представлены результаты исследования электрических и фотометрических характеристик полупроводниковых источников света с кристаллами на основе GaN/InGaN вертикальной и планарной конструкции. Показано, что источники света с кристаллами вертикальной конструкции имеют большую эффективность и долговечность.

Ключевые слова: полупроводниковый источник света, кристалл, люминофор, цветовая температура.

В производстве светодиодов и полупроводниковых источников света на основе гетероструктуры GaN/InGaN используются два вида конструкции кристалла: вертикальная и планарная. Планарная конструкция реализуется на структурах, выращенных на изолирующей сапфировой подложке, а вертикальная – на структурах, отделенных от подложки с помощью лазера. В кристаллах с планарной конструкцией анод и катод прибора расположены на одной поверхности, а с вертикальной конструкцией кристалла – на верхней и нижней плоскостях. Основным недостатком планарной конструкции кристалла является наличие в основании материала подложки из сапфира с низкой теплопроводностью (30 Вт/мК). Так как при работе полупроводникового источника света в кристалле выделяется значительное количество тепла, которое отводится в корпус через сапфир, то возникает дополнительное тепловое сопротивление порядка 5–10 °С/Вт. Поэтому источники света с вертикальной конструкцией кристалла, с удаленной сапфировой подложкой должны быть более эффективными и долговечными [1].

В данной работе были исследованы полупроводниковые источники света на основе кристаллов вертикальной и планарной конструкции производства компании SemiLEDs с длиной волны излучения 445–460 нм в корпусе 5050 сборки АО НИИПП. Люминофоры марки СДЛ производства «НИИ «Платан», заливка марки DowCorning OE-6662.

На изготовленных образцах были проведены исследования электрических и фотометрических характеристик полупроводниковых

источников света с разными люминофорами (СДЛ 4000, СДЛ 3500, СДЛ 3000 и СДЛ 2700) при разных значениях прямого тока от 100 до 350 мА. Для каждого из люминофоров исследовалось по два образца с разной концентрацией люминофорного порошка. Также были проведены исследования цветовой температуры и спектров излучения тех же образцов при повышенной температуре корпуса источников света. На рис. 1 представлены спектры излучения источника света с люминофором СДЛ3500 при температуре корпуса 30 и 100 °С.

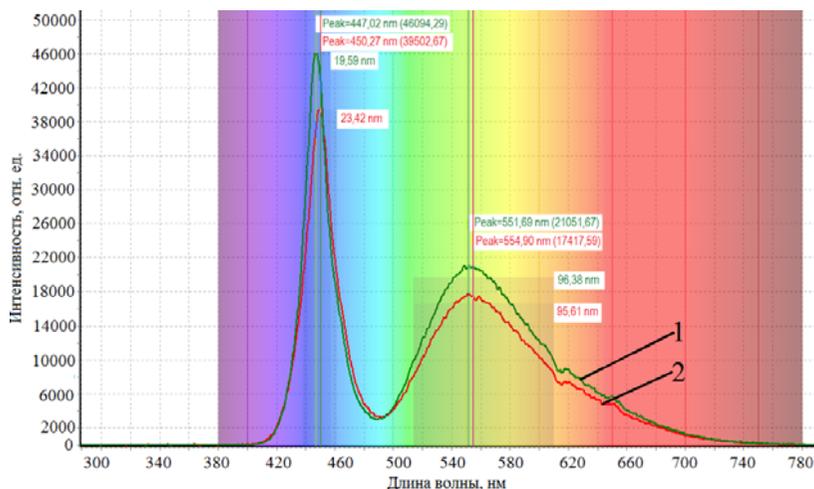


Рис. 1. Спектры излучения полупроводникового источника света с вертикальной конструкцией кристалла и с люминофором СДЛ3500 при разной температуре корпуса: 1 – $T_{\text{корп}} = 30$ °С, 2 – $T_{\text{корп}} = 100$ °С

Из рис. 1 следует, что при повышении температуры корпуса источника света происходит заметное снижение интенсивности излучения, увеличение цветовой температуры и увеличение полуширины спектра. Из сравнения спектров источников с вертикальной конструкцией кристалла со спектрами источников с горизонтальной конструкцией следует, что первые имеют более высокую температурную устойчивость [2].

На рис. 2 представлена температурная зависимость полуширины пиков кристалла спектров источников света с разными люминофорами.

Как следует из зависимостей рис. 2, полуширина пика кристалла спектра излучения источника света увеличивается с ростом температуры. Так как полуширина спектра однозначно связана с температурой активной области кристалла [3], то можно сделать вывод о том, что вертикальная конструкция позволяет её снизить на 8–10 °С.

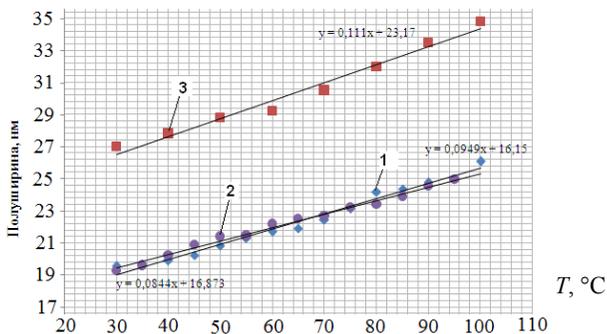


Рис. 2. Температурная зависимость полуширины пика спектра излучения источников света на длине волны 452 нм:

1, 2 – вертикальная конструкция кристалла; 3 – горизонтальная конструкция

Таким образом, проведенные исследования подтверждают перспективность применения вертикальной конструкции кристалла в полупроводниковых источниках света.

ЛИТЕРАТУРА

1. Коняев П.А., Левицкий М.Е., Симонова Г.В. Исследование лазерного отстрела пленки GaN от эпитаксиальной подложки излучением эксимерного KRF-лазера // Изв. вузов. Физика. – 2012. – Т. 55, № 9-2. – С. 122–124.
2. Короткова К.В., Романова М.А., Смирнов С.В. Температурная и временная стабильность колориметрических параметров полупроводниковых источников света // Доклады ТУСУР. – 2017. – № 2(36). – С. 38–40.
3. Гончарова Ю.С., Романова М.А., Смирнов С.В. Спектральный метод бесконтактного измерения температуры кристаллов полупроводниковых источников света // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 2(36). – С. 38–40.

УДК 621.32

ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕПЛОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СВЕТОДИОДНОГО ИЗЛУЧАЮЩЕГО ЭЛЕМЕНТА

*А.Г. Саинский, студент каф. РЭТЭМ; А.И. Черепнев, студент
ИШНПТ НИ ТПУ; К.Н. Афонин, аспирант каф. РЭТЭМ;
К.В. Тепляков, инженер НИИПП*

*Научный руководитель В.С. Солдаткин, доцент каф. РЭТЭМ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, soldatkinvs@main.tusur.ru
Проект ГПО РЭТЭМ-1501*

Описан процесс расчёта и измерения температуры светодиодных излучающих элементов (СИЭ) внутри колбы светодиодной лампы. Полученные экспериментальные данные сопоставимы с результатами расчёта.

Ключевые слова: светодиодная лампа, светодиодный излучающий элемент, тепловой расчет, измерение температуры.

Светодиодная лампа на основе СИЭ содержит стеклянную колбу диаметром 65 мм, в которой размещен держатель со штенгелем и стойкой сердечника, на которой закреплена объёмная излучающая свет конструкция из 12 шт. СИЭ. В цоколь установлен источник питания, который электрически соединён с цоколем и СИЭ. Габаритный чертёж макета лампы и фотография макета лампы приведены на рис. 1. Макет лампы изготовлен в ООО «Руслед».

Целью данной работы является определение температуры СИЭ.

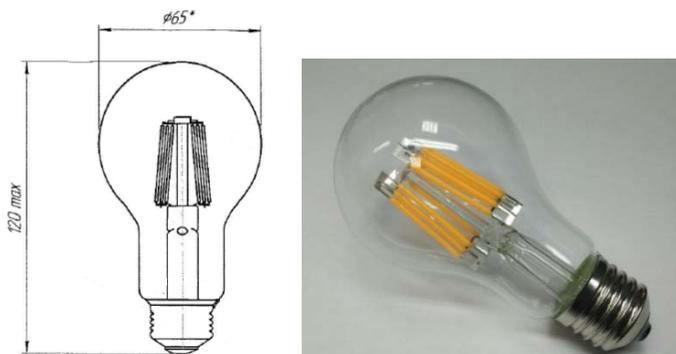


Рис. 1. Габаритный чертёж макета лампы и фотография макета лампы

СИЭ содержит протяжённую подложку длиной 38 мм, на которой размещено 28 шт. излучающих кристаллов, контактные выводы для присоединения к тоководам лампы и люминофорную композицию над излучающими кристаллами. Габаритный чертёж СИЭ приведён на рис. 2. Макеты СИЭ изготовлены в ТУСУРе.

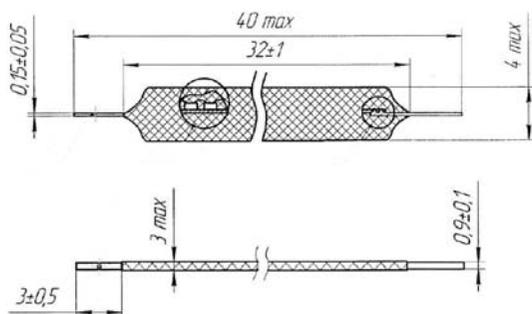


Рис. 2. Габаритный чертёж СИЭ и фотография СИЭ

Проведён аналитический расчёт температуры на светодиоде излучающем элементе светодиодной лампы. В расчёте колба лампы

принята за сферу диаметром 65 мм. Измерена температура колбы макета лампы при комнатной температуре 25 °С с помощью термопары, которая составила 65 °С.

Определено количество теплоты затрачиваемого на нагрев колбы лампы с $T_{\text{окр}} = 25$ °С до температуры $T_{\text{колбы}} = 65$ °С по формуле [1]

$$Q = c \cdot m (T_{\text{колбы}} - T_{\text{окр}}),$$

где c – удельная теплоёмкость стекла колбы, Дж/кг °С; m – масса колбы, кг.

Количество теплоты, затрачиваемой на нагрев колбы лампы, составило $Q = 975,09$ Дж.

Определена температура на внутренней поверхности колбы по формуле

$$Q = (\lambda/\delta) (T_{\text{вн. колбы}} - T_{\text{колбы}}) S,$$

где λ – коэффициент теплопроводности, Вт/м·К; δ – толщина колбы, м; S – площадь колбы, м².

Температура на внутренней поверхности колбы составила $T_{\text{вн. колбы}} = 109$ °С.

СИЭ в количестве 12 шт. расположены внутри колбы лампы. Вершина объёмной конструкции с СИЭ располагается в колбе лампы на расстоянии 24 мм от вершины колбы. СИЭ на объёмной конструкции расположены под наклоном, где верхний диаметр крепления 17 мм, а нижний 20 мм. Расстояние от СИЭ к поверхности колбы в центре колбы составляет 23,71 мм. Для упрощения расчётов считаем, что все СИЭ расположены на одинаковом расстоянии от поверхности колбы.

Теоретический предел световой отдачи светодиода составляет 300 лм/Вт [2]. У наших макетов световая отдача 160 лм/Вт, это составляет КПД СИЭ 53,33%. Потери на поглощение в колбе лампы составляют 10%. КПД лампы составляет 43,33%, соответственно 56,67% потребляемой электрической мощности тратится на нагрев. СИЭ потребляет при прямом токе 10 мА 75 В, соответственно 0,75 Вт.

Таким образом, 12 шт. СИЭ потребляют электрическую мощность 9 Вт, что соответствует тепловому потоку 975,08775 Дж. Из потребляемой электрической мощности 43,33% оптическая мощность излучения 56,67%, что составляет 5,1 Вт.

Определим температуру СИЭ по формуле

$$Q = P T_{\text{СИЭ}},$$

где P – мощность теплового излучения, Вт; $T_{\text{СИЭ}}$ – температура СИЭ, °С.

Температура СИЭ при отсутствии конвекции составила $T_{\text{СИЭ}} = 191$ °С.

В макет лампы помещена термопара. Термопара закреплена на одном из СИЭ. Лампу включили в рабочем режиме и выдержали в

течение 15 мин. Измеренная температура составила 202 °С, погрешность измерений составляет 2 °С. Видно, что экспериментальные результаты сопоставимы с расчётами.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки в рамках проекта RFMEFI57717X0266.

ЛИТЕРАТУРА

1. Элементарный учебник физики: учеб. пособие: в 3 т. – Т. 1. Механика. Теплота. Молекулярная физика / под ред. Г.С. Ландсберга. – 14-е изд. – М.: Физматлит, 2010. – 612 с.
2. Yukio Narukawa et al. White light emitting diodes with super-high luminous efficacy // J. Phys. D: Appl. Phys. – 2010. – № 43, 354002 (6pp). DOI: 10.1088/0022-3727/43/35/354002

УДК 621.32

МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕПЛОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СВЕТОДИОДНОЙ ЛАМПЫ В КОЛБЕ А60

К.Н. Афонин, аспирант каф. РЭТЭМ;

К.В. Тепляков, аспирант ИФВТ, ТПУ

Научный руководитель В.И. Туев, зав. каф. РЭТЭМ, д.т.н.

Объектом исследования в представленной работе является светодиодная лампа типа LED filament Bulb. Эта лампа общего назначения конструктивно близка традиционной лампе накаливания, однако вместо нити накала установлены светодиодные излучающие элементы ленточного типа (СИЭ), а в цоколь смонтировано устройство управления. В России основные производители таких ламп – ГУП «Лисма», г. Саранск, и ООО «Руслед», г. Томск. Проведено тепловое моделирование в программе конечно-элементного анализа ANSYS. Получены картины теплового распределения внутри светодиодной лампы с двумя вариантами заполнения колбы: воздухом и гелием.

Ключевые слова: светодиодная лампа, тепловое моделирование, ANSYS, LED Filament.

Главная задача в работе по тепловому моделированию светодиодных ламп – определить максимальную температуру внутри колбы. Эта температура не должна превышать 120 °С, так как это значение температуры является критическим для *p-n*-перехода светодиодных кристаллов на основе InGaN/GaN. При температуре более 100 °С в структуре кристалла проявляются разнообразные признаки деградации [1–3], в конечном итоге приводящие к преждевременному выходу из строя светодиодного излучающего элемента. По данным от производителей светодиодных ламп, известно, что около 50% брака связано с выходом из строя СИЭ. Поэтому для ламп такого типа особенно остро стоит вопрос охлаждения излучающих элементов, к тому же

сама конструкция лампы исключает возможность использования радиаторов.

Цель работы – построить тепловую модель светодиодной лампы мощностью 10 Вт в колбе А60. Данная лампа позиционируется как аналог лампы накаливания мощностью 95 Вт и является самой мощной из выпускаемых томским заводом.

Описание модели и граничных условий. Для выполнения моделирования был использован метод конечных элементов, реализованный в программе ANSYS 18.1. На рис. 1 представлен внешний вид модели лампы с небольшими упрощениями. В табл. 1 перечислены все материалы модели с необходимыми для расчёта коэффициентами.

КПД кристаллов синего цвета свечения обычно составляет 45–50 %, поэтому только половина от потребляемой мощности будет расходоваться на нагревание элемента [4]. Соответственно мощность каждого СИЭ тепловой модели будет равняться 0,385 Вт. На опорной конструкции лампы СИЭ располагались по три штуки с четырёх сторон. В верхней и нижней частях опорной конструкции расположены электрические выводы, соединяющие группы СИЭ.

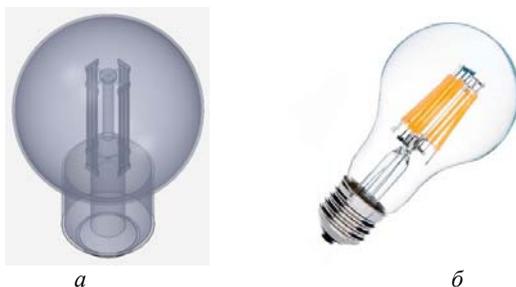


Рис. 1. Внешний вид лампы: *а* – модель; *б* – готовое изделие

Для отвода тепла от излучающих элементов весь объём колбы заполняют гелием. Этот газ инертен и передает тепло на стеклянную колбу лампы. Лампа расположена в воздушной среде с естественной конвекцией и температурой 25°C.

Таблица 1

Теплопроводность материалов		
Деталь	Материал	Коэф. теплопроводности, Вт/(м·К)
Колба	Стекло	1,4
Опорная конструкция		
Выводы	Платинит	60
Газовое наполнение	Воздух	0,026
	Гелий	0,155

Результаты моделирования. Результаты расчета температуры и тепловое распределение для моделей ламп, заполненных воздухом и гелием, приведены в табл. 2 и на рис. 2.

Таблица 2

Результаты расчета

Модель лампы	Газовое наполнение	$T_{\text{мин}}, ^\circ\text{C}$	$T_{\text{макс}}, ^\circ\text{C}$
A60 10 Вт	Воздух	32,00	133,12
	Гелий	38,26	97,49

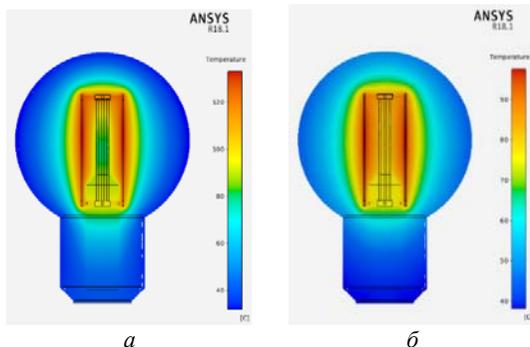


Рис. 2. Результаты расчета: *а* – лампа с воздухом; *б* – лампа с гелием

Выводы. Построенная модель показывает, что использование гелия в колбе лампы позволяет снизить максимальную температуру на 35,63 $^\circ\text{C}$. В итоге максимальная температура ниже критической на 22,51 $^\circ\text{C}$, что уменьшает вероятность перегрева СИЭ и поломки изделия.

ЛИТЕРАТУРА

1. Закгейм А.Л., Левинштейн М.Е., Петров В.П. и др. Низкочастотный шум в исходных и деградировавших синих InGaAs/GaN-светодиодах // ФТП. – 2012. – Т. 46, 2. – С. 219–223.
2. Shmidt N.M., Greshnov A.A., Chernyakov A.E. et al. Mechanisms behind efficiency droop and degradation in InGaN/GaN LEDs // Physica Status Solidi (c). – 2013. – Vol. 10, 3. – P. 332–334.
3. Черняков А.Е. Особенности развития деградации внешнего квантовой эффективности мощных синих светодиодов на основе квантоворазмерных InGaN/GaN структур: дис. ... канд. ф.-м. наук / ФТИ им. Иоффе РАН. – СПб, 2014. – 157 с.
4. Афонин К.Н. Результаты моделирования тепловых характеристик светодиодного излучающего элемента / К.Н. Афонин, М.В. Андреева, Е.С. Ганская, К.В. Тепляков // Электронные средства и системы управления: матер. докл. XII Междунар. науч.-практ. конф. (28–30 ноября 2018 г.): в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2018. – С. 252–255.

СЕКЦИЯ 3

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И СИСТЕМЫ

ПОДСЕКЦИЯ 3.1 (начало)

ИНТЕГРИРОВАННЫЕ ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

Председатель – Катаев М.Ю., проф. каф. АСУ, д.т.н., проф.;
зам. председателя – Суханов А.Я., доцент каф. АСУ, к.т.н.

УДК 004.658

ДЕТСКАЯ ЭНЦИКЛОПЕДИЯ ДЛЯ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ РОБОТОТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ПОДДЕРЖКИ ОБУЧЕНИЯ

А.А. Климов, П.Е. Пугачев, А.А. Согомоняни, студенты каф. ЭП.;
Е.С. Шандаров, зав. лаб. робототехники
и искусственного интеллекта
г. Томск, ТУСУР, ygt.art@gmail.com

Рассматривается разработка структуры детской энциклопедии, а также реализация веб-интерфейса для взаимодействия с ней.

Ключевые слова: образовательные системы, робототехника, веб-интерфейс, база данных, SQL-запросы, система поиска, голосовой интерфейс.

Для повышения качества образовательного процесса учеников младшей и средней школы возможно использовать интеллектуальную робототехническую систему (ИРС) [1, 2]. Важной особенностью ИРС является наличие обучающего материала, который можно сделать в формате энциклопедии. Работа проводится в рамках выполнения НИОКР по теме «Разработка программного комплекса поддержки нейросетевых алгоритмов интеллектуальной робототехнической системы обучения и развития ребенка» (заявка № НТИ-54174, проект № 44682).

Сценарий использования. Типовым сценарием использования в данном проекте может быть: в случае наличия робота робот управляет процессом получения информации из энциклопедии, робот может проводить консультации по заданным темам на основе знаний в энциклопедии. Взаимодействие с роботом происходит через голосовой интерфейс. В случае отсутствия робота энциклопедия используется школьником непосредственно через интерфейс веб-сайта. Важным отличием от аналогичных проектов, которые есть в сети, является наличие голосового интерфейса поиска и воспроизведения информации. Типовые сценарии представлены на рис. 1.

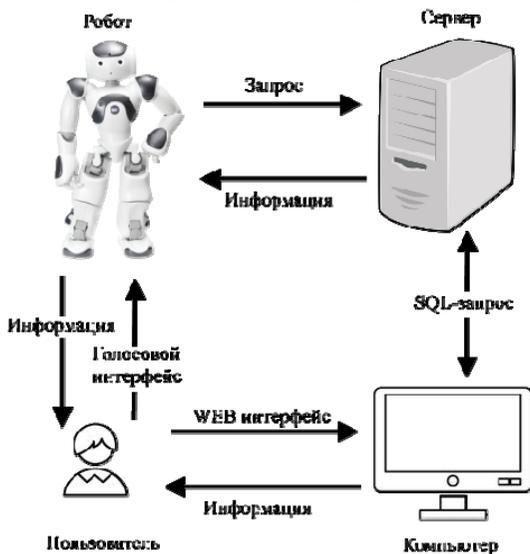


Рис. 1. Структурная схема системы

Проект. Для создания детской энциклопедии требуются: база данных для хранения статей, веб-интерфейс с функциями просмотра, создания и удаление статей, а также система поиска статей, в том числе и через голосовой интерфейс. В начале работы было предложено реализовать энциклопедию по каталоговой системе, в которой статьи сгруппированы по конкретным темам.

Однако в дальнейшем от этой системы пришлось отказаться из-за сложности определения основной темы и как следствие неудобного представления материала школьникам.

На смену пришла система статей, связанных различными тегами, в такой структуре возможно присвоение нескольких тегов одной статье и выдача списка всех статей тега, как в системе с каталогами [3].

Внешний вид (веб-интерфейс). Представление информации пользователю происходит посредством веб-интерфейса, на странице phtml случайным образом выводится несколько десятков статей в виде карточек с изображением и названием статьи. В верхней части страницы имеется строка поиска, отправив запрос по которой можно получить требуемую информацию. Перейдя на страницу со статьёй пользователю будут представлены: название статьи, теги, которым принадлежит статья, изображение, характеризующее статью, краткая аннотация, содержащая выжимку из основного текста, и сам текст статьи. Такая страница генерируется PHP-скриптом, отправляя SQL-запрос в базу данных, затем оформляет полученные результаты при помощи таблицы стилей CSS в дружелюбный для пользователя вид [4].

База данных для детской энциклопедии представляет собой несколько связанных таблиц для записи самих статей, тегов и соединительную таблицу. Подобная связь таблиц еще называется «многие-ко-многим» и схема к ней представлена на рис. 2 [5].

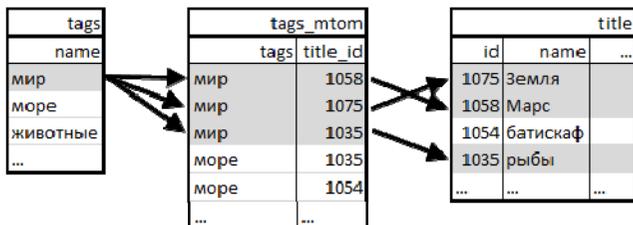


Рис. 2. Схема структуры БД

Структура базы данных выглядит следующим образом: таблица **title** содержит названия статей, аннотацию, текст статьи, изображение, связанное со статьёй, и уникальный идентификатор целочисленного типа. Таблица **tags** содержит только один столбец – название тега, являющийся первичным ключом, что обеспечивает наличие только одной копии тега, не позволяя создавать теги, являющиеся вариациями написания одного слова. Таблица **tags_mtom** содержит связи статей с тегами, выраженные в двух столбцах: **tag** и **title_id**, первичный ключ является составным, т.е. ссылается на внешние первичные ключи из таблиц **tags** и **title**, что обеспечивает уникальность связи, т.е. не позволяет привязывать один и тот же тег к одной статье несколько раз.

Интерфейс добавления статей. Для добавления статей в базу данных был реализован интерфейс. Интерфейс представляет собой форму-html, которая обрабатывается скриптом, написанным на языке PHP. Скрипт для обработки содержит в себе непосредственное подключение к базе данных и SQL-запросы для добавления записей в таблицы.

Система поиска. На странице имеется поисковая форма, в которую можно вводить запрос. В частности, можно проводить поиск по ключевому слову. Текст, отправленный через поисковую форму, отправляется на обработку скрипту, написанному на языке PHP.

В скрипте реализована проверка запроса для соблюдения мер безопасности, например, чтобы через поисковый запрос нельзя было отправить вредоносный скрипт.

После проверки скрипт отправляет SQL-запрос на поиск совпадений в базе данных и в случае нахождения их выдает пользователю информацию. В качестве ответа пользователю выдаются статьи из базы данных, в которых содержатся слова из поискового запроса.

Так же реализован поиск по тегам, проверенный SQL-запрос проводит поиск совпадений по тегам, если таковые имеются, то выводит список тегов и подсписок статьи, отмеченные этим тегом.

Голосовой интерфейс. Помимо стандартного ввода текста в поисковую строку, также имеется интерфейс голосового ввода. Интерфейс написан на JavaScript с использованием библиотеки Web Speech API, которая и выполняет все задачи, связанные непосредственно с распознаванием речи. Однако Web Speech API работает лишь в браузерах Chrome, Firefox и Edge [6].

Также библиотека позволяет синтезировать текст в речь, это существенно расширяет возможности подачи информации, например, всю статью, или ее ключевые части можно воспроизводить через аудио. В свою очередь на работе также имеется свое API для распознавания и синтеза речи.

Заключение. В ходе работы была разработана структура базы данных для энциклопедии, написан WEB-интерфейс для отображения статей и редактирования статей (добавление, удаление). Также была разработана система поиска по базе данных, а именно поиск по названию статьи, ключевым словам, тегам. Дальнейшей задачей является адаптация формы управления базой данных для учителей младших классов, а также апробация системы в полевых условиях, в целях внедрения системы в школы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Зими́на А.Н., Ример Д.И., Соколова Е.В., Шандаров Е.С., Шандарова О.Е. Антропоморфный робот-помощник воспитателя дошкольного учреждения. Электронные средства и системы управления. – 2015. – № 1-2. – С. 108–113.
2. Zimina A., Rimer D., Sokolova E., Shandarova O., Shandarov E. The humanoid robot assistant for a preschool children. In International Conference on Interactive Collaborative Robotics. – 2016, August. – Springer, Cham. – P. 219–224.
3. Горев А., Ахаян Р., Машкарипов С. Эффективная работа с СУБД. – СПб.: Питер, 1997. – 704 с.

4. PHP-Handbuch [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.php.net/manual/de/index.php> (дата обращения: 14.02.2019).

5. Построение связи «многие ко многим» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://docs.microsoft.com/ru-ru/sql/ssms/visual-db-tools/map-many-to-many-relationships-visual-database-tools?view=sql-server-2017> (дата обращения: 18.02.2019).

6. Web-Speech API [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://developer.mozilla.org/ru/docs/Web/API/Web_Spe (дата обращения: 15.02.2019).

УДК 004.512.2

СИСТЕМА ИНТЕГРАЦИИ СОЦИАЛЬНОГО РОБОТА И ИНТЕРАКТИВНОГО WEB-ПРИЛОЖЕНИЯ

*Е.С. Полынцев, А.А. Климов, А.Е. Кодоров,
И.Ю. Проказина, студенты каф. ЭП; Е.С. Шандаров, зав. лаб.
робототехники и искусственного интеллекта
г. Томск, ТУСУР, evgenyshandarov@gmail.com*

Описана система интеграции социального робота и интерактивного web-приложения. Система является частью программного комплекса, разрабатываемого в лаборатории робототехники и искусственного интеллекта ТУСУР в рамках выполнения НИОКР по теме «Разработка программного комплекса поддержки нейросетевых алгоритмов интеллектуальной робототехнической системы обучения и развития ребенка» (заявка № НТИ-54174, проект № 44682).

Ключевые слова: социальный робот, NAO, человеко-машинное взаимодействие, образовательная робототехника.

Социальный робот – робот, главной задачей которого является взаимодействие с человеком [4]. Мы разрабатываем программный комплекс для социального робота, который будет помогать учителям начальных классов в ходе образовательного процесса [1, 2]. Робот выступает источником информации и наставником в процессе обучения по предметам: математика, русский язык, окружающий мир и др. В программный комплекс входят набор сценариев по различным тематикам, веб приложения, база данных.

Проект. В работе используется робот NAO от компании Aldebaran Robotics. Робот оснащен процессором Intel Atom, который управляется операционной системой Linux. Встроенное программное обеспечение робота NAOqi позволяет распознавать и синтезировать речь, распознавать лица, объекты, цифры и т.д. [3].

Относительной проблемой является тот факт, что робот NAO может взаимодействовать с человеком только посредством голосового интерфейса, тактильных датчиков и видеокамеры. Это делает затруд-

нительным обеспечением наглядного представления информации. В процессе реализации проекта нами было принято решение дополнить интерфейс взаимодействия компьютером или планшетом с возможностью отображения различной связанной со сценариями информации на экране.

Схема взаимодействия компонентов системы приведена на рис. 1.

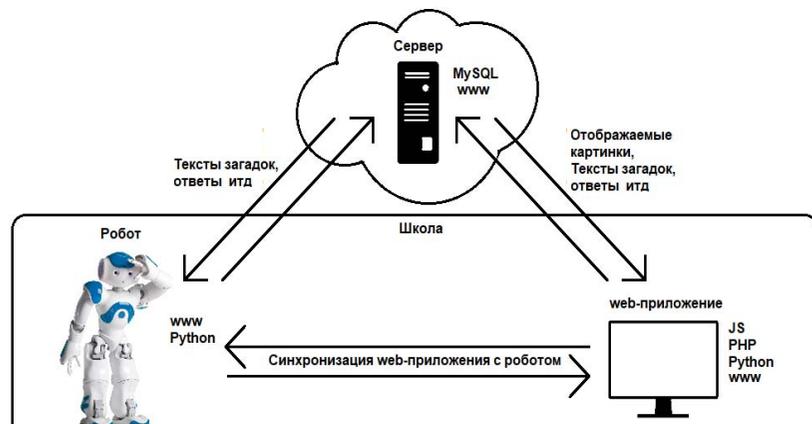


Рис. 1. Схема взаимодействия компонентов системы

Реализация. На данный момент разработаны сценарии: «Алфавит», «Английский язык», «Загадки», «Стихотворения», «Таблица умножения» и «Буквы». Каждому сценарию соответствует веб-приложение. Веб-приложение служит посредником при взаимодействии ребенка с роботом. В состав веб-приложения входят средства для запуска и остановки сценария (python, php), средства для динамического отображения информации (ajax), средства для коммуникации с роботом (python, php), средства для коммуникации с базой данных.

Синхронизация между роботом и веб-приложением реализована с помощью python-скриптов и ajax-запросов. Робот передает идентификатор контента скрипту-посреднику. Скрипт-посредник делает запрос на сервер, получает необходимый для отображения контент. Веб-приложение посылает ajax-запрос скрипту-посреднику и проверяет, получен ли контент от робота.

Контент, отображаемый веб-приложением, включает в себя:

- текст, произносимый роботом,
- правильные ответы,
- подсказки,
- тематические картинки.

Использование веб-приложения позволяет ребенку управлять роботом как вербально и тактильно, так и через веб-приложение. Веб-приложение отображает подсказки в случае, если ребенок затрудняется ответить на вопрос робота; отображает правильный ответ и тематическую картинку при успешном ответе на вопрос.

Испытания. Разработанная система интеграции была протестирована в рамках выставки на российском национальном этапе «RoboCup Russia Open 2019» и в школе № 56 г. Томска на уроке с учениками второго класса. В обоих случаях дети самостоятельно управляли роботом через веб-приложение, выполняли его задания.

Заключение. В результате выполненной работы концепция использования дополнительного канала взаимодействия ребенка с роботом через веб-приложение показала себя очень эффективной.

ЛИТЕРАТУРА

1. Zimina A., Rimer D., Sokolova E., Shandarova O., Shandarov E. The humanoid robot assistant for a preschool children / International Conference on Interactive Collaborative Robotics. – 2016, August. – Springer, Cham. – PP. 219–224.

2. Зими́на А.Н., Ример Д.И., Соколова Е.В., Шандаров Е.С., Шандарова О.Е. Антропоморфный робот-помощник воспитателя дошкольного учреждения // Электронные средства и системы управления. – 2015. – № 1-2. – С. 108–113.

3. Павлова А.А., Тертишная О.В., Шандаров Е.С. Детская развивающая игра на платформе автономного робота NAO.

4. Zimina A., Zolotukhina P., Shandarov E. (2017, September). Robot-Assistant Behaviour Analysis for Robot-Child Interactions/ International Conference on Interactive Collaborative Robotics. – 2016, August. – Springer, Cham. – P. 219–228.

УДК 004.55

РАЗРАБОТКА СЦЕНАРИЕВ «РОБОТ–РЕБЕНОК» ДЛЯ СОЦИАЛЬНОГО РОБОТА

*И.Ю. Проказина, О.В. Тертишная, А.А. Павлова, И.Д. Шабалин,
Е.С. Польшцев, студенты каф. ЭП; Е.С. Шандаров, зав. лаб.
робототехники и искусственного интеллекта
г. Томск, ТУСУР, irina_tusur@mail.ru*

Выделяются и описываются сценарии «робот–ребенок» для социального робота, которые помогут ребенку с интересом и в игровой форме освоить тот или иной предмет.

Ключевые слова: образовательные системы, социальный робот, взаимодействие робот–ребенок.

Перед учителем младших классов стоит множество разных задач: сконцентрировать внимание ребенка, вовлечь его в учебный процесс, развить желание учиться. Стандартные формы урока часто вызывают обратный эффект – навевают скуку и тоску. Что, если появится помощник, который без труда поможет учителю заинтересовать ребенка и передать ему знания [1]? Группа лаборатории робототехники и искусственного интеллекта ТУСУР работает над проектом «Разработка программного комплекса поддержки нейросетевых алгоритмов интеллектуальной робототехнической системы обучения и развития ребенка», по программе «Развитие НТИ».

Проект. В рамках проекта предполагается создание программного обеспечения для социального робота и использования его в образовательном процессе в начальной школе. Для социального взаимодействия робот–ребенок возникает необходимость разработки группы сценариев, которым следует робот [2]. Возникает необходимость осуществлении специалистами работы не только на техническом уровне, но и на гуманитарно-психологическом. Подобные сценарии должны обеспечивать наиболее комфортные условия для ребенка, поддерживать уровень его доверия и создавать игровую обстановку, в которой ребенок может научиться чему-то новому и интересному.

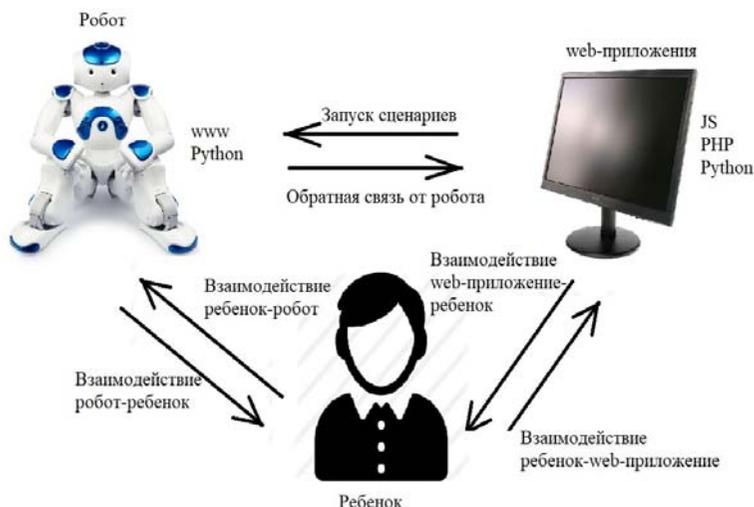


Рис. 1. Схема взаимодействия ребенка с роботом и web-приложением

В качестве платформы социального робота используется модель Aldebaran Robotics NAO. Разработка сценариев осуществляется с помощью приложения Choregraphe, которое представляет собой визу-

альную среду разработки, позволяющую создавать логические цепочки с управлением движениями, синтезатором речи, голосовым распознаванием, техническим зрением и множеством других датчиков робота. Так же Choregraphe позволяет осуществить более глубокий и сложный функционал для управления роботом с помощью языка Python [3]. Взаимодействие робота с ребенком осуществляется через голосовой и визуальный каналы. Робот не только проговаривает информацию, но и иллюстрирует ее на экране.

В результате работы были разработаны 6 сценариев:

1. «Обучение знакам дорожного движения» – робот в интерактивной форме обучает детей знакам дорожного движения, при этом дети должны показывать роботу карточки со знаками ПДД, робот распознает знаки и рассказывает детям, что они означают.

2. «Обучение таблице умножения» – в интерактивной форме робот обучает детей таблице умножения, взаимодействие при этом происходит с помощью голосового интерфейса.

3. «Разучивание стихотворений» – вместе с ребенком робот учит стихотворения, тексты стихотворений берутся из базы в облаке, робот проговаривает строку стихотворения и демонстрирует ее на экране, затем ребенок должен проговорить эту строчку, если возникает пауза, робот подбадривает ученика, зачитывая «забытую» строчку еще раз.

4. «Загадки» – робот загадывает загадки, а ребенок должен отгадывать, тексты загадок при этом берутся из облака, предусмотрены несколько вариантов ответа: «заяц», «зайчик», «зайка».

5. «Алфавит» – робот в интерактивной форме обучает детей буквам, при этом дети должны показывать роботу карточки с любой буквой, робот распознает ее и рассказывает детям стихотворение на эту букву. Затем робот и ребенок меняются местами. Робот проверят, как хорошо ребенок знает буквы.

6. «Обучение английскому языку» – вместе с ребенком робот учит стихотворения в интерактивной форме, которые заканчиваются словом на английском языке. Далее робот проговаривает стихотворение, но уже без слова на английском языке, а ребенок должен его дополнить.

Тестирование робота было проведено в рамках выставки на мероприятии «RoboCup Russia Open 2019» и выездные испытания в школах Томска.

Дети старались точно выполнить задания робота, дать правильный ответ на поставленный вопрос. Также интерес детей упал на интерфейс, на котором школьники могли не только увидеть информа-

цию, но и принять непосредственное участие в воспроизведении сценариев.



Рис. 2. Социальный робот-помощник для учителя младших классов

После испытаний были выявлены недоработки:

- качество результата распознавания на фоне шумов резко падает;
- некоторые стихотворения не вызвали интереса у детей и оказались трудными для восприятия ребенка. Принято решение убрать их из базы данных и наполнить ее другими;
- выявлены трудности распознавания букв. Принято решение изменить карточки с буквами.

В дальнейшем планируется увеличение сценариев. Предполагается разработать сценарии на распознавание лиц и обучение арифметическому счету в интерактивной форме.

ЛИТЕРАТУРА

1. Zimina A., Rimer D., Sokolova E., Shandarova O., Shandarov E. The humanoid robot assistant for a preschool children / International Conference on Interactive Collaborative Robotics. – 2016, August. – Springer, Cham. – PP. 219–224.
2. Зими́на А.Н., Ример Д.И., Соколова Е.В., Шандаров Е.С., Шандарова О.Е. Антропоморфный робот-помощник воспитателя дошкольного учреждения. Электронные средства и системы управления. – 2015. – № 1-2. – С. 108–113.
3. Павлова А.А., Тергишная О.В., Шандаров Е.С. Детская развивающая игра на платформе автономного робота NAO.

**РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА
ДЛЯ СОЦИАЛЬНОГО РОБОТА, ИНТЕГРИРОВАННОГО
С ОБЛАЧНЫМ ХРАНИЛИЩЕМ**

И.Д. Шабалин, А.А. Согомоянц, студенты каф. ЭП;

*Е.С. Шандаров, зав. лаб. робототехники
и искусственного интеллекта*

г. Томск, ТУСУР, shabalin_ilya_otu@mail.ru

Разработан программный комплекс, способный обеспечить взаимодействие робота с облачным хранилищем, а также создание удобного инструментария для манипуляции данными со стороны пользователя.

Ключевые слова: социальная робототехника, образовательные системы, база данных, облачное хранилище, синхронизация потоков данных.

Социальная робототехника – новое направление в науке, психологии и технике, объединяющее роботизированные системы и их социальное взаимодействие с человеком. Сфера применения социальных роботов обширна, она включает в себя персонального робота-помощника, роботов-компаньонов для пожилых людей, роботов для работы с детьми и т.д. [1, 2]. Программный комплекс для социального робота, разрабатывается в лаборатории робототехники и искусственного интеллекта ТУСУР в рамках выполнения НИОКР по теме «Разработка программного комплекса поддержки нейросетевых алгоритмов интеллектуальной робототехнической системы обучения и развития ребенка» (заявка № НТИ-54174, проект № 44682).

Работа выполняется на базе платформы SoftBank Robotics NAO. Это гуманоидный робот, который в основном специализируется как робот-помощник, оснащенный разнообразными датчиками. В его периферию входят: камера, позволяющая реализовать техническое зрение для распознавания различных образов, картинок и лиц людей, несколько микрофонов для работы с распознаванием речи, тактильные датчики, гироскоп, акселерометр и ультразвуковой сонар. Также у робота имеются 25 степеней свободы, позволяющих ходить, вставать и садиться, хватать предметы и ударять по ним ногами, и т.д.

Постановка задачи. В ходе работы возникла необходимость осуществлении работы с неопределенным количеством однотипных блоков данных. Для решения этой проблемы была создана база данных (БД), способная хранить все эти данные в упорядоченном, структурированном виде. Из-за ограниченного пространства внутренней памяти робота NAO БД была расположена в облачном хранилище, базирующемся на сервере. С целью увеличения гибкости и универ-

сальности системы была поставлена задача по созданию программного комплекса, способного реализовать доступ NAO к базе данных через сервер-посредник (рис. 1) [3].

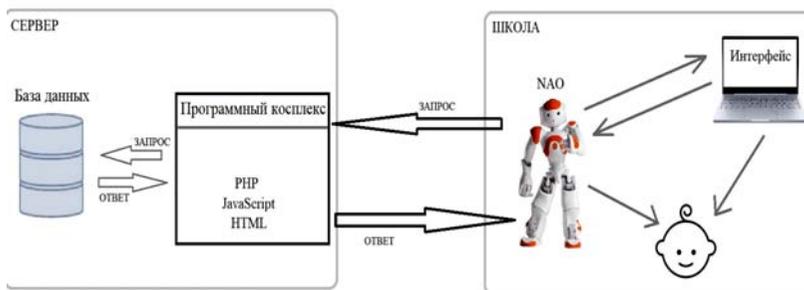


Рис. 1. Структурная схема

Результаты работы. Разработанный программный комплекс представляет собой комплекс программ, написанных на PHP и Python. Большую часть работы с облачным хранилищем выполняют скрипты на php. PHP обеспечивает простую и универсальную обработку данных, имеет возможность делать запросы к БД, а запуск скриптов и передачу входных данных легко осуществить с помощью запросов по URL ссылкам. Для реализации логики робота NAO используется программа Choregraphe, которая представляет собой визуальную среду программирования, при углублении в функционал которой можно создавать более сложные программы управления роботом с помощью языка Python. Также для работы с WEB-приложениями используется концепция AJAX, с помощью которой осуществляется вывод динамической информации на интерфейс.

Основной функционал данного комплекса заключается в следующих пунктах:

- Универсальный доступ для робота NAO к различной информации из БД.
- Синхронизация данных, используемых роботом, и данных, отображаемыми на интерфейсе.
- Интерфейс, позволяющий пользователю выбирать, редактировать и добавлять новые элементы в БД.

Скрипты, осуществляющие доступ NAO к БД, представляют набор различных SQL-запросов в зависимости от входных данных, указанных при запуске скрипта. Программа, получая определенный набор входных данных, обрабатывает их, делает SQL-запрос и на выход выдаёт результат, который впоследствии получает NAO. Для вызова PHP-скрипта со стороны NAO используется библиотека urllib. Данная

библиотека позволяет открывать различные URL-ссылки и считывать выходные данные этих ссылок. NAO, получая выходные данные, обрабатывает, компонует и передаёт их в функциональные блоки для последующего использования в синтезаторе речи или распознавания голоса.

Для обратной связи NAO с Web-интерфейсом созданы скрипты, позволяющие динамически генерировать html-разметку с текстом, воспроизводимым роботом, с помощью синтезатора речи. Данные скрипты позволяют синхронизировать информацию, используемую роботом, и динамически изменяющийся интерфейс для более комфортной работы с пользователем.

Для управления информацией в БД было создано веб-приложение, обеспечивающее добавление и изменение данных в БД. Данный интерфейс создан с помощью скриптов, написанных на PHP, языка разметки HTML- и SQL-запросов. Подобный интерфейс создан главным образом для дальнейшего использования методистами и увеличения размера базы данных.

Заключение. Весь функционал был протестирован как в лабораторных, так и в полевых условиях («RoboCup Russia Open 2019» и выездные испытания в школах г. Томска). Основными достоинствами следует отметить универсальность всего ПО и удобство его использования. Из недостатков было выявлено наличие задержки при передаче данных внутри сети.

ЛИТЕРАТУРА

1. Zimina A., Rimer D., Sokolova E., Shandarova O., Shandarov E. The humanoid robot assistant for a preschool children / International Conference on Interactive Collaborative Robotics. – 2016, August. – Springer, Cham. – P. 219–224.
2. Шандаров Е.С., Зими́на А.Н., Ермакова П.С. Анализ поведения робота-ассистента в рамках разработки сценариев взаимодействия робот-ребенок // Гуманитарная информатика. – 2014. – Т. 8. – С. 52–64.
3. Gomilko S., Zimina A., Shandarov E. Attention Training Game with Aldebaran Robotics NAO and Brain-Computer Interface // International Conference on Interactive Collaborative Robotics. Springer International Publishing. – 2016. – P. 27–31.

СОДЕРЖАНИЕ

СЕКЦИЯ 1

РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ

ПОДСЕКЦИЯ 1.1

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

Председатель – Тисленко В.И., проф. каф. РТС, д.т.н.;
зам. председателя – Захаров Ф.Н., доцент каф. РТС, к.т.н.

Д.В. Ерофеев

НЕКОТОРЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УГЛОВОГО РАЗРЕШЕНИЯ
ФАЗОВОГО ПЕЛЕНГАТОРА, ИСПОЛЬЗУЮЩЕГО МЕТОД
СУММИРОВАНИЯ КОСИНУСОИД 11

А.В. Ларионов, И.А. Куан

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА КОЭФФИЦИЕНТОВ
ЗАТУХАНИЯ МОДЕЛИ ОСЛАБЛЕНИЯ РАДИОСИГНАЛА
В ТИПОВОМ ПАНЕЛЬНОМ ДОМЕ 14

А.В. Могильников

ОПТИМИЗАЦИЯ ФОРМЫ ПОГЛОЩАЮЩИХ СЛОЕВ
ДЛЯ РЕШЕНИЯ ПАРАБОЛИЧЕСКОГО УРАВНЕНИЯ
МЕТОДОМ ДИСКРЕТНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ 16

С.Е. Тарасов, Б.В. Уткин

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВИДИМОСТИ СИГНАЛОВ ГНСС ГЛОНАСС GPS
НА ВЭО ПРИ СКОЛЬЗЯЩЕМ ПРОХОЖДЕНИИ СИГНАЛА
НАД ЗЕМЛЕЙ 19

Е.В. Власов, А.А. Кузьмин, А.С. Раков

БИОАКУСТИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС ОБНАРУЖЕНИЯ
И ОТПУГИВАНИЯ ПТИЦ В АЭРОПОРТАХ 22

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.М. Досанов

РАЗРАБОТКА КВАДРАТУРНОГО МОСТА НА ОСНОВЕ 130 НМ
SiGe-ТЕХНОЛОГИЙ ДЛЯ X-ДИАПАЗОНА 25

И.И. Горелкин

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ НЕОДНОРОДНЫХ
ПОДСТИЛАЮЩИХ СРЕД НА ИМПЕДАНС АНТЕННЫ 28

<i>Д.Е. Понамарев</i> АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТИ ПРИ ОЦЕНКЕ МОДИФИЦИРОВАННОЙ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ОТРАЖАЕМОСТИ В СЛУЧАЕ ЗОНДИРОВАНИЯ НЕОДНОРОДНОГО МЕТЕООБРАЗОВАНИЯ.....	30
<i>Н.К. Блинковский</i> ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ОБНАРУЖЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ОТРАЖАТЕЛЕЙ В СОСТАВЕ ЗНАКОВ ПЛАВУЧЕГО НАВИГАЦИОННОГО ОГРАЖДЕНИЯ	33
<i>Е.К. Григорьев, В.А. Ненашев, С.А. Ненашев, И.А. Алферова</i> МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ОЦЕНКИ КООРДИНАТ ОБЪЕКТОВ В ДВУХПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ.....	37
<i>А.С. Корытов</i> КЛАСТЕРИЗАЦИЯ ОТМЕТОК ОТ ПРОТЯЖЁННЫХ ЦЕЛЕЙ ДОРОЖНОЙ СЦЕНЫ В АВТОМОБИЛЬНОМ РАДАРЕ	40
<i>А.Д. Леонтьев, В.С. Черный</i> АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ SYSTEMVUE ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ	43
<i>П.А. Полянских</i> ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ НАЗЕМНОГО ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ С БОРТА ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА ПАССИВНЫМ ОДНОПОЗИЦИОННЫМ МЕТОДОМ ПУТЕМ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ	46
<i>А.В. Силкин</i> ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ НЕЛИНЕЙНОГО РЕГРЕССИОННОГО АНАЛИЗА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ ИСТОЧНИКА ИЗЛУЧЕНИЯ.....	49

ПОДСЕКЦИЯ 1.3

РАДИОТЕХНИКА

*Председатель – Семенов Э.В., проф. каф. РСС, д.т.н., доцент;
зам. председателя – Артищев С.А., доцент каф. РСС,
м.н.с. СКБ «Смена», к.т.н.*

<i>Д.С. Кречетов</i> РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ ДИСТАНЦИОННОГО ИЗМЕРЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ	51
<i>Д.А. Маурер, В.В. Литвинов, Н.Р. Литвинова, А.С. Буллер</i> ПРЕДЕЛЬНЫЕ ЦИКЛЫ ФАЗОВОГО ПОРТРЕТА ОПТОЭЛЕКТРОННОГО ГЕНЕРАТОРА НА ОСНОВЕ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОЙ ЛИНИИ ЗАДЕРЖКИ И МОДУЛЯТОРА МАХА–ЦЕНДЕРА	54

<i>П.Н. Кислицин, Е.А. Шутков</i> ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЦИФРОВОГО ПЕРЕСТРАИВАЕМОГО 6-БИТНОГО АТТЕНУАТОРА НА ОСНОВЕ ОТЕЧЕСТВЕННОЙ 90 НМ КМОП-ТЕХНОЛОГИИ	57
--	----

<i>Р.К. Собынин</i> ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВЫСОКОЭФФЕКТИВНОГО УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ КЛАССА F-ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ 4–6 ГГц.....	60
---	----

ПОДСЕКЦИЯ 1.6

ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И СИСТЕМЫ ШИРОКОПОЛОСНОГО БЕСПРОВОДНОГО ДОСТУПА

*Председатель – Демидов А.Я., проф. каф. ТОР, к.ф.-м.н.;
зам. председателя – Рогожников Е.В., доцент. каф. ТОР, к.т.н.*

<i>А. Мухаматнуров, А.В. Пуговкин</i> МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ И ОСНОВНЫЕ УРАВНЕНИЯ ИЗМЕРЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ В ПОМЕЩЕНИИ.....	63
---	----

ПОДСЕКЦИЯ 1.7.

РОБОТОТЕХНИКА

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

<i>Е.А. Колотвин</i> ПРОЕКТ РОБОТА-ПЕРЕВОЗЧИКА.....	66
--	----

ПОДСЕКЦИЯ 1.8

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., доцент каф. КСУП, к.т.н.

<i>А.А. Метель</i> АНАЛИЗ СХЕМНЫХ РЕШЕНИЙ И РАЗРАБОТКА СВЧ-ИНТЕГРАЛЬНОГО ДЕТЕКТОРА ПРОХОДЯЩЕЙ МОЩНОСТИ	69
--	----

<i>В.Ю. Юшин, Г.А. Табакаев, А.А. Голубков, А.А. Калентьев</i> ПРИЛОЖЕНИЯ ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭС НА БАЗЕ БИБЛИОТЕКИ СХЕМОТЕХНИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ NGSPICE	72
--	----

<i>К.К. Жаров</i> КОМПЬЮТЕРНАЯ МОДЕЛЬ СВЯЗАННЫХ ЛИНИЙ В МНОГОСЛОЙНОЙ СРЕДЕ	75
--	----

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.*

<i>Д.С. Лоенко, М.А. Шеремет</i> ТЕРМОГРАВИТАЦИОННАЯ КОНВЕКЦИЯ СТЕПЕННОЙ ЖИДКОСТИ В ПОЛОСТИ С ТЕПЛО ВЫДЕЛЯЮЩИМ ЭЛЕМЕНТОМ.....	78
<i>А.В. Макарова</i> РАДИОВОЛНОВОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ СОЛЕВЫХ РАСТВОРОВ.....	81
<i>К.Е. Макарова, П.А. Надеев</i> ПАССИВНЫЙ РАДИОИЗОТОПНЫЙ МЕТОД В ОЦЕНКЕ РАЗЛИЧНЫХ ПСИХОФИЗИОЛОГИЧЕСКИХ СОСТОЯНИЙ ЧЕЛОВЕКА	84
<i>П.А. Надеев, К.Е. Макарова, Д.Ю. Медведев</i> ВЛИЯНИЕ ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА ВЕРОЯТНОСТЬ РАСПАДА ИЗОТОПА ⁴⁰ K	87
<i>Ю.Э. Орлова, Д.Ю. Попов</i> РОЛЬ ТЕМПЕРАТУРЫ И ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ НА УСТОЙЧИВОСТЬ ЗАПУТАННЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ СОСТОЯНИЙ В КРИСТАЛЛАХ NaCl.....	89
<i>Ю.Э. Орлова, Д.Ю. Попов</i> ВЗАИМНОЕ ВЛИЯНИЕ ЗАПУТАННЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ СОСТОЯНИЙ В МОНОКРИСТАЛЛАХ NaCl.....	92

ПОДСЕКЦИЯ 2.2

РАЗРАБОТКА КОНТРОЛЬНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЫ

*Председатель – Лоцилов А.Г., зав. каф. КУДР,
начальник СКБ «Смена», к.т.н.;*
*зам. председателя – Бомбизов А.А., доцент каф. КУДР,
с.н.с. СКБ «Смена», к.т.н.*

<i>В.В. Атамасов, Г.И. Маленков</i> ИЗМЕРЕНИЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ МАТЕРИАЛОВ КОНДЕНСАТОРНЫМ МЕТОДОМ С ПОМОЩЬЮ ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА NI ELVIS II+ И LABVIEW	96
---	----

Ю.Р. Колосова, А.И. Солдатов, А.А. Дементьев ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ИССЛЕДОВАНИЯ НЕСТАЦИОНАРНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕПЛОвого ПОЛЯ ПРИ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКОМ КОНТРОЛЕ.....	99
Н.Н. Цебенко, А.В. Иванов АВТОНОМНАЯ СИСТЕМА КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ ЛИТИЙ-ИОННОЙ АККУМУЛЯТОРНОЙ БАТАРЕИ.....	101
А.В. Андреев, Г.А. Малютин ПРОГРАММА АНАЛИЗА ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ТРАНСФОРМАТОРА ИМПЕДАНСОВ НА РАСЩЕПЛЕННЫХ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЯХ	104
Т.А. Шарипов, К.В. Шишаков, С.А. Широких ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ СВЧ-МОДУЛЕЙ В ХОДЕ КЛИМАТИЧЕСКИХ ИСПЫТАНИЙ И ОБРАБОТКА РЕЗУЛЬТАТОВ НА АВТОМАТИЗИРОВАННОМ КОМПЛЕКСЕ.....	107
Е.И. Тренкаль АНАЛИЗ ВОЛНОВЫХ ПРОЦЕССОВ В УСТРОЙСТВАХ НА ОСНОВЕ НЕРЕГУЛЯРНЫХ ЛИНИЙ С ПРОИЗВОЛЬНОЙ ЗАВИСИМОСТЬЮ ПЕРВИЧНЫХ ПАРАМЕТРОВ ОТ ПРОДОЛЬНОЙ КООРДИНАТЫ, СОДЕРЖАЩИХ СОСРЕДОТОЧЕННЫЕ НЕОДНОРОДНОСТИ	110

ПОДСЕКЦИЯ 2.3

ФИЗИЧЕСКАЯ И ПЛАЗМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

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

Чан Ван Ту ИССЛЕДОВАНИЕ СВЯЗИ ПАРАМЕТРОВ ЭМИССИОННОЙ ПЛАЗМЫ И ЭЛЕКТРОННОГО ПУЧКА.....	115
А.А. Чиняков ИЗУЧЕНИЕ ЭЛЕМЕНТНОГО СОСТАВА ПРИПОВЕРХНОСТНЫХ СЛОЕВ ТВЕРДЫХ ТЕЛ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДИКИ ХАРАКТЕРИСТИЧЕСКОГО РЕНТГЕНОВСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ	118
А.А. Чиняков ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДИКИ ЯДЕРНЫХ РЕАКЦИЙ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПРОЦЕНТНОГО СОДЕРЖАНИЯ КИСЛОРОДА В ТОНКИХ ПЛЕНКАХ	121
С.Ю. Дорошкевич ГЕНЕРАЦИЯ ШИРОКОГО ЭЛЕКТРОННОГО ПУЧКА СУБМИЛЛИСЕКУНДНОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТИ В УСКОРИТЕЛЕ С ПЛАЗМЕННЫМ КАТОДОМ И ВЫВОДОМ ПУЧКА В АТМОСФЕРУ ...	124

И.В. Федин, Е.В. Ерофеев, В.В. Федина AlGaIn/GaN-ДИОДЫ С БАРЬЕРАМИ ШОТТКИ НА ОСНОВЕ Pt, Pd И Ni.....	127
Д.Ю. Игнатов, И.В. Лопатин, В.В. Денисов, Ю.Х. Ахмадеев, Н.Н. Коваль ИОННО-ПЛАЗМЕННАЯ МОДИФИКАЦИЯ ВНУТРЕННЕЙ ПОВЕРХНОСТИ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ИЗДЕЛИЙ ПРОТЯЖЁННОЙ И СЛОЖНОЙ ФОРМЫ С ПОМОЩЬЮ ПЛАЗМЫ НЕСАМОСТОЯТЕЛЬНОГО ТЛЕЮЩЕГО РАЗРЯДА С ПОЛЫМ КАТОДОМ.....	131
В. Костенко ЭВОЛЮЦИЯ СТРУКТУРЫ И ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ СВОЙСТВ ОКСИДНОЙ КЕРАМИКИ ПОД ДЕЙСТВИЕМ ИОННОЙ ОБРАБОТКИ.....	134
П.В. Москвин, В.Н. Девятков, И.В. Лопатин, М.С. Воробьев СИСТЕМА ФОРМИРОВАНИЯ ПЛАЗМЕННОГО АНОДА НА ОСНОВЕ ТЛЕЮЩЕГО РАЗРЯДА ДЛЯ ИСТОЧНИКА ИНТЕНСИВНЫХ ПУЧКОВ ЭЛЕКТРОНОВ С СЕТОЧНОЙ СТАБИЛИЗАЦИЕЙ ГРАНИЦЫ ЭМИССИОННОЙ ПЛАЗМЫ.....	137
В.В. Нгуен, А.Р. Байсакова САМОФОКУСИРОВКА ЭЛЕКТРОННЫХ ПУЧКОВ В ВАКУУМНЫХ ДИОДАХ ИМПУЛЬСНЫХ СИЛЬНОТОЧНЫХ УСКОРТЕЛЕЙ ЭЛЕКТРОНОВ.....	140
А.В. Казаков, А.В. Медовник, А.В. Никоненко ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ СОЗДАНИЯ ПОКРЫТИЙ НА ПОЛИПРОПИЛЕНЕ МЕТОДОМ ИСПАРЕНИЯ МИШЕНИ ИЗ НИТРИДА БОРА ИМПУЛЬСНЫМ ЭЛЕКТРОННЫМ ПУЧКОМ.....	143
А.А. Почтарь ИССЛЕДОВАНИЕ СПЕКТРА ПРОПУСКАНИЯ ПЛЕНОК ПОЗИТИВНЫХ ФОТОРЕЗИСТОВ.....	146
Р.Ю. Шагеев ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ РАСПОЛОЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОДА НА НАПРЯЖЕННОСТЬ ПОЛЯ В Р-ОБЛАСТИ ВОЛНОВОДНОЙ PIN-СТРУКТУРЫ.....	148
В.И. Шин, С.Ю. Дорошкевич, П.В. Москвин, В.Н. Девятков ОТКЛОНЕНИЕ ШИРОКОГО ЭЛЕКТРОННОГО ПУЧКА ОТ ПРОДОЛЬНОЙ ОСИ ИСТОЧНИКА С ПЛАЗМЕННЫМИ КАТОДОМ И АНОДОМ.....	152
И.Ю. Бакеев, М.А. Бармин, К.А. Василькевич ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КОМПОЗИЦИОННОГО ЭМИССИОННОГО ЭЛЕКТРОДА С ОДИНОЧНЫМ КАНАЛОМ В ФОРВАКУУМНОМ ПЛАЗМЕННОМ ИСТОЧНИКЕ ДЛЯ ПОЛУЧЕНИЯ СФОКУСИРОВАННЫХ ПУЧКОВ С ВЫСОКОЙ УДЕЛЬНОЙ МОЩНОСТЬЮ.....	155

И.Ю. Бакеев, М.А. Бармин, К.А. Василькевич ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВОЕ ФОРМИРОВАНИЕ ПОКРЫТИЯ ИЗ ПОРОШКОВОГО МАТЕРИАЛА НА ОСНОВЕ ОКСИДА АЛЮМИНИЯ НА СТАЛИ МАРКИ Р6М5	158
А.Д. Заречнев МОДЕЛИРОВАНИЕ ВРЕМЕНИ ЗАДЕРЖКИ СИГНАЛА НА МЕТАЛЛИЗАЦИИ СБИС	160
Н.И. Зудова ИССЛЕДОВАНИЕ РАДИАЦИОННОЙ СТОЙКОСТИ GaAs-СВЧ-КОНДЕНСАТОРОВ	163
А.С. Климов, Чан Ван Ту ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПОВЫШЕНИЯ УДЕЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ ФОРВАКУУМНОГО ПЛАЗМЕННОГО ИСТОЧНИКА ЭЛЕКТРОНОВ.....	166

ПОДСЕКЦИЯ 2.4

ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель – Михальченко Г.Я., директор НИИ ПрЭ, д.т.н., проф.;
зам. председателя – Семёнов В.Д., проф. каф. ПрЭ, к.т.н.

В.С. Безруков ИССЛЕДОВАНИЕ КВАЗИРЕЗОНАНСНОГО ОБРАТНОХОДОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ	169
В.Д. Семёнов, В.А. Кабиров ДВУХКОНТУРНАЯ СИСТЕМА ПОДЧИНЕННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ ..	173
Т.С. Обица, Д.Ю. Ляпунов ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ВТОРИЧНОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ	177
Н.С. Легостаев, С.В. Руколеева АНАЛИЗ ДИНАМИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ КВАЗИРЕЗОНАНСНЫХ ТРАНЗИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ	181
Ю.Н. Вымпина, Ю.Л. Шаненкова СОЗДАНИЕ НОВОГО МАТЕРИАЛА ДЛЯ ВЫСОКОЭФФЕКТИВНОГО ТЕРМОРЕГУЛИРОВАНИЯ В ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМАХ	184

ПОДСЕКЦИЯ 2.5

ОПТИЧЕСКИЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ, НАНОФОТОНИКА И ОПТОЭЛЕКТРОНИКА

Председатель – Шарангович С.Н., проф., зав. каф. СВЧиКР, к.ф.-м.н.;
зам. председателя – Перин А.С., доцент каф. СВЧиКР, к.т.н.

А.Д. Безпальй

ИССЛЕДОВАНИЕ МОДУЛЯЦИИ ПОКАЗАТЕЛЯ ПРЕЛОМЛЕНИЯ
В ПРИПОВЕРХНОСТНОМ СЛОЕ НИОБАТА ЛИТИЯ ПРИ
ПОТОЧЕЧНОМ ИНДУЦИРОВАНИИ КАНАЛЬНЫХ ВОЛНОВОДОВ 187

М.Р. Литвинов, А.С. Буллер, Н.Р. Литвинова, Д.А. Маурер
ПОСТОЯННЫЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ВОЛНОВОДНЫХ МОД
В ТОНКОЙ ЛЕВООРИЕНТИРОВАННОЙ ПЛЕНКЕ
С НЕЛИНЕЙНОЙ ПОДЛОЖКОЙ ВБЛИЗИ ЧАСТОТЫ
НУЛЕВОЙ ГРУППОВОЙ СКОРОСТИ 189

А.А. Гуляева, И.В. Кулинич
ОПТИЧЕСКИЙ γ -ДЕЛИТЕЛЬ В ИНТЕГРАЛЬНОМ ИСПОЛНЕНИИ 192

К.А. Реунова, С.В. Иволина, К.П. Мельник
ОПТИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА КРИСТАЛЛОВ КТР 195

А.Ю. Яковлева, И.К. Казак
ИЗМЕРЕНИЕ ШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ДИФРАКЦИИ
СВЕТА НА ПЕРИОДИЧЕСКОЙ ДОМЕННОЙ СТРУКТУРЕ
В КРИСТАЛЛЕ НИОБАТА ЛИТИЯ 197

В.О. Долгирев, Д.И. Дудник, А.О. Семкин
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ФОРМИРОВАНИЯ
ФОТОННЫХ СТРУКТУР ДВУМЕРНЫМИ БЕССЕЛЕПОДОБНЫМИ
СВЕТОВЫМИ ПУЧКАМИ ГОЛОГРАФИЧЕСКИМ МЕТОДОМ
В ФОТОПОЛИМЕРНЫХ МАТЕРИАЛАХ 200

Д.И. Дудник, К.О. Гусаченко, И.А. Квасова, А.О. Семкин
ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ВОЛНОВОДНЫХ КАНАЛОВ
В ФПМ-ЖК В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ ВНЕШНЕГО
ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ 203

Д.К. Романенко, А.В. Сокольников, М.Н. Гаппарова, А.С. Перин
ИССЛЕДОВАНИЕ ДИФРАКЦИОННОЙ РАСХОДИМОСТИ
ЛАЗЕРНЫХ ПУЧКОВ В КРИСТАЛЛЕ НИОБАТА ЛИТИЯ
С УЧЁТОМ ВКЛАДА ПИРОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ЭФФЕКТА 207

Т.А. Журин, Е.С. Сим
ВРЕМЕННАЯ ЗАВИСИМОСТЬ КОЭФФИЦИЕНТА ПРОПУСКАНИЯ
КРИСТАЛЛА СИЛИКАТА ВИСМУТА ПРИ СИНУСОИДАЛЬНОЙ
МОДУЛЯЦИИ ЗОНДИРУЮЩЕГО ИЗЛУЧЕНИЯ ПО ДЛИНЕ ВОЛНЫ 210

А.А. Колегов, А.В. Черникова, А.В. Исаев,
Г.С. Софиенко, Д.В. Кулаков, А.В. Галеев
ОПТОВОЛОКОННЫЕ ЛАЗЕРНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В РФЯЦ-ВНИИТФ ... 213

А.А. Колегов, А.В. Черникова, Д.В. Сарасеко, К.А. Денисенко
СЛОЖЕНИЕ ИЗЛУЧЕНИЯ ВОЛОКОННЫХ ЛАЗЕРОВ С ПОМОЩЬЮ
ОПТОВОЛОКОННЫХ СИГНАЛЬНЫХ ОБЪЕДИНИТЕЛЕЙ.....216

М.Н. Гаппарова, Н.А. Иванченко, А.С. Перин
МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ РАСПРОСТРАНЕНИЯ
КОГЕРЕНТНЫХ СВЕТЛЫХ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ СОЛИТОНОВ
В ФОТОРЕФРАКТИВНОМ НИОБАТЕ ЛИТИЯ
С УЧЕТОМ ВКЛАДА ПИРОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ЭФФЕКТА.....219

ПОДСЕКЦИЯ 2.6

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ

Председатель секции – Заболоцкий А.М., проф. каф. ТУ, д.т.н.;
зам. председателя – Куксенко С.П., доцент каф. ТУ, к.т.н.

А.М. Артюшкина, А.В. Демаков
РАЗРАБОТКА КОАКСИАЛЬНОЙ КАМЕРЫ
ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭКРАНИРОВАНИЯ
КОМПОЗИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ.....222

К.В. Симонова, Д.С. Бодажков
ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫЕ СВОЙСТВА КОМПОЗИТНЫХ
МАТЕРИАЛОВ ДЛЯ КВЧ-ДИАПАЗОНА, ПОЛУЧАЕМЫХ
МЕТОДОМ 3D-ПЕЧАТИ.....225

Л.К. Болатова
АЛГОРИТМ И ПРОГРАММА ДЛЯ КВАЗИСТАТИЧЕСКОГО
АНАЛИЗА НЕРЕГУЛЯРНОЙ РАЗБАЛАНСИРОВАННОЙ
ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ ЛИНИИ В ВОЗДУХЕ.....228

Е.Б. Черникова
АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ВЛАГОЗАЩИТНОГО ПОКРЫТИЯ
НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ЗЕРКАЛЬНО-СИММЕТРИЧНОГО
МОДАЛЬНОГО ФИЛЬТРА.....232

Рустам Р. Газизов, М.Н. Калинина
ВЫЯВЛЕНИЕ ЭКСТРЕМУМОВ СИГНАЛА С УЧЕТОМ ПОТЕРЬ
В ДВУХВИТКОВОЙ МЕАНДРОВОЙ ЛИНИИ ПРИ ИЗМЕНЕНИИ
РАССТОЯНИЯ МЕЖДУ ЕЕ ПРОВОДНИКАМИ.....236

Ш.В. Куулар, Р.Р. Хажибеков
РАЗРАБОТКА ГИБРИДНОГО ПОЛОСОВОГО ФИЛЬТРА
ДЛЯ ЗАЩИТЫ ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ ПИКОСЕКУНДНОГО ЛОКАТОРА..240

Ш.В. Куулар, Р.Р. Хажибеков
СРАВНЕНИЕ ВАРИАНТОВ РЕАЛИЗАЦИИ ПОЛОСОВОГО ФИЛЬТРА
ДЛЯ ПИКОСЕКУНДНОГО ЛОКАТОРА.....244

Ч.Л. Хомушку
ВЫЯВЛЕНИЕ И ЛОКАЛИЗАЦИЯ ЭКСТРЕМУМОВ СИГНАЛА
В СИЛОВОЙ ШИНЕ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ.....247

М.В. Храпцов ВЛИЯНИЕ КАСКАДИРОВАНИЯ ПОМЕХОЗАЩИТНЫХ ФИЛЬТРОВ НА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ЦЕПЕЙ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ.....	251
А.А. Иванов РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭКРАНИРОВАНИЯ ПРЯМОУГОЛЬНОГО КОРПУСА МЕТОДОМ МАТРИЦЫ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ.....	255
К.А. Бокова, А.А. Иванов ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭКРАНИРОВАНИЯ КОРПУСА МУЛЬТИПЛЕКСОРА FOX-515	259
С.Х. Карри, Р.С. Суровцев АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ПОДЛОЖКИ НА РАССЕЯНИЕ МОЩНОСТИ СИГНАЛА В МЕАНДРОВОЙ ЛИНИИ.....	262
А.А. Квасников ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПОДСИСТЕМЫ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ СИСТЕМЫ TALGAT	266
И.И. Николаев ВЛИЯНИЕ ДВОЙНОЙ ИЗОЛЯЦИИ СИЛОВОЙ ШИНЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ НА ЕЁ ПОГОННЫЕ ПАРАМЕТРЫ	270
М.А. Самойличенко АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ МОДАЛЬНОГО ФИЛЬТРА С ПАССИВНЫМ ПРОВОДНИКОМ В ОПОРНОЙ ПЛОСКОСТИ НА АМПЛИТУДУ ИМПУЛЬСОВ РАЗЛОЖЕНИЯ	273
Л.Т. Таалайбек, М.А. Ембергенов ПОИСК МАКСИМУМА НАПРЯЖЕНИЯ В СВЯЗАННОЙ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ С ПОМОЩЬЮ ЭВОЛЮЦИОННЫХ СТРАТЕГИЙ.....	275
Е.С. Жечев ВЛИЯНИЕ ПЕРЕМЫЧЕК В ОПОРНОМ ПРОВОДНИКЕ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ЗЕРКАЛЬНО-СИММЕТРИЧНОГО МОДАЛЬНОГО ФИЛЬТРА.....	279

ПОДСЕКЦИЯ 2.7

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ

Председатель секции – Туев В.И., зав. каф. РЭТЭМ, д.т.н.;
зам. председателя – Вилисов А.А., проф. каф. РЭТЭМ, д.т.н.

А.А. Максименко, Е.С. Ганская, М.В. Андреева ОПРЕДЕЛЕНИЕ КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ЗАПАСА СВЕТОДИОДНОГО ИЗЛУЧАЮЩЕГО ЭЛЕМЕНТА	282
Д.В. Кожокару, Е.С. Ганская, Е.С. Гайбович МЕТОДЫ ГЕРМЕТИЗАЦИИ СВЕТОДИОДОВ БЕЛОГО ЦВЕТА СВЕЧЕНИЯ	284

К.В. Короткова ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И ФОТОМЕТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ИСТОЧНИКОВ СВЕТА С ВЕРТИКАЛЬНОЙ И ПЛАНАРНОЙ КОНСТРУКЦИЕЙ КРИСТАЛЛА.....	287
А.Г. Саинский, А.И. Черепнев, К.Н. Афонин, К.В. Тепляков ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕПЛОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СВЕТОДИОДНОГО ИЗЛУЧАЮЩЕГО ЭЛЕМЕНТА	289
К.Н. Афонин, К.В. Тепляков МОДЕЛИРОВАНИЯ ТЕПЛОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СВЕТОДИОДНОЙ ЛАМПЫ В КОЛБЕ А60.....	292

СЕКЦИЯ 3

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И СИСТЕМЫ

ПОДСЕКЦИЯ 3.1 (начало)

ИНТЕГРИРОВАННЫЕ

ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

Председатель – Катаев М.Ю., проф. каф. АСУ, д.т.н., проф.;
зам. председателя – Суханов А.Я., доцент каф. АСУ, к.т.н.

К.Н. Афонин, К.В. Тепляков МОДЕЛИРОВАНИЯ ТЕПЛОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СВЕТОДИОДНОЙ ЛАМПЫ В КОЛБЕ А60.....	292
А.А. Климов, П.Е. Пугачев, А.А. Согомонянц, Е.С. Шандаров ДЕТСКАЯ ЭНЦИКЛОПЕДИЯ ДЛЯ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ РОБОТОТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ПОДДЕРЖКИ ОБУЧЕНИЯ.....	295
Е.С. Польшцев, А.А. Климов, А.Е. Кодоров, И.Ю. Проказина, Е.С. Шандаров СИСТЕМА ИНТЕГРАЦИИ СОЦИАЛЬНОГО РОБОТА И ИНТЕРАКТИВНОГО WEB-ПРИЛОЖЕНИЯ.....	299
И.Ю. Проказина, О.В. Тертишная, А.А. Павлова, И.Д. Шабалин, Е.С. Польшцев, Е.С. Шандаров РАЗРАБОТКА СЦЕНАРИЕВ «РОБОТ–РЕБЕНОК» ДЛЯ СОЦИАЛЬНОГО РОБОТА	301
И.Д. Шабалин, А.А. Согомонянц, Е.С. Шандаров РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ СОЦИАЛЬНОГО РОБОТА, ИНТЕГРИРОВАННОГО С ОБЛАЧНЫМ ХРАНИЛИЩЕМ	305

Научное издание

**Сборник избранных статей
научной сессии ТУСУР**

**По материалам
Международной научно-технической конференции
студентов, аспирантов и молодых ученых
«Научная сессия ТУСУР–2019»**

22–24 мая 2019 г., г. Томск

В двух частях

Часть 1

Корректор – **В.Г. Лихачева**
Верстка **В.М. Бочкаревой**

Издательство «В-Спектр».
Сдано на верстку 20.04.2019. Подписано к печати 15.05.2019.
Формат 60×84¹/₁₆. Печать трафаретная. Печ. л. 20
Тираж 100 экз. Заказ 9.

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. 49-09-91
E-mail: bvm@sibmail.com