



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

НАУЧНАЯ СЕССИЯ ТУСУР–2019



**МАТЕРИАЛЫ МЕЖДУНАРОДНОЙ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЙ КОНФЕРЕНЦИИ
СТУДЕНТОВ, АСПИРАНТОВ
И МОЛОДЫХ УЧЕНЫХ
22–24 мая 2019 г. (в четырех частях)**

Часть 1

г. Томск

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)»

НАУЧНАЯ СЕССИЯ ТУСУР–2019

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

22–24 мая 2019 г., г. Томск

В 4 частях

Часть 1

В-Спектр
2019

УДК 621.37/.39+681.518 (063)

ББК 32.84я431+32.988я431

Н 34

Н 34 Научная сессия ТУСУР–2019: материалы Международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 22–24 мая 2019 г.: в 4 частях. – Томск: В-Спектр, 2019. – Ч. 1. – 340 с.

ISBN 978-5-91191-413-4

ISBN 978-5-91191-414-1 (Ч. 1)

ISBN 978-5-91191-415-8 (Ч. 2)

ISBN 978-5-91191-416-5 (Ч. 3)

ISBN 978-5-91191-417-2 (Ч. 4)

Материалы Международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых посвящены различным аспектам разработки, исследования и практического применения радиотехнических, телевизионных и телекоммуникационных систем и устройств, сетей электро- и радиосвязи, вопросам проектирования и технологии радиоэлектронных средств, аудиовизуальной техники, бытовой радиоэлектронной аппаратуры, а также автоматизированных систем управления и проектирования. Рассматриваются проблемы электроники СВЧ- и акустооптоэлектроники, нанофотоники, физической, плазменной, квантовой, промышленной электроники, радиотехники, информационно-измерительных приборов и устройств, распределенных информационных технологий, вычислительного интеллекта, автоматизации технологических процессов, в частности, в системах управления и проектирования, информационной безопасности и защиты информации. Представлены статьи по 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 978-5-91191-413-4

ISBN 978-5-91191-414-1 (Ч. 1)

**Международная
научно-техническая конференция
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.филос.н., проф.; зам. председателя – Орлова Вера Вениаминовна, проф. каф. ФиС, директор НОЦ «СГТ», д.соц.н.

Подсекция 5.6. Актуальные проблемы социальной работы в современном обществе. Председатель секции – 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.филос.н.; зам. председателя – Шпит Елена Ирисметовна, ст. преподаватель каф. ИЯ; Соболевская Ольга Владимировна, ст. преподаватель каф. ИЯ, Таванова Эльвира Борисовна, ст. преподаватель каф. ИЯ.

Адрес оргкомитета:

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

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

E-mail: nstusur@main.tusur.ru

1-й том – 1-я секции (подсекции 1.1 – 1.8);

2-я секция (подсекции 2.1 – 2.5);

2-й том – 2-я секция (подсекции 2.6, 2.7).

3-я секция (подсекции 3.1 – 3.8);

3-й том – 4-я секция (подсекции 4.1 – 4.3);

5-я секция (подсекции 5.1 – 5.7)

4-й том – 6-я и 8-я секции.

СЕКЦИЯ 1

РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ

(подсекции 1.1 – 1.8, стр. 11–196)

СЕКЦИЯ 2

ЭЛЕКТРОНИКА И ПРИБОРОСТРОЕНИЕ

(подсекции 2.1–2.5, стр. 197–329)

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 621.371

ВЫБОР ЧАСТОТ ДЛЯ СВЯЗИ С КОСМИЧЕСКИМИ АППАРАТАМИ

*К.Н. Каримов, Ю.В. Липатов,
Р.К. Хайбуллин, студенты каф. РИИТ
Научный руководитель Р.М. Муратов*

*г. Казань, Казанский национальный исследовательский
технический университет им. А.Н. Туполева (КНИТУ-КАИ)*

Приведен расчет доплеровского смещения частоты при связи с кораблем, удаляющимся от Земли со второй космической скоростью. Выбрана оптимальная полоса частот для связи с космическими аппаратами, учитывая основные особенности распространения в космических линиях связи. Предложен метод устранения потерь, возникающих за счет поворота плоскости поляризации на частотах до 3 ГГц.

Ключевые слова: космический аппарат, оптимальная частота, космическая линия связи, рефракция, поляризация, потери.

При распространении сквозь атмосферу траектория луча изменяется за счет атмосферной рефракции. Кроме того, за счет движения космического аппарата КА относительно Земли имеет место доплеровский эффект и, не стоит забывать, что вследствие огромного расстояния между объектами (Земля – КА) существует запаздывание радиосигнала.

В случае когда связь ведется с геостационарным спутником, доплеровское смещение можно не учитывать. Их движение относительно

земной поверхности приблизительно равно нулю, и соответственно проходимое волнами расстояние от передатчика до приемника и обратно остается неизменным.

Определим доплеровское смещение частоты при связи с космическим кораблем, удаляющимся от Земли со второй космической скоростью. Несущая частота передатчика равна 2500 МГц.

$$\Delta f_{\partial} = f_0 \cdot \frac{v}{c} = -2500 \cdot \frac{11,2 \cdot 10^3}{3 \cdot 10^8} = -93,3 \text{ кГц.}$$

При связи с КА существует большая задержка сигнала. Она обусловлена расстоянием между пунктами и скоростью распространения радиоволны. Поскольку плотность межзвездного газа составляет 1 атом на см^3 , тогда как плотность атмосферы составляет $2,7 \cdot 10^{19}$ молекул/ см^3 [1], то скорость распространения радиоволны в космическом пространстве достигает своего максимального порога. Значит, определяющим фактором для задержки сигнала является расстояние между приемопередатчиком.

Оптимальные частоты для связи с КА – те частоты, которые легко проходят через атмосферу [1]. Со стороны низких частот это ограничено максимальными для коротковолновой связи частотами, которые способны пробить слои атмосферы. На частотах выше 10 ГГц электромагнитные волны начинают испытывать поглощение в тумане, дожде, осадках и т.д.

Кроме того, при прохождении волны через ионизированную область атмосферы продольная составляющая магнитного поля Земли вызывает поворот плоскости поляризации, за счет чего возникают потери мощности сигнала. Особенно сильно это наблюдается на частотах до 3 ГГц. Изменить поляризацию приемной антенны и тем самым попытаться уменьшить потери не удастся, поскольку плоскость поляризации в месте приема имеет случайную ориентировку.

Выводы:

При связи с КА задача сводится к определению траектории луча по заданному расстоянию r и углу.

Оптимальный диапазон частот для связи с космическими аппаратами находится в диапазоне от 4 до 10 ГГц. Это абсолютно радиопрозрачный диапазон с минимальными потерями: тут практически нет влияния на радиоволну различных осадков, тумана, снега и т.д.; также нет потерь за счет вращения поляризации волны.

Для устранения потерь на частотах до 3 ГГц, вызванных за счет вращения плоскости поляризации, нужно применять антенны с круговой поляризацией как на передающей, так и на приемной стороне. В

связи с этим значительно уменьшатся потери мощности сигнала в точке приема.

ЛИТЕРАТУРА

1. Долуханов М.П. Распространение радиоволн: учеб. для вузов. – М.: Связь, 1972. – 336 с.
2. Андрусевич Л.К., Ишук А.А., Лайко К.А. Антенны и распространение радиоволн: учеб. для вузов. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2006. – 396 с.

УДК 621.391 53.072.13

УСТРОЙСТВО ЦИФРОВОЙ КОРРЕКЦИИ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ

*Г.В. Новоселов, В.В. Буйневич, В.А. Кадырова,
К.В. Подобулкин, Я.П. Шумейко, студенты ОТЯЦ ИЯТШ НИ ТПУ
Научный руководитель Н.В. Ливенцова, доцент ОТЯЦ ИЯТШ
г. Томск, НИ ТПУ, liventsovanina@tpu.ru*

В основе устройства цифровой коррекции импульсных помех использован алгоритм медианной фильтрации, который в совокупности с Arduino Uno и Bluetooth-модулем позволяет отслеживать качество фильтрации, а также оперативно изменять параметры ширины окна фильтрации посредством Bluetooth соединения с телефоном, что находит свое применение в фильтрации сигнала в условиях повышенной его зашумлённости импульсными помехами.

Ключевые слова: физическая модель, схема электрическая принципиальная, импульсная помеха, медианный фильтр, генератор сигнала, алгоритм.

В настоящее время существует проблема наложения разного рода помех на полезный сигнал при его передаче, что снижает точность передаваемой в аналоговой форме информации. Импульсные помехи являются распространенными и стандартными для большинства технических средств воздействиями.

Ввиду данного факта объектом нашего исследования является способ устранения импульсных помех при помощи автономного портативного устройства.

Цель работы: разработать устройство цифровой коррекции импульсных помех (УСЦКИП).

Принцип действия: генератор сигнала и помех, реализованный на базе платы Arduino Uno, создает полезный сигнал в цифровом виде с возникшими импульсными помехами малого времени и большой периодичностью, после чего сигнал поступает в цифроаналоговый преобразователь и переводится в аналоговую форму. Данное преобразование необходимо ввиду того, что наш фильтр предназначен для работы с данным видом сигнала.

Далее сигнал поступает в аналогово-цифровой преобразователь фильтра, реализованного на базе платы Arduino Uno, и из аналоговой формы переводится в цифровую форму. Затем оцифрованный сигнал поступает в фильтр, где средствами программного обеспечения происходит фильтрация сигнала от помех с помощью алгоритма медианной фильтрации в режиме реального времени, с динамическим параметром пользователя, таким как ширина окна фильтрации. Размер окна фильтрации индивидуален для каждого сигнала и зависит от его формы, периодичности помех, их амплитуды и степени зашумленности, поэтому для более качественной фильтрации предусмотрена возможность настройки ширины окна.

Затем, проводится оценка фильтрации, при которой полученный сигнал сравнивается с эталонным. При неудовлетворительном уровне фильтрации загорается светодиод. В результате сигнал подается в цифроаналоговый преобразователь, где переводится в аналоговую форму для дальнейшей передачи к месту его использования.

В ходе работы над проектом был изготовлен генератор сигнала синусоидального вида, а также изготовлен генератор наложения импульсных помех, который работает в паре с генератором сигнала, что было реализовано на Arduino Uno. Также было изготовлено устройство коррекции импульсных помех и оценки качества фильтрации на Arduino Uno, а также цифроаналоговый преобразователь, изготовленный по принципу делителя напряжения ввиду его отсутствия на Arduino Uno.

Обеспечена возможность подключения к генератору импульсных помех и к УСЦКИП посредством Bluetooth-соединения телефона с Bluetooth модулями BLK-MD-BC04-A [1], установленными на платах Arduino Uno. С помощью Bluetooth-соединения можно изменять степень зашумленности сигнала от 0 до 100%, а также параметры ширины окна фильтрации медианного фильтра и выводить значение качества отфильтрованного сигнала в процентах на экран телефона.

На рынке существуют аналоги данного фильтра от компании TE-Connectivity [2]. Главное отличие нашего фильтра от аналогов заключается в том, что он нацелен на фильтрацию больших импульсных помех, в то время как аналоги фильтруют комплексные помехи. Также отличительной особенностью является ручная настройка ширины окна фильтрации, необходимая для учебных и исследовательских работ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Bolutek blk-md-bc04-b bluetooth module at commands [Электронный ресурс]. – Режим доступа http://diwo.bq.com/wp-content/uploads/2014/11/BLK-MD-BC04-B_AT-COMMANDS.pdf, свободный. – Загл. с экрана.

2. Промышленные фильтры для одно- и трехфазных сетей от компании TE-Connectivity [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.compel.ru/lib/ne/2013/9/6-ubiraem-pomehi-promyishlennyye-filtryi-dlya-odno-i-trehfaznyih-setey>, свободный. – Загл. с экрана.

УДК 621.37

МНОГОКАНАЛЬНЫЙ ЦИФРОВОЙ ПРИЁМНИК ДЛЯ РАДИОИНТЕРФЕРОМЕТРА

П.Н. Кислицин, магистрант каф. ТОР

*Научный руководитель Е.В. Дмитриченко, к.т.н.,
инженер АО «НПФ «Микран»*

г. Томск, АО «НПФ «Микран», kislitsin Pavel@yandex.ru

Рассмотрены особенности построения многоканального цифрового приёмника для решения задач радиоастрономии.

Ключевые слова: радиointерферометр, солнечная активность, цифровой приёмник, преобразователь частоты, гетеродин, АЦП, МШУ, дециматор, цифровой фильтр.

Радиоастрономия изучает космические объекты методом приёма их электромагнитного излучения в диапазоне радиоволн. Полученные результаты используются в различных разделах астрономии. Таким образом, были открыты новые классы объектов: пульсары, квазары и радиогалактики. Важным направлением является исследование солнечной активности, т.к. она оказывает влияние на нашу планету и её биосферу. Также отрицательное воздействие может влиять на функционирование систем связи, навигации и других технических устройств, принцип работы которых основан на использовании электромагнитной энергии.

Радиointерферометр – инструмент для приёма радиоизлучения небесных объектов, состоящий из антенного устройства и цифрового приёмника. Радиointерферометры строятся на основе многоантенной системы, такой подход позволяет увеличить разрешающую способность без увеличения апертуры антенны [1]. Основными трудностями, возникающими при построении таких систем, являются:

- точность установки и контроля положения антенн;
- фазостабильная связь между антеннами и пунктом управления.

Классическая схема цифрового приёмника с квадратурным преобразователем частоты (в зарубежной литературе широко распространён термин DDC – от англ. Down Digital Converter) показана на рис. 1. Входной фильтр, ограничивающий спектр сигнала для соблюдения условия Котельникова, не показан. Применение квадратурного преоб-

разователя позволяет устранить зеркальный канал при условии идентичности квадратурных каналов [2]. Цифровая реализация такого приёмника по отношению к реализации на основе элементов, работающих с аналоговыми сигналами, позволяет устранить следующие недостатки:

- неидентичность амплитуд и отличие разности фаз синуса и косинуса у генератора;
- неидентичность аналоговых множителей;
- неидентичность АЧХ и ФЧХ аналоговых фильтров в цепях синфазного и квадратурного каналов.

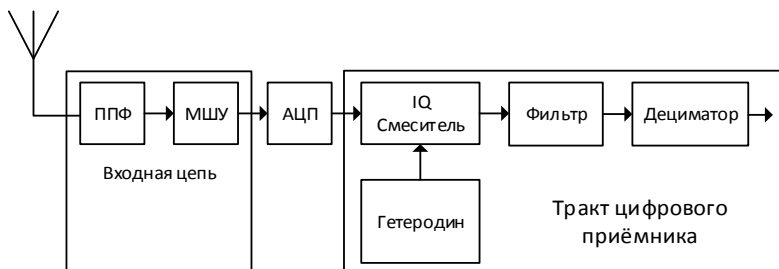


Рис. 1. Типовая структурная схема цифрового приёмника

В свою очередь, быстрый темп развития цифровой электроники дает возможность реализовать концепцию построения радиооборудования на базе программируемых логических интегральных схем (ПЛИС). Данная концепция позволяет строить цифровые приёмники, функциональные возможности и гибкость характеристик которых определяются применяемым программным обеспечением. Развитие цифровой электроники также послужило толчком к развитию алгоритмов цифровой обработки сигналов.

При приёме сигналов от множества антенн, расположенных на расстоянии друг от друга, волновой фронт сигнала достигает различных антенн в разные моменты времени, что, в свою очередь, вызывает ряд проблем при дальнейшей корреляционной обработке принятых сигналов. Одним из способов решения данной задачи является применение управляемых линий задержек. Недостатком такого решения является зависимость величины задержки от температуры.

Для устранения этого недостатка предлагается решение, которое основывается на методах цифровой обработки сигналов, таких как интерполяция цифрового сигнала с последующим понижением частоты дискретизации. На рис. 2 показан один канал приёмника. В качестве фильтра грубой задержки используется сдвиговый регистр с пере-

менной длины, в дополнение к нему применен фильтр плавной задержки с конечной импульсной характеристикой (КИХ) с набором требуемых импульсных характеристик. В остальной части приёмник содержит все узлы, характерные для типовой реализации цифрового приёмника.

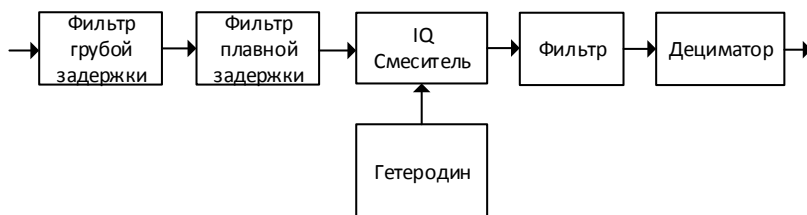


Рис. 2. Структурная схема тракта цифрового приёмника

Таким образом, при реализации многоканального приёмника в цифровом виде предложен вариант компенсации задержки принятых сигналов, учитывающий особенности, характерные для процесса построения радиointерферометров. При практической реализации на ПЛИС структурной схемы, представленной на рис. 2, необходимо учитывать количество блоков умножения для реализации КИХ фильтра, т.к. суммарное число умножителей определяется порядком фильтра и числом каналов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Есепкина Н.А., Корольков Д.В., Парийский Ю.Н. Радиотелескопы и радиометры. – М., 1973.
2. Плаксиенко В.С., Плаксиенко Н.Е., Плаксиенко С.В. Устройства приёма и обработки сигналов: учеб. пособие для вузов. – М.: Учебная литература, 2004. – 376 с.

УДК 621.375.1

ОБЗОР ОСНОВНЫХ СХЕМ ЛОГАРИФМИЧЕСКИХ УСИЛИТЕЛЕЙ

*Т.А. Калиев, Н.Б. Момбай, А.О. Кадырбаева, магистранты
Научный руководитель Н.Д. Хатъков, доцент каф. РСС, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. РСС, temirlan-kaliev@mail.ru*

Описываются виды основных микросхем логарифмических усилителей.

Ключевые слова: микросхемы, логарифмические усилители, демодулирующий логарифмический усилитель, динамический диапазон, полоса пропускания.

Термин «логарифмический усилитель» (обычно сокращенно «log amp») является чем-то вроде некорректным, и логарифмический преобразователь будет лучшим описанием. Преобразование сигнала к его эквивалентному логарифмическому значению включает в себя нелинейную операцию, последствия может сбивать с толку, если не до конца понятно. Важно знать, что понятия линейных цепей не имеют отношения к логарифмам.

Микросхемы логарифмических усилителей используется для сжатия сигнала широкого динамического диапазона, для умножения и для генерации функций. Выходное напряжение таких микросхем меняется от уровня входного по логарифмическому закону. Логарифмические усилители используются в измерительной технике. В наше время популярны микросхемы логарифмических усилителей от фирмы Analog Devices.

Микросхема AD8307 – это полный 500 МГц монолитный демодулирующий усилитель на основе прогрессивного метода сжатия (последовательное обнаружение), динамический диапазон от 92 до ± 3 дБ и 88 при точности ± 1 дБ на всех частотах до 100 МГц.

AD8307 чрезвычайно стабилен и прост в использовании, не требует значительных внешних компонентов и содержит шесть ступеней основного усилителя / ограничителя, каждый из которых имеет коэффициент усиления 14,3 дБ и ширину полосы нижнего сигнала 900 МГц. Функциональная блок-схема приведена на рис. 1.

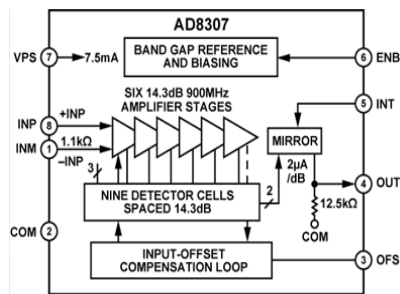


Рис. 1. Блок-схема AD8307

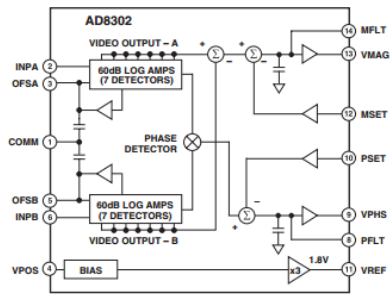


Рис. 2. Блок-схема AD8302

Микросхема AD8302 – это полностью интегрированная система для измерения усиления / потери и фазы в многочисленных приложениях приема, передачи и измерительных приборов. Для него требуется несколько внешних компонентов и один источник питания 2,7–5,5 В.

Входные сигналы переменного тока могут иметь диапазон от -60 до 0 дБм в системе на 50 Ом, от низких частот до $2,7$ ГГц. Обе

подсистемы имеют выходную полосу пропускания 30 МГц, которая может быть дополнительно уменьшена путем добавления внешних фильтрующих конденсаторов. Функциональная блок-схема приведена на рис. 2.

Микросхема AD8309 – это логарифмический усилитель с детектором 500 МГц, основанный на последовательных методах обнаружения для индикации силы принятого сигнала (RSSI) и обнаружения фазы в базовых станциях сотовой связи, радарх и других применениях радиопередатчиков. Динамический диапазон микросхемы 100 дБ с точностью $\pm 0,4$ дБ в диапазоне средних частот 80 дБ и в рабочих частотах до 500 МГц. Логарифмический выходной сигнал пропорционален логарифму входного сигнала и обеспечивает сигнал постоянного тока от 0,4 до 2,5 в диапазоне входных сигналов 100 дБ. Устройство также предлагает выход ограничителя, который усиливает входной сигнал на 100 дБ и обеспечивает стабильный ограниченный выход с максимальным отклонением фазы ± 100 пс. Этот выход ограничителя полезен для демодуляции сигналов FSK и PSK.

AD8309 работает от одного источника постоянного тока напряжением от 2,7 до 5,5 В и обычно потребляет 20 мА и доступен в 16-выводном пластиковом корпусе TSSOP.

Функциональная блок-схема приведена на рис. 3.

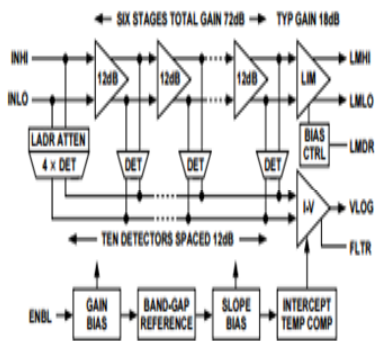


Рис. 3. Блок-схема AD8309

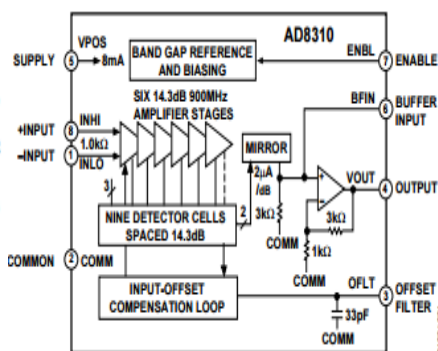


Рис. 4. Блок-схема AD8310

Микросхема AD8310. Многофункциональный логарифмический усилитель, диапазон рабочих частот от 0 до 440 МГц, способный подавать до 25 мА в заземленную нагрузку в до 15 нс. Компонент основан на использовании прогрессивной компрессии (последовательного детектирования) и может обеспечивать динамический диапазон до 95 дБ с отклонением от логарифмического закона в пределах ± 3 или 90

дБ с погрешностью в пределах ± 1 дБ на частотах до 100 МГц. Функциональная блок-схема приведена на рис. 4.

ЛИТЕРАТУРА

1. Логарифмические усилители [Электронный ресурс]. – www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad8307.pdf
2. Детектор усиления и фазы [Электронный ресурс]. – www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad8302.pdf
3. Демодулирующий логарифмический усилитель [Электронный ресурс]. – www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad8309.pdf
4. Логарифмические усилители [Электронный ресурс]. – www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad8310.pdf

УДК 621.375.026

СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ВИДЕОУСИЛИТЕЛЕЙ ДЛЯ РЕЧНОГО РАДИОЛОКАТОРА

А.А. Михайлов, К.А. Басаргин, Д.Д. Приходченко, студенты

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

г. Томск, ТУСУР, каф. РТС, rrb86@inbox.ru

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

Приведены структурные схемы видеоусилителя, состоящего из предварительного каскада, звена фильтров и дифференциального усилителя для оценки коэффициента шума каждого варианта и выбора наилучшего с точки зрения наименьшего коэффициента шума и наибольшего коэффициента усиления.

Ключевые слова: усилитель, квадратуры, коэффициент шума, источник питания, ФВЧ, граничная частота, коэффициент усиления, сопротивление нагрузки, сопротивление генератора, дифференциальный усилитель.

Известно, что в состав передающего и приёмного трактов радиолокатора входят усилители радиосигналов. В частности, в приёмный тракт входят маломощные усилители, а также усилители низкочастотные – видеоусилители. Видеоусилитель обеспечивает необходимый уровень сигнала на входе, например, аналого-цифрового преобразователя или индикатора для нормальной работы указанных устройств.

Варианты структурного и схемотехнического построения усилителя определяются предъявляемыми техническими требованиями и элементной базой. В данной работе рассмотрим требования к видеоусилителю, изложенные в таблице.

В состав видеосушителя должен входить фильтр верхних частот (ФВЧ), подключаемый по сигналу управления от внешнего устройства. Переключение фильтров осуществляется коммутатором.

Параметры видеосушителя

Наименование параметра	Значение
Коэффициент усиления K_u	20 дБ
Коэффициент шума	< 3 дБ
Сопротивление нагрузки	50 Ом
Сопротивление источника питания	50 Ом
Напряжение питания	± 5 В
Полоса пропускания	3 МГц
Вход несимметричный	–
Выход симметричный	–

Проектирование усилителей следует начинать с разработки его структурной схемы. Согласно ГОСТ 2.702, на структурной схеме приводят только основные части устройства, которые являются принципиально необходимыми при его работе, а также взаимосвязи между этими частями. Нами предложены структурные схемы видеосушителей (рис. 1).

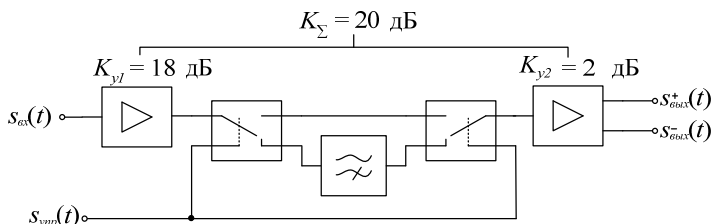


Рис. 1. Структурная схема № 1 видеосушителя

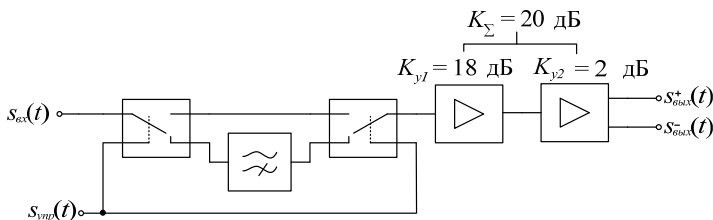


Рис. 2. Структурная схема № 2 видеосушителя

Характерной особенностью построения представленных структурных схем видеосушителей заключается в том, что каждая из схем содержит два каскада усиления и звено фильтрации (коммутаторы и фильтр). Первый каскад – предварительный, второй каскад – диффе-

ренциальный с несимметричным входом и симметричным выходом. Различие этих схем состоит в расположении звена фильтрации: между каскадами усиления (см. рис. 1), перед каскадами усиления (рис. 2) и после каскадов усиления (рис. 3).

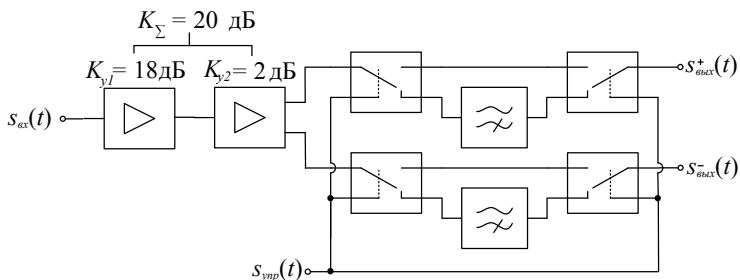


Рис. 3. Структурная схема № 3 видеоусилителя

Возможны ещё две схемы построения видеоусилителя (рис. 4, 5).

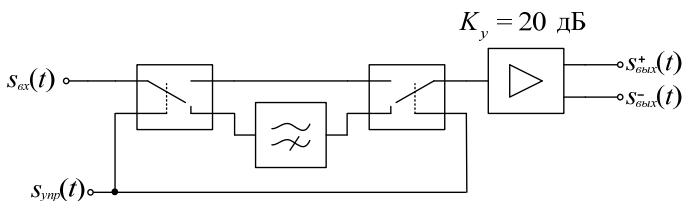


Рис. 4. Структурная схема № 4 видеоусилителя

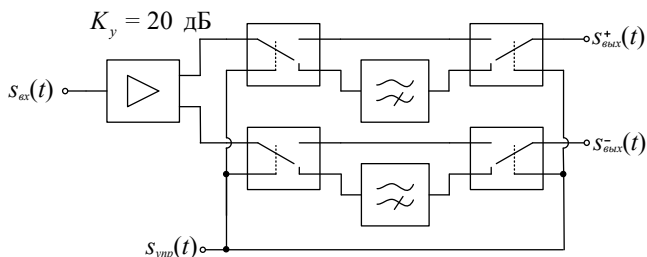


Рис. 5. Структурная схема № 5 видеоусилителя

В рамках работы следует выбрать транзистор и разработать электрическую принципиальную схему для каждого варианта и определить для них коэффициент усиления, амплитудно-частотную характеристику, коэффициент шума, выходную мощность.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шарыгина Л.И. Лекции по аналоговым электронным устройствам: учеб. пособие [Электронный ресурс]. – Томск: ТУСУР, 2017. – 149 с. – Режим доступа: <https://edu.tusur.ru/publications/6933>

УДК 621.391.8

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ЭФФЕКТА ДОПЛера НА ВЕРОЯТНОСТЬ БИТОВОЙ ОШИБКИ В СИСТЕМЕ СВЯЗИ GMR-1

А.С. Сивцева, студентка каф. РТС

Научный руководитель А.С. Аникин, доцент каф. РТС, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, sivceva_1996@mail.ru

Исследована вероятность появления битовой ошибки за счет эффекта Доплера в системе связи GMR-1.

Ключевые слова: битовая ошибка, GMR-1, эффект Доплера, отношение сигнал/шум.

При передаче сигнала, когда приемник движется относительно передатчика, частота принятого колебания будет изменяться, что приводит к искажению принятого сигнала. Влияние эффекта Доплера на вероятность ошибки в системах связи ранее уже было рассмотрено в [1, 2]. В данной статье был исследовано влияние доплеровского смещения частоты на вероятность битовой ошибки применительно к спутниковому стандарту GMR-1.

Спутниковый стандарт GMR (GEO (Geostationary Earth Orbit) Mobile Radio interface) используется для спутниковой системы связи с использованием геостационарных спутников. Стандарт разработан с возможностью переключения абонентского терминала (АТ) между спутниковыми сетями GMR и наземными сетями GSM.

Логические каналы радиointерфейса абонентской радиостанции разделяются на каналы передачи данных и каналы управления. Пакеты канала управления представляют собой последовательность $\pi/2$ -BPSK или $\pi/4$ -CQPSK модулированных сигналов, а пакеты канала передачи информации пользователя представляют собой последовательность $\pi/2$ -BPSK, $\pi/4$ -CQPSK, 16 APSK, 32 APSK модулированных сигналов в зависимости от скорости передачи данных канала.

Различные каналы передачи пакетных данных определяются числами (m , n), где m указывает пропускную способность физического канала, которому сопоставлен PDTCH, и n определяет количество временных интервалов (таймслотов), выделенных этому физическому каналу.

Пакет канала передачи данных PNB(5,3) имеет 585 символов и 1170 полусимволов, которые передаются в трех тайм-слотах. На весь пакет используют $\pi/4$ -CQPSK модуляцию. Модуляция $\pi/4$ -CQPSK представляет собой обычную QPSK с дополнительным вращением фазы на $\pi/4$ на каждый символ [3].

В системе Matlab была написана программа, которая формирует пакет PNB(5,3) из стандарта GMR-1 с модуляцией $\pi/4$ -CQPSK. Сформированный сигнал ослабляется за счет расстояния между космическим аппаратом и абонентом, и с учетом влияния аддитивного белого гауссовского шума осуществляются прием сигнала и его демодуляция. Рассчитали вероятность битовой ошибки BER (отношение количества принятых ошибочных битов к общему количеству переданных битов) при разных значениях отношения мощности сигнала к шуму (SNR), результаты представлены на рис. 1. По горизонтальной оси представлено отношение $\frac{\Delta f}{f_0}$, где Δf – доплеровское смещение частоты, а f_0 – несущая частота.

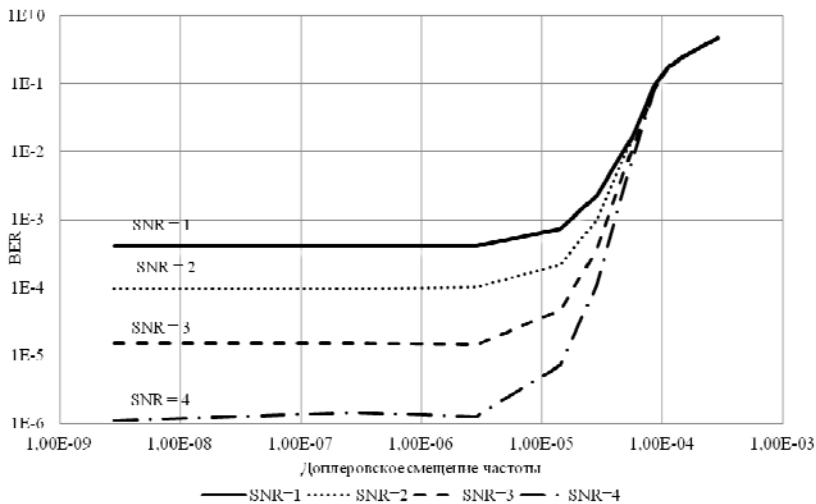


Рис. 1. Зависимость значения BER от доплеровского смещения частоты

Анализируя зависимости, представленные на рис. 1, заметно, что при малом значении доплеровского смещения вероятность битовой ошибки почти не меняется, а при увеличении доплеровского смещения вероятность битовой ошибки резко увеличивается, что сильно влияет на прием сигнала.

Таким образом, прием сигнала сильно ухудшается за счет эффекта Доплера. В качестве оцениваемого сигнала был выбран сигнал, полученный из пакета PNB(5,3) стандарта GMR-1 с модуляцией $\pi/4$ -CQPSK. На рис. 1 представлены зависимости вероятности битовой ошибки от доплеровского смещения частоты при разных значениях отношения мощности сигнала к шуму. При увеличении доплеровского смещения вероятность битовой ошибки резко увеличивается, что сильно влияет на прием сигнала. Также при увеличении мощности сигнала можно уменьшить вероятность битовой ошибки, но только до определенного значения. Поэтому учет влияния эффекта Доплера при приеме сигнала необходим для повышения качества принимаемого сигнала.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гоголева С.А., Демидов А.Я., Каратаева Н.А. и др. Оценка влияния частотной расстройки на вероятность битовой ошибки в OFDMA-системах связи // Доклады ТУСУР. – 2011. – № 2. – С. 45–48.
2. Вершинин А.С., Коротков Д.А., Ворошилин Е.П. Модель физического уровня системы широкополосного беспроводного доступа с пространственно-временным кодированием // Доклады ТУСУР. – 2011. – № 2. – С. 78–84.
3. ETSI TS 101 376-1-1 GEO-Mobile Radio Interface Specifications.General specifications [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/101300_101399/1013760101/01.01.01_60/ts_1013760101v010101p.pdf (дата обращения: 08.03.2019).
4. РД 45.368–2003. Абонентские радиостанции системы подвижной спутниковой связи «ТУРАЙЯ». Общие технические требования.

УДК 621.391.8

ИССЛЕДОВАНИЕ БИТОВОЙ ВЕРОЯТНОСТИ ОШИБКИ ПРИ ПРИЁМЕ СИГНАЛОВ С МОДУЛЯЦИЕЙ BPSK И QPSK ПРИ НАЛИЧИИ ГАУССОВСКОГО ШУМА

К.Д. Зайков, Д.Д. Фомин, А.Е. Гусева, студенты каф. РТС

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

г. Томск, ТУСУР, rrb86@inbox.ru

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

Данная работа отличается от ранее проделанных тем, что к передаваемой информации добавляется известная последовательность, с помощью которой можно определить приход сообщения и обеспечить когерентность генераторов передатчика и приёмника.

Ключевые слова: битовая вероятность ошибки, BPSK, QPSK, квадратуры.

Цель доклада – представить результаты исследования битовой вероятности ошибки (БВО) для сигналов BPSK (англ. Binary Phase-Shift Keying) и QPSK (англ. Quadrature Phase Shift Keying) при их приёме в условиях аддитивного гауссовского шума. Эти виды модуляции широко распространены в системах радиосвязи.

Ошибки при демодуляции могут быть вызваны искажением сигналов из-за влияния шума в приёмных каналах, рассинхронизацией частот генераторов приёмника и передатчика, влиянием трассы распространения радиоволн. В данной работе рассматриваются искажения принятых сигналов из-за влияния тепловых шумов приёмного тракта, которые считаются аддитивными, гауссовскими и некоррелированными. При этом считается, что несущая частота принятого сигнала в точности совпадает с несущей частотой излучённого сигнала.

Исследование битовой вероятности ошибки будем проводить в среде Matlab.

Двоичная фазовая манипуляция (BPSK) заключается в смещении фазы несущего колебания на одно из двух значений, нуль или π (180°), в зависимости от передаваемых битов. При QPSK используется созвездие из четырёх точек, размещённых на равных расстояниях на окружности. Используя 4 фазы, в QPSK на символ приходится два бита, как показано на рис. 1.



Рис. 1. Векторная диаграмма BPSK и QPSK сигнала

Модель излучённого сигнала с модуляцией BPSK и QPSK запишем следующим образом [1]:

$$U(t) = I(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - Q(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (1)$$

где $I(t)$ – косинусная квадратура; $Q(t)$ – синусная квадратура; ω_0 – частота несущего колебания; φ_0 – случайная начальная фаза несущего колебания, распределённая равномерно в интервале $[0, 2\pi]$.

При модуляции BPSK [1]:

$$I(t) = \cos(\pi \cdot b(t)) = \pm 1, \quad Q(t) = \sin(\pi \cdot b(t)) = 0,$$

где $b(t)$ – передаваемая последовательность импульсов (бит).

Исходный цифровой поток разбивается на чётные и нечётные биты, в синфазном канале кодируются чётные биты, в квадратурном – нечётные. Два последовательно идущих бита информации кодируются одновременно синфазным $I(t)$ и квадратурным $Q(t)$ компонентами.

Демодуляция указанных сигналов заключается в выделении квадратур путём перемножения сигнала на ортогональные гармонические сигналы с частотой несущего колебания. После выделения квадратурных составляющих – определение битовой последовательности.

Модель принятого сигнала с модуляцией BPSK и QPSK запишем следующим образом:

$$U(t) = I(t) \cdot A \cdot \cos(\omega_0 t + \theta) - Q(t) \cdot A \cdot \sin(\omega_0 t + \theta) + \eta(t), \quad (2)$$

где A – константа, характеризующая ослабление сигнала; θ – случайная начальная фаза принятого сигнала, распределённая по равномерному закону в интервале $[0, 2\pi]$; $\eta(t)$ – гауссовский шум, ограниченный в полосе сигнала.

Особенность данной работы в том, что рассматривается демодуляция сигнала в пакете, состоящем из преамбулы (уникальной последовательности) и последовательности информационных бит (рис. 2). Преамбула представляет собой 11-битовую последовательность Баркера.

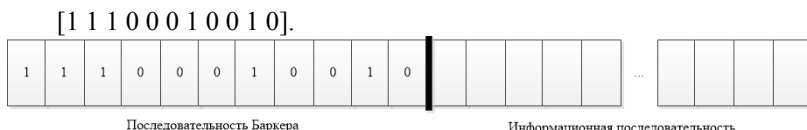


Рис. 2. Пакет при демодуляции сигнала

Другая особенность заключается в том, что начальная фаза сигнала передатчика и приёмника – является случайной от пакета к пакету, что отражено в моделях излучённого (1) и принятого (2) сигналов.

Преамбула предназначена для обнаружения начала сообщения с целью выделения сигнала с информационной последовательностью и последующей её демодуляцией. Обнаружение начала сообщения выполняется корреляционным методом. Ошибки демодуляции в этом случае могут быть вызваны не только искажением сигнала с информационной последовательностью, но и искажением сигнала преамбулы. Это проявляется в неточности определения временного положения начала импульсной последовательности, относительно которой формируются сигнал гетеродина в приёмнике для получения квадратур принятого сигнала перед демодуляцией. С другой стороны, демодуля-

ции предшествует подстройка сигнала гетеродина по фазе с сигналом преамбулы, выполняемой над оцифрованным сигналом. Неточность этой подстройки также влияет на битовую вероятность ошибки.

Рассмотрим результаты исследования битовой вероятности ошибки при различных отношениях энергии сигнала в одном символе к спектральной плотности шума, выполненной методом моделирования. При моделировании имитировались последовательности из 32 информационных бит, которые повторялись 10000 раз. Зависимость битовой вероятности ошибки от отношения энергии сигнала символа к спектральной плотности шума приведена на рис. 3. На этом же рисунке показана теоретическая кривая черным цветом и выделена штрих-пунктиром.

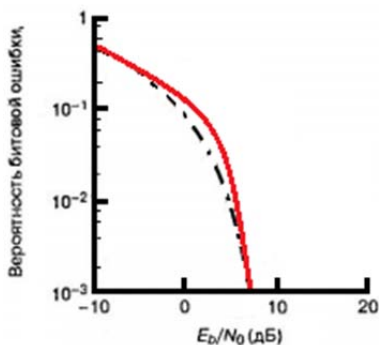


Рис. 3. Битовая вероятность ошибки в зависимости от отношения энергии сигнала символа к спектральной плотности шума

Стоит отметить, что битовая вероятность ошибки BPSK и QPSK сигналов равны, объяснить это можно тем, что QPSK можно описать как две ортогональные модуляции BPSK.

Из рис. 3 видим, что битовая вероятность ошибки при отношении энергии бита к спектральной плотности шума более 7 дБ удовлетворительно согласуется с теоретическими значениями. Также видим, что график условно можно разделить на две части (когда отношение энергии сигнала символа к спектральной плотности шума равно 5 дБ).

Первая, когда малейшее увеличение мощности передачи ведёт к значительному уменьшению битовой вероятности ошибки.

Вторая, когда сигнал почти полностью поглощается шумом, и увеличение мощности передатчика не приводит к существенному результату.

ЛИТЕРАТУРА

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – 2-е изд.: пер. с англ. – М.: Вильямс, 2003. – 1104 с.

ПОДСЕКЦИЯ 1.2

ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ЭКСПЛУАТАЦИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

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

УДК 004.312.26

ПОСТРОЕНИЕ УСТРОЙСТВ КОМБИНАЦИОННОЙ ЛОГИКИ НА ПЛИС

Р.М. Абдиев, К.Д. Воеводин, М.В. Еленец, С.Б. Шаркова, студенты
Научный руководитель О.В. Пехов, ст. преп. каф. КИБЭВС
г. Томск, ТУСУР, каф КИБЭВС
Проект ГПО «КИБЭВС-1708»

Все большее применение при разработке цифровых устройств находят программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС). Они позволяют облегчить и удешевить разработку и отладку схем. Ключевое значение для схемотехники имеют устройства комбинационной логики. Возможности ПЛИС позволяют строить наиболее распространенные комбинационные ИМС: дешифраторы, сумматоры, мультиплексоры и т.п. Эти ИМС могут быть использованы для построения более сложных схем.

Ключевые слова: ПЛИС, проектирование, комбинационная логика, язык Verilog, симуляция.

Целью данной работы является проектирование устройства комбинационной логики: преобразователя кода для семисегментного индикатора в системе автоматизированного проектирования Xilinx ISE Design Suite на языке Verilog.

Данное устройство принимает на вход двоичное четырехразрядное число и зажигает на индикаторе сегменты таким образом, чтобы получилось изображение этого числа. В случае поступления на вход числа больше 9 высвечивается «прочерк» (центральный нижний сегмент).

Для работы этого устройства необходимо написать основной модуль на языке Verilog (Verilog Module). Ниже приведен код основного модуля.

Листинг 1. Код основного модуля программы [1].

```

module code_converter(
//объявляем входы и выходы модуля
input[3:0] input_number,
output reg [6:0] output_signal);
reg [9:0] buffer; //буферная память

always @ (input_number)
begin
//преобразуем двоичное четырех-разрядное число в
//унитарный двоичный код с 1 в разряде, номер
//которого равен входному числу в десятичной
//системе
case (input_number)
4'b0000: buffer = 10'b0000000001;
4'b0001: buffer = 10'b0000000010;
4'b0010: buffer = 10'b0000000100;
4'b0011: buffer = 10'b0000001000;
4'b0100: buffer = 10'b0000010000;
4'b0101: buffer = 10'b0000100000;
4'b0110: buffer = 10'b0001000000;
4'b0111: buffer = 10'b0010000000;
4'b1000: buffer = 10'b0100000000;
4'b1001: buffer = 10'b1000000000;
default: buffer = 10'bX;
endcase

//унитарный код из буфера преобразуется в
//семиразрядное двоичное число, номера разрядов с
//единицами соответствуют номерам сегментов, которые
//должны включиться
case (buffer)
10'b0000000001: output_signal = 7'b0111111;
10'b0000000010: output_signal = 7'b0000110;
10'b0000000100: output_signal = 7'b1011011;
10'b0000001000: output_signal = 7'b1001111;
10'b0000010000: output_signal = 7'b1100110;
10'b0000100000: output_signal = 7'b1101101;
10'b0001000000: output_signal = 7'b1111101;
10'b0010000000: output_signal = 7'b0000111;
10'b0100000000: output_signal = 7'b1111111;
10'b1000000000: output_signal = 7'b1101111;
default : output_signal = 7'b0001000;
endcase
end

endmodule

```

Этот код выполняет следующие действия: сначала поступившее на вход число преобразуется в десятиразрядное число с одной единицей, которая стоит в разряде, номер которого равен этому числу. Затем это 10-разрядное число преобразуется в 7-разрядное число. На индикаторе загорятся сегменты, номера которых соответствуют номерам разрядов, в которых стоит 1.

Для проверки работы спроектированного модуля необходимо провести его симуляцию. Симуляция проводится в интегрированном средстве Isim [2]. Это средство работает на основе специального модуля (Verilog test fixture), в котором прописываются тестовые воздействия на систему. Ниже приведен код тестового модуля.

Листинг 2. Код тестового модуля.

```

module Test();
//моделируем тактовый сигнал
reg clk;
initial clk = 0; //начальное значение 0
always
#5 clk=~clk; //каждые 5мс значение инвертируется
//моделируем счетчик, значение которого подается на
//вход модуля
reg [3:0] cnt;
initial cnt = 0; //начальное значение 0
always @(posedge clk) //по положительному фронту
//тактового сигнала
cnt = cnt + 1; //значение счетчика увеличивается на 1

//объявляем провода, подключенные к выходу модуля
wire seg0, seg1, seg2, seg3, seg4, seg5, seg6;
code_converter uut(
.input_number(cnt), //соединяем счетчик со входом
//модуля
.output_signal( {seg6, seg5, seg4, seg3, seg2, seg1,
seg0} ) //соединяем провода с выходом модуля
);

initial
begin
//добавляем waveform-файл
$dumpfile("out.vcd");
$dumpvars(0, Test);
#155 $finish; //останавливаем тест через 155мс
end

endmodule

```


Isim на основе тестового кода строит временную диаграмму зависимости выходных сигналов (seg0 – seg6) от входного (cnt). Полученная диаграмма представлена на рис. 1.

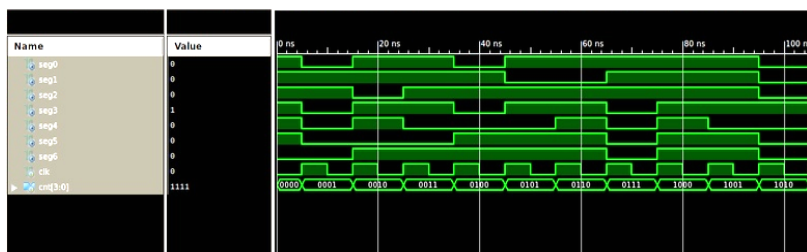


Рис. 1. Временные диаграммы работы устройства

Данная диаграмма позволяет понять, что устройство работает верно.

Таким образом, нами был разработан преобразователь кода для семисегментного индикатора. В дальнейшем он может быть использован в других, более сложных схемах.

ЛИТЕРАТУРА

1. Акчурин А.Д., Юсупов К.М. Программирование на языке Verilog [Электронный ресурс]. – Казань, 2016. – Режим доступа: https://kpfu.ru/portal/docs/F2032376552/Verilog_Examples_D.pdf
2. Launching ISE Simulator (ISim) From ISE [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.xilinx.com/support/documentation/sw_manuals/xilinx10/isehelp/ism_p_running_simulation_ise.htm

УДК 621.396.96

ОСОБЕННОСТИ АНАЛИЗА ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ОТРАЖАЕМОСТИ ПРИ ЗОНДИРОВАНИИ НЕОДНОРОДНОЙ СРЕДЫ, ЗАПОЛНЕННОЙ ГИДРОМЕТЕОРАМИ

Э.А. Аджуханов, студент каф. КИПР

Руководитель проекта Е.В. Масалов, д.т.н., проф.

г. Томск, ТУСУР, РКФ, каф. КИПР, essentuki111@gmail.com

Анализируются изменения радиолокационного сигнала, возникающие в процессе его распространения в среде, заполненной гидрометеорами. Под средней распространения понимается воздушное пространство, заполненное частицами осадков: каплями дождя, частицами града, снежинками. Приводятся результаты расчетов этих величин в точке приема радиолокационного сиг-

нала для осадков в виде дождя различной интенсивности. Приводится сравнение двух методов расчетов дифференциальной радиолокационной отражаемости. Полученные результаты анализируются.

Ключевые слова: поляризация, дифференциальный фазовый сдвиг, дифференциальное ослабление, дифференциальная радиолокационная отражаемость.

В процессе распространения радиолокационного сигнала в среде, заполненной гидрометеорами, проявляется существенное воздействие дифференциального фазового сдвига $\Delta\Phi$ и дифференциального ослабления $\Delta\alpha$ на его поляризационную структуру, что в свою очередь является причиной неадекватности результатов оценки интенсивности осадков. В связи с этим возникает необходимость получения оценки изменчивости дифференциальной радиолокационной отражаемости.

Величина дифференциальной радиолокационной отражаемости $Z_{DR}(z)$ на выходе приемника с логарифмической характеристикой может быть определена в виде [1]

$$Z_{DR}(z) = 20 \lg(|\dot{E}_{XX}(z)| / |\dot{E}_{YY}(z)|), \quad (1)$$

где $|\dot{E}_{XX}(z)|$ – амплитуда сигнала, излученного с горизонтальной поляризацией и принятого той же антенной; $|\dot{E}_{YY}(z)|$ – амплитуда сигнала, излученного с вертикальной поляризацией и принятого той же антенной.

Как показано в работе [2], в случае дистанционного зондирования однородной среды, заполненной гидрометеорами, наиболее целесообразным является использование матрицы рассеяния, параметры которой учитывают воздействие следующих факторов: дифференциального фазового сдвига $\Delta\Phi$ и дифференциального ослабления $\Delta\alpha$.

В то же время при зондировании неоднородной среды проявляется многофакторность ее воздействия на поляризационную структуру сигнала.

Указанное воздействие влияет на:

- величину угла β_H между измерительным базисом, связанным с РЛС, и собственным базисом первого (однородного) участка среды;
- величину угла θ между ориентацией поляризационного базиса второго (анизотропного по поляризации) участка и ориентацией первого (однородного) участка среды;
- оценку степени поляризационной анизотропии анизотропного участка среды μ .

Тогда для нахождения вышеуказанных амплитуд $|\dot{E}_{XX}(z)|$ и $|\dot{E}_{YY}(z)|$ целесообразно, как и в работе [3], применить подход, основанный на использовании методики определения компонент вектора Джонса [5] в собственном базисе среды распространения с последующим переходом в собственный базис РЛС. При этом рассматриваемые сигналы

определяются на выходе прямоугольных волноводов, принимающих сигналы горизонтальной и вертикальной поляризации соответственно. В этом случае в соответствии с итогами работы [4] определение угла ориентации измерительного поляризационного базиса и определение угла ориентации собственного поляризационного базиса анизотропного участка целесообразно осуществить относительно поляризационного базиса однородного участка среды распространения, а оценку трансформации поляризационной структуры радиолокационного сигнала рационально проводить в собственном базисе однородного участка среды распространения.

В связи с вышеизложенным, в отличие от работы [2], при оценке дифференциальной радиолокационной отражаемости $Z_{DR}(z)$ неоднородной среды, заполненной гидрометеорами, наиболее целесообразным является применение указанного выше подхода основанного на представлении компонент вектора Джонса с использованием тригонометрических функций угла эллиптичности α и наклона эллипса поляризации β рассеянной волны.

ЛИТЕРАТУРА

1. Масалов Е.В., Татаринов В.Н. Поляризационные измерения в задачах радиолокационной метеорологии // Зарубежная радиоэлектроника. – 1987. – № 4. – С. 44–52.
2. Масалов Е.В., Кривин Н.Н. Точностные характеристики радиолокационного измерителя дифференциальной радиолокационной отражаемости // Журнал СФУ. Техника и технологии – 2019. – Т. 12, № 1. – С. 97–104.
3. Масалов Е.В., Кривин Н.Н., Кокоулин К.В. Анализ изменчивости линейного деполаризационного отношения при радиолокационном зондировании неоднородной среды, заполненной гидрометеорами // Доклады ТУСУР. – 2018. – Т. 21, № 3.
4. Масалов Е.В. Трансформация линейно поляризованных электромагнитных волн в средах, содержащих гидрометеоры // Матер. междунар. конф. «Актуальные проблемы электронного приборостроения». – Новосибирск: НГТУ, 2010. – С. 77–79.
5. Татаринов В.Н. Введение в современную теорию поляризации радиолокационных сигналов. Поляризация плоских электромагнитных волн и её преобразования: учеб. пособие / В.Н. Татаринов, Л.П. Лигтхарт, С.В. Татаринов. – Томск: ТУСУР, 2012. – Т. 1. – 380 с.

РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВА ДЛЯ СКРУЧИВАНИЯ ПРОВОДОВ КАБЕЛЬНЫХ СБОРОК

С.М. Салиев, студент каф. КУДР

*Научный руководитель С.П. Караульных, преп. каф. КУДР
г. Томск, ТУСУР, ksgm0289@gmail.ru*

Кабельная сборка – это готовое изделие, которое представляет собой отрезок кабеля, оконцованный с одной или двух сторон разъемами [1]. Витая пара – вид кабеля связи, представляет собой одну или несколько пар изолированных проводников, скрученных между собой (с небольшим числом витков на единицу длины). Свивание проводников производится с целью повышения степени связи между собой проводников одной пары (электромагнитные помехи одинаково влияют на оба провода пары) и последующего уменьшения электромагнитных помех от внешних источников, а также взаимных наводок при передаче дифференциальных сигналов [2]. При штучном изготовлении кабельных сборок витую пару можно выполнить вручную. При серийном или в мелкосерийном изготовлении кабельных сборок процесс выполнения витой пары занимает много времени и требует автоматизации. По результатам поиска станков для скручивания проводов, было выявлено, что станки для скручивания проводов являются дорогостоящими и в целях уменьшения расходов была поставлена задача разработать устройство для скручивания проводов.

Ключевые слова: кабель, скрутка проводов, зажим, витая пара.

Целью данной работы является разработка устройства для скручивания проводов кабельных сборок.

Структурная схема разрабатываемого устройства приведена на рис. 1.

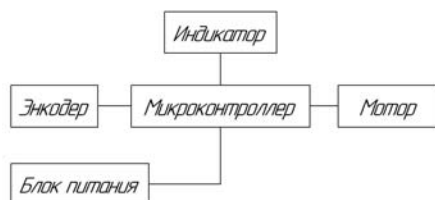


Рис. 1. Структурная схема устройства для скручивания проводов

Для управления устройством был выбран микроконтроллер Arduino UNO, в качестве мотора был выбран шаговый двигатель NEMA 17 на 36 В, для отображения информации был выбран жидкокристаллический дисплей LCD 1602. Для задания длины проводов и запуска мотора для скручивания проводов был выбран энкодер PEC16-4220F-S0024.

В процессе макетирования было реализовано несколько вариантов зажимов для закрепления проводов. Первый вариант был реализован с помощью ручного зажима КОБАЛЬТ 225 мм (рис. 2). Проблема была в том, что конструкция такого зажима не выполняла функцию надежного закрепления проводов, при скручивании провода вылетали с зажима. Для решения этой проблемы был разработан зажим в программе САПР SolidWorks (см. рис. 2) и изготовлен на 3D-принтере.

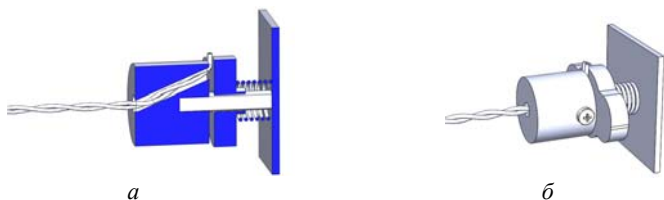


Рис. 2. Разработанный зажим в программе САПР SolidWorks:
а – вид в разрез; *б* – сборочный вид

Были разработаны схема электрическая принципиальная, печатная плата и печатный узел «Расширитель» для Arduino UNO. Для удобства запуска скручивания проводов была добавлена кнопка-педаля. Разработанный макет устройства в программе SolidWorks приведен на рис. 3.

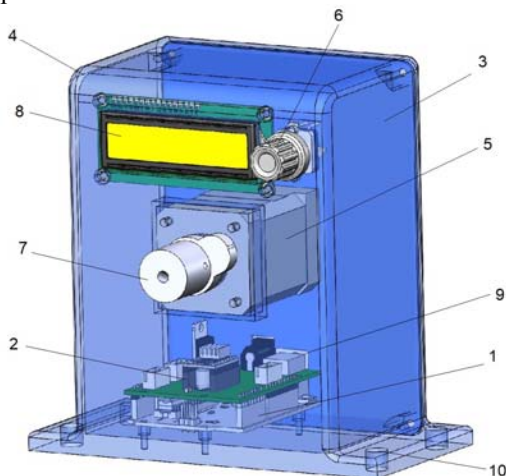


Рис. 3. Разработанный макет устройства в программе SolidWorks:
1 – микроконтроллер Arduino Uno; *2* – ПУ «Расширитель»; *3* – задняя крышка корпуса; *4* – корпус; *5* – мотор; *6* – энкодер; *7* – зажим; *8* – ЖКИ LCD 1602;
9 – доступ к разъемам питания 24 В, кнопка-педаля и прошивки микроконтроллера; *10* – отверстия (4 шт. Ø10) для крепления

Разработанное устройство для скручивания проводов приведено на рис. 4.



Рис. 4. Сборочный вид устройства для скручивания проводов:
а – вид спереди, *б* – вид сзади

Принцип работы устройства:

Провода закрепляются с помощью прищепок, далее с помощью энкодера указывается длина проводов, указанную длину показывает ЖКИ LCD 1602. Удерживая другой конец проводов, нужно нажать на кнопку энкодера или на педаль. После окончания скручивания проводов на жидкокристаллическом индикаторе отобразится время скручивания проводов. Управление устройством осуществляется с помощью микроконтроллера Arduino Uno и ПУ «Расширитель».

Заключение. В результате работы было разработано устройство для скручивания проводов, а также для устройства были разработаны зажим, ПУ «Расширитель» и корпус.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кабельные сборки [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.partnerelec.com/index.php?option=com_content&view=article&id=138:kabelnie-sborki&catid=67:kabelniesborki&Itemid (дата обращения: 18.10.2018).
2. Витая пара [Электронный ресурс]. – https://ru.wikipedia.org/wiki/Витая_пара (дата обращения: 26.11.2018).
3. SolidWorks [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.solidworks.com/sw/docs/Student_WB_2011_RUS.pdf (дата обращения: 28.06.2018).

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ОБОРУДОВАНИЯ ОТЕЧЕСТВЕННЫХ И ЗАРУБЕЖНЫХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЦИФРОВОЙ РАДИОРЕЛЕЙНОЙ ЛИНИИ

К.К. Турсунбаев, магистрант

*Научный руководитель В.Ю. Куприц, доцент каф. РТС
г. Томск, ТУСУР, каф. РТС, www.komil95@yandex.ru*

Проведен анализ отечественных и зарубежных производителей радиорелейной станции (РРС), рассмотрены возможности использования оборудования и основные характеристики. В ходе анализа выявлено, что оборудование CityLink фирмы Nera подходит по всем характеристикам и факторам, которые следует учитывать при выборе поставщика радиорелейного оборудования.

Ключевые слова: радиорелейное оборудование, радиорелейная линия, анализ.

На сегодняшний день рынок радиорелейного оборудования динамично развивается, о чем свидетельствует увеличивающийся спрос на радиорелейной станции. Этому способствуют такие факторы, как необходимость обеспечения связью месторождений, находящейся на подъеме нефтегазовой отрасли, возросшая потребность населения к получению интегрированного доступа к голосовой связи и Интернету, предоставление универсальной услуги связи в новых жилых массивах. Возможность передачи речи, данных, видео, построения сетей различной топологии, быстрота развертывания линий, приемлемая стоимость делают цифровые радиорелейные станции привлекательными по доведению цифровых услуг до абонентов в различных регионах Российской Федерации и стран ближнего зарубежья [1].

Целью данной работы является анализ возможностей использования оборудования отечественных и зарубежных производителей, выбор оборудования для проектирования цифровой РРЛ на участке «радиотехнический корпус – радиофизических полигон».

Анализ и выбор фирмы производителя. Главными факторами, которые следует учитывать при выборе поставщика радиорелейного оборудования, являются:

- положительные отзывы ведущих операторов связи;
- опыт эксплуатации в неблагоприятных климатических условиях;
- перспективы производства оборудования на ближайшее десятилетие;
- экономическая целесообразность внедрения;
- стоимостные характеристики.

Анализ возможностей использования оборудования отечественных производителей показывает, что, несмотря на растущее число

производителей отечественного оборудования ЦРПС уровня STM-1 (M-Link, «Пламя», Nateks Microlink SDH), оно не соответствует первым двум критериям. Кроме того, в большинстве случаев данное оборудование собрано из отдельных узлов производства зарубежных производителей, в том числе малоизвестных на телекоммуникационном рынке, а используемое программное обеспечение часто конфликтует со старыми версиями. Опыта их использования на магистральных линиях практически нет.

Из зарубежного оборудования внимания заслуживает прежде всего продукция, имеющая положительные отзывы российских операторов и удовлетворяющая перечисленным ниже требованиям (табл. 1).

Т а б л и ц а 1

Радиорелейное оборудование зарубежных производителей

Тип РРС	Диапазон, ГГц	Производитель	Система
TRuepoint	6–38	Harris	SDH STM-1 PDH
MegaStar	5, 6, 7, 8, 11	Harris	SDH STM-1
Pasolink+	6–38	NEC	SDHSTM-1
DMR 3000S	4–11	NEC	SDHSTM-1
Mini-Link High Capacity	18	Ericsson	SDH STM-1
Altium MX	6–38	Stratex Networks	SDHSTM-1
Eclipse	7, 15, 18	Stratex Networks	SDHSTM-1
SRT1F	4–3	Siemens	SDHSTM-1
SRA4	6–38	Siemens	SDHSTM-1
CityLink	5–38	NERA	SDH STM-1 и
InterLink	5–38	NERA	SDHSTM-1 и PDH

Среди них выделяются три производителя, на которых остановили свой выбор наиболее крупные телекоммуникационные операторы – NEC (ЦРПС DMR 3000S), Nera (CityLink), и Harris (MegaStar), так как это оборудовании имеют длительный и положительный срок эксплуатации.

Для применения на внутризонавых ЦРПЛ и линиях относительно небольшой протяженности представляют интерес ЦРПС Pasolink+ (NEC), TRuepoint (Harris) и CityLink (NERA). Пропускная способность каналообразующей аппаратуры составляет 155 Мбит/с синхронной цифровой иерархии уровня STM-1 с возможностью увеличения до 4 потоков 155,52 Мбит/с. Наличие встроенного мультиплексора и единой системы управления позволяет минимизировать затраты на создание транспортной инфраструктуры. Кроме того, оборудование допускает как нижнее, так и верхнее расположение радиомодулей. Для компенсации дисперсионных искажений, возникающих вследствие замираний в волноводной части, используются высокоэффективные корректоры.

Произведя поиск в Internet, было выявлено, что фирма Harris не имеет в России своего представительства. Таким образом, наш выбор остановился на фирмах Nec и Nera, имеющих свои представительства как в России, так и в странах СНГ [1, 3]. В этом можно удостовериться, посетив их сайты по следующим адресам: www.nera.com.ru и www.nec.ru.

В результате анализа радиорелейного оборудования был выбран Nera CityLink для дальнейшего проектирования. Другие производители радиорелейного оборудования уступают по техническим характеристикам, как видно из табл. 2.

Таблица 2

Сравнительный анализ радиорелейного оборудования

Параметр	Nera CityLink	Nec DMR 3000S	Nec Pasolink+
Диапазон частот, ГГц	5–38	4–11	6–38
Пропускная способность	От STM-1 до 16 STM-1 (также может работать в SDH-сетях)	От STM-1 до 16 STM-1	От STM-0 до 2 STM-1/OC3
Разнос каналов, МГц	14-56	30-40	28-56
Тип модуляции	32 QAM, 64 QAM, 128 QAM	64 QAM, 128 QAM	32 QAM, 128 QAM
Выходная мощность передатчика, дБм	10,5–29	30–33	10,5–25
Порог приемника, BER 10^{-6} , дБм	–(68–72)	– (67–77)	–(67–68)
Система резервирования	1+0; 1+1; 2+0 (DF-SP); 2+0 (SF-DP)	до 11+1	1+0; 1+1; 2+0
Служебная связь	2×64 кбит/с	4×64 Кбит/с	2×64 кбит/с
Управление сетью	Nera NMS/LCT	MS3201	PNMS / PNMT
Расположение аппаратуры	Верхнее и нижнее	Верхнее и нижнее	Верхнее и нижнее

Заключение. На основании проведенного анализа можно сделать вывод о том, что наиболее подходящим по всем факторам, которые нужно учитывать при выборе поставщика радиорелейного оборудования, является CityLink фирмы NERA.

ЛИТЕРАТУРА

1. Официальный сайт компании Nera. – Режим доступа: <http://www.nera.com.ru> (дата обращения: 3.03.2019).
2. Официальный сайт компании Nec. – Режим доступа: <http://www.nec.ru> (дата обращения: 3.03.2019).
3. Руководство по эксплуатации User Manual CityLink. – 2003. – 375 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 621.375.026

ВЛИЯНИЕ ОПТИМАЛЬНЫХ ИМПЕДАНСОВ ПО ГАРМОНИКАМ НА МАКСИМАЛЬНУЮ ВЫХОДНУЮ МОЩНОСТЬ СВЧ-УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ

А.Н. Глазырин, студент каф. ТОР

*Научный руководитель В.Д. Дмитриев, доцент каф. ТОР, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, glazirin.saniaD@yandex.ru*

Приведены результаты влияния оптимальных импедансов по гармоникам, именно нашей основной гармонике, а также второй и третьей гармонике. Изучение влияния оптимальных импедансов по гармоникам проводилось на основе смоделированного усилителя мощности на нелинейной модели транзистора QPD1008.

Ключевые слова: СВЧ-усилитель мощности, нелинейная модель, оптимальные импедансы, выходная мощность, влияние гармоник, несущая частота.

Результаты работы. В качестве нелинейной модели транзистора использована модель полевого транзистора QPD1008 от производителя Qorvo [1].

Во входной и выходной согласующей цепи был использован НВТUNER. С помощью него можно регулировать амплитуду и фазу коэффициента отражения первой, второй и третьей гармоник. В результате будут получены оптимальные импедансы по гармоникам по входу и выходу СВЧ-усилителя мощности (рис. 1) [2].

После чего к перейдем к определению оптимальных импедансов для транзистора QDP 1008. Для этого выберем напряжение смещения, подаваемое на затвор – 2,786 В при токе стока 250 мА. А также выберем несущую частоту на 2 ГГц и с помощью НВТUNER определим оптимальный импеданс для гармоник, чтобы получить максимальную мощность (рис. 2, 3) [1]. Полученные данные занесем в табл. 1.

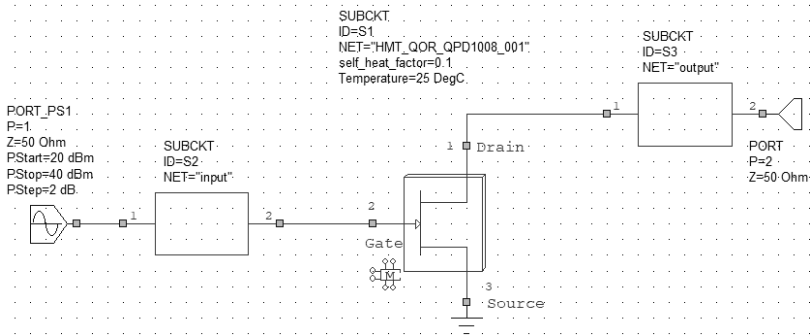


Рис. 1. Схема для получения максимально возможной мощности

Таблица 1

**Влияние оптимальных импедансов по гармоникам
при несущей частоте 2 ГГц**

Гармоники	Z_s	Z_n	Мощность, Вт
1	$2,06-4,37i$	$4,46-0,127i$	199,2
2	$1,95-11,35i$	$0,05-2,985i$	218,2
3	$3,38-5,48i$	$27,9+6,48i$	222,2

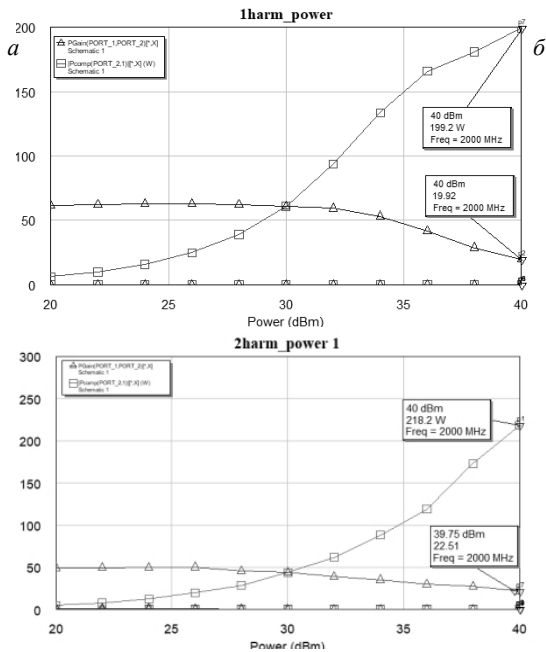


Рис. 2. Максимальная мощность при влиянии первой (а) и второй (б) гармоники

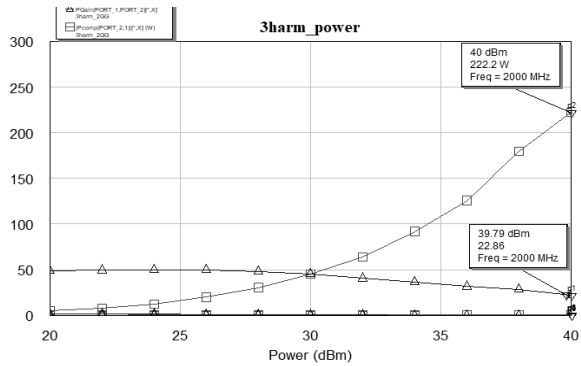


Рис. 3. Максимальная мощность при влиянии третьей гармоники

Сделаем анализ полученных данных. При использовании второй гармоники мощность возросла на 9,5%. А при использовании третьей гармоники мощность возросла на 2%.

Теперь определим оптимальные импедансы по гармоникам для получения максимальной мощности. Для этого изменим нашу несущую частоту на 4 ГГц, чтобы получить максимальную мощность (рис. 4). Полученные данные занесем в табл. 2.

Таблица 2

Влияние оптимальных импедансов по гармоникам при несущей частоте 4 ГГц

Гармоники	Z_s	Z_n	Мощность, Вт
1	$1,545-13,48i$	$4,745-5,427i$	152,6
2	$11,88+0,88i$	$80+0,7i$	157,5
3	$7,268+1,73i$	$4+1,765i$	157,7

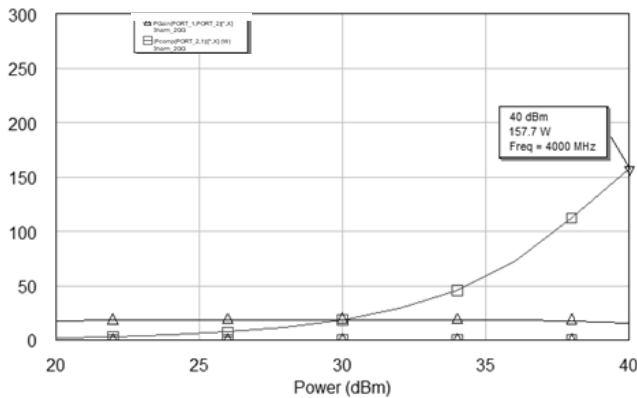


Рис. 4. Максимальная мощность при влиянии третьей гармоники

Сделаем анализ полученных данных. При использовании второй гармоники мощность возросла на 3,2%. А при использовании третьей гармоники мощность возросла на 0,01%.

На максимальную мощность влияет сопротивление по выходу (нагрузка). В зависимости от выбора несущей частоты будет меняться максимальная выходная мощность. Вторая гармоника оказывает самое большое влияние. Поэтому необходимо учитывать оптимальные импедансы по гармоникам при проектировании согласующих цепей усилителей мощности для получения большей мощности с того же транзистора.

ЛИТЕРАТУРА

1. QorvoQDP1008 datasheet [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.qorvo.com/products/d/da003633> (дата обращения: 20.11.2018).
2. Paolo C., Franco G., Ernesto L. High Efficiency R Fand Microwave Solid State Power Amplifiers. – 2009.

УДК 621.375.026

МИНИМИЗАЦИЯ ИНТЕРМОДУЛЯЦИОННЫХ ИСКАЖЕНИЙ ТРЕТЬЕГО ПОРЯДКА В СВЧ-УСИЛИТЕЛЯХ МОЩНОСТИ

Д.А. Голов, студент каф. ТОР

*Научный руководитель В.Д. Дмитриев, доцент каф. ТОР, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, 1965z6987@gmail.com*

Рассматриваются способы снижения интермодуляционных искажений в сверхвысокочастотных (СВЧ) усилителях мощности за счёт обеспечения импеданса по второй и третьей гармонике и оценка полученных результатов.

Ключевые слова: интермодуляционные искажения, интермодуляционные искажения третьего порядка, СВЧ-усилитель, СВЧ.

Интермодуляционные искажения возникают вследствие поступления на вход усилителя 2 и более частот, которые в свою очередь после усиления нелинейным элементом преобразуются в целый набор основных и комбинационных частот (рис. 1), каждая из которых имеет свою определенную мощность [1].

При проектировании устройств следует снижать уровень именно ИМ-составляющей третьего порядка, потому что ее мощность растет пропорционально кубу напряжения. В рамках НИР проведено моделирование в AWR DE 12 с целью исследования возможности снижения ИМИ 3-го порядка за счёт обеспечения импеданса по второй и третьей гармонике [2]. Импедансы подбирались вручную с использованием элемента LPTUNER. В качестве нелинейного элемента ис-

пользуется модель транзистора Qorvo QPD1016 [3]. Центральная частота сигнала 1300 МГц, а разнос при двухчастотном воздействии 10 МГц. На рис. 2–4 приведены графики мощности основного тона и уровень ИМ 3-го порядка.

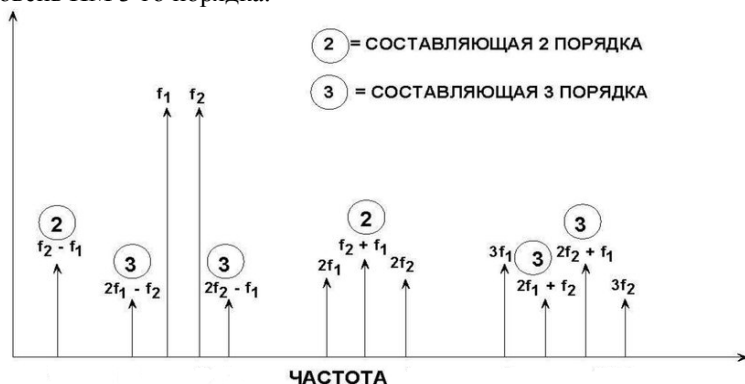


Рис. 1. Спектр сигнала при двухчастотном воздействии

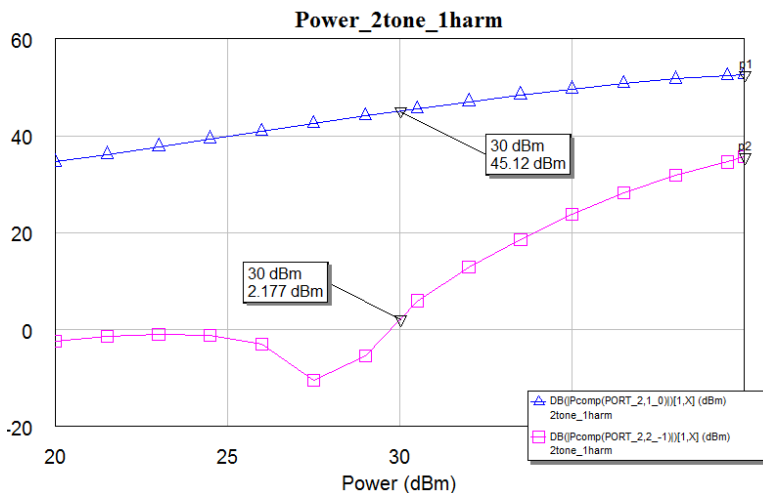


Рис. 2. Мощность на выходе усилителя (треугольники), мощность ИМ-составляющей 3-го порядка

На рис. 2 отображены графики, при построении которых учитывалось только сопротивление по первой гармонике. На рис. 3 приведены зависимости мощности с добавлением импеданса по второй гармонике, что позволило снизить уровень ИМИ до 0,3 дБ. При этом мощность основного тона возрасла на 0,5 дБ.

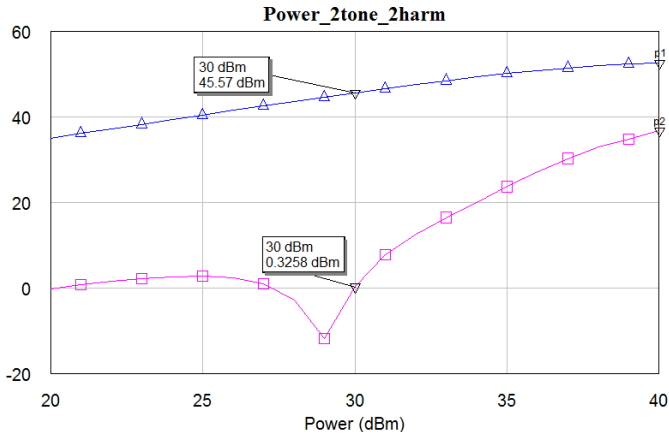


Рис. 3. Мощность на выходе усилителя (треугольники), мощность ИМ-составляющей 3-го порядка (с добавлением импеданса по 2-й гармонике)

При учете импеданса по третьей гармонике (рис. 3) уровень ИМИ снизился всего лишь на 0,01 дБ. Такое изменение ожидалось, потому что влияние импеданса по третьей гармонике вносит лишь изменение мощности на 5–10%.

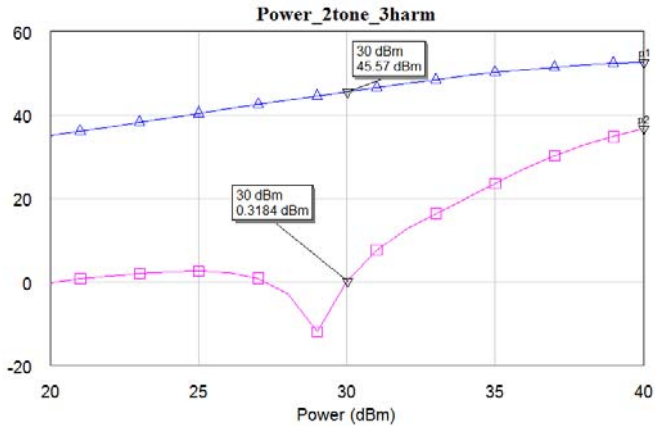


Рис. 4. Мощность на выходе усилителя (треугольники), мощность ИМ-составляющей 3-го порядка (с добавлением импеданса по 3-й гармонике)

Из полученных результатов можно сделать вывод о том, что если усилитель проектируется для систем связи, то согласующие цепи необходимо проектировать на оптимальный импеданс по первой гармонике с учетом обеспечения минимально требуемого уровня

ИМИ 3-го порядка, и подбор импеданса по второй гармонике для еще большего снижения уровня ИМИ. В некоторых случаях удается достичь требуемых характеристик по ИМИ 3-го порядка, в частности на средних и низких мощностях. Но иногда используют дополнительные элементы, включаемые в цепь питания для еще большего снижения ИМИ 3-го порядка.

ЛИТЕРАТУРА

1. Балакирев А., Туркин А. Развитие технологии нитрида галлия и перспективы его применения в СВЧ-электронике // Современная электроника. – 2015. – № 4. – С. 50–70.

2. Гупта К., Гардж Р., Чадха Р. Машинное проектирование СВЧ-устройств. – М.: Радио и связь, 1987. – 432 с.

3. Datasheet QPD1016 [Электронный ресурс]. – Режим доступа <https://www.qorvo.com/products/d/da005999> (дата обращения: 02.12.2018).

УДК 621.375.026

СВЧ-УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ ВКЛЮЧЕНИЕМ 4 GaN-ТРАНЗИСТОРОВ

Е. Кудабай, студент РТФ

г. Томск, ТУСУР, beatbox050@mail.ru

Научный руководитель В.Д. Дмитриев, к.т.н., доцент каф. ТОР

г. Томск, ТУСУР, dvd51@mail.ru

Проект ТОР-0703 «Аналоговые СВЧ-усилители»

Представлена разработка СВЧ-усилителя для диапазона 3,9–4,2 ГГц.

Ключевые слова: нитрид галлия (GaN), СВЧ-усилитель мощности, схема параллельного суммирования мощностей, согласующие цепи, S-параметры.

В настоящее время наблюдается бурный рост в области создания и применения СВЧ-радиоэлектронных и телекоммуникационных систем для различных сфер промышленности, транспорта, общественного потребления и др. Традиционно СВЧ-радиоэлектронные системы применяются в системах мобильной и спутниковой связи, радиолокации, навигации, системах глобального позиционирования. СВЧ-усилители имеют очень широкое применение и обладают очень большой надежностью. Примерами использования СВЧ-усилителей могут служить приемники и передатчики систем связи, фазированные антенные решетки (ФАР).

Нитрид-галлиевые транзисторы обладают лучшими характеристиками, чем кремниевые. Высокая критическая напряженность поля у GaN дает потенциальную возможность реализовывать более высо-

ковольтные приборы. Большая ширина запрещенной зоны обеспечивает высочайшую стабильность свойств при изменении температуры или воздействии радиации (табл. 1).

Таблица 1

Параметр	Материал	
	GaN	Si
Ширина запрещенной зоны, эВ	3,4	1,12
Критическая напряженность, МВ/см	3,3	0,3

Разрабатываемый усилитель должен обладать параметрами, приведенными в табл. 2.

Таблица 2

Параметры усилителя		
Диапазон частот	df	3,9–4,2
Коэффициент усиления, дБ	K_V	> 27
Неравномерность коэффициента усиления, дБ	dK_V	≤ 1
Выходная мощность, Вт	P_1	> 100
Коэффициенты отражения, дБ	S_{11}, S_{22}	< -10

Был выбран транзистор фирмы Cree, ведущего производителя GaN транзисторов, а именно наиболее мощный транзистор, доступный в России CGH60030D, мощностью 30 Вт. В моделировании использовалась нелинейная модель транзистора, для которого был выбран оптимальный режим, чтобы транзистор имел максимальную выходную мощность (200 мА, 28 В). В данном режиме транзистор обладал входным сопротивлением $(2,356-j11,07)$ Ом, и выходным сопротивлением $(2,356-j0,435)$ Ом. Сопротивления изображены на рис. 1.

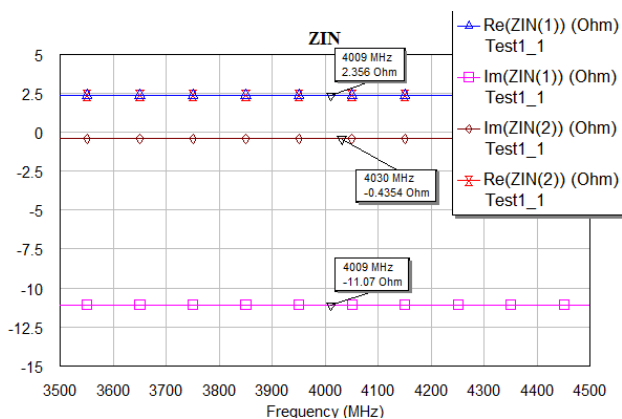


Рис. 1. Выходное и входное сопротивления транзистора

Были разработаны согласующие цепи, схема параллельного суммирования мощностей, что позволяло достичь выходной мощности в 100 Вт, также предусилитель для обеспечения входной мощности. На рис. 2 изображены S-параметры и выходная мощность.

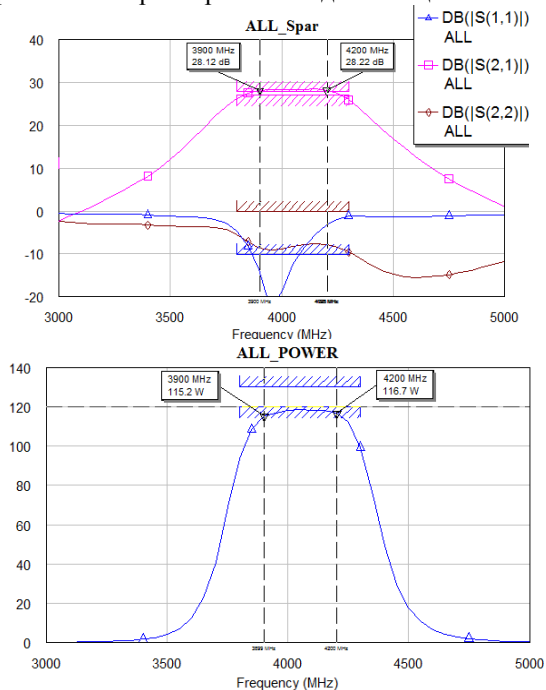


Рис. 2. S-параметры и выходная мощность усилителя

Также на рис. 3 представлены коэффициенты устойчивости K и $B1$, из которых видно, что усилитель абсолютно устойчив.

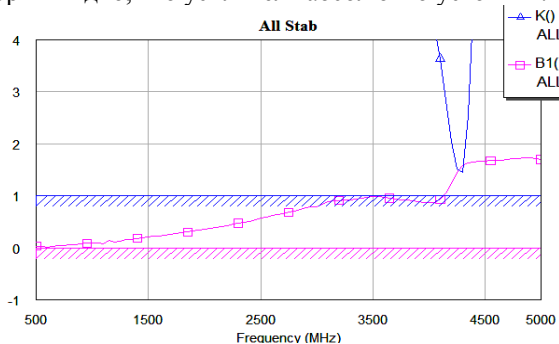


Рис. 3. Устойчивость усилителя

На рис. 4 представлена топология СВЧ-усилителя. Размеры разработанного усилителя 81×32 мм.

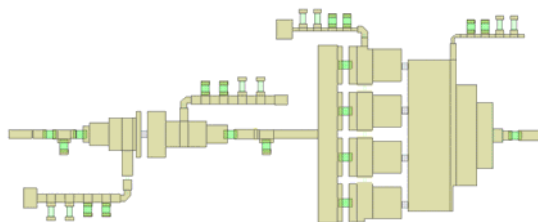


Рис. 4. Топология усилителя

В ходе данной работы был разработан СВЧ-усилитель мощности на 100 Вт с параллельным суммированием мощностей. Ввиду явных преимуществ нитрид-галлиевых транзисторов над кремниевыми, данный усилитель имеет большую актуальность в радиолокации и системах связи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Каганов В.И. Транзисторные радиопередатчики. – М.: Энергия, 1976. – 448 с.
2. Дмитриев Е.Е. Основы моделирования в MICROWAVE OFFICE. – 2002.
3. Шварц Н.З. Усилители СВЧ на полевых транзисторах. – М.: Радио и связь, 1987. – 200 с.
4. Красько А.С. Аналоговые электронные устройства: метод. указания по курс. проекту. – Томск: ТМЦДО, 2000. – 42 с.
5. Атабеков Г.И. Основы теории цепей. – СПб.: Лань, 2009. – 432 с.

УДК 621.396.41

ПРОБЛЕМЫ СИГНАЛЬНО-КОДОВЫХ КОНСТРУКЦИЙ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ ПЯТОГО ПОКОЛЕНИЯ

Г.Я. Медиков, магистрант каф. ТОР

Научный руководитель А.Я. Демидов, доцент каф.ТОР, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, medikovg@gmail.com

Ставится задача рассмотреть пути увеличения пропускной способности систем связи пятого поколения. Показано, что на момент создания статьи имеется обширный ряд перспективных методов повышения эффективности использования физического частотно-временного ресурса системами связи пятого поколения. Данные методы имеют наибольшие шансы быть внесенными в рекомендационный лист IMT-2020.

Ключевые слова: LDPC, PD-NOMA, OFDMA, CDMA, PD/OFDMA, IMT-2020, полный дуплекс.

Постепенное удешевление персональных вычислительных устройств, таких как ПК, мобильные телефоны, планшетные компьютеры, ноутбуки и т.п., приводит к росту доступности выхода в интернет пользователей во всём мире. На момент 30.06.2018 г. число пользователей Интернета в мире составляет 4,2 млрд [1]. Также увеличение числа абонентов происходит за счёт устройств с типом связи машина-машина. Типичными примерами подобных устройств могут служить беспилотные транспортные средства, устройства в системах «Умный дом». В то же самое время изменяется характер интернет-трафика в сторону увеличения нагрузки на сеть: видеоконференции, приложения с мультимедийным контентом, потоковая передача аудио и видео высокого и сверхвысокого разрешения.

На данный момент наиболее перспективными путями по увеличению пропускной способности систем связи являются: использование метода множественного доступа SCMA и PD-NOMA, полный дуплекс. SCMA и PD-NOMA используют наработки систем связи четвёртого поколения OFDMA, что, несомненно, благоприятно скажется на обратной совместимости данных систем.

Метод множественного доступа SCMA основан на использовании LDPC-кодов. LDPC-коды были предложены Галлагером в 1963 г. как коды с предельной длиной. Основная идея кодов предельной длины заключается в максимальном приближении к границе Шеннона для каналов с шумами. Также, помимо преимуществ кода предельной длины, разреженные матрицы занимают мало места в памяти устройства и относительно просты в кодировании. Но практического применения не находили до конца XX в. из-за недостаточной вычислительной мощности компьютерных систем.

Принцип одновременного увеличения пропускной способности сети максимального числа абонентов при использовании SCMA относительно метода множественного доступа OFDMA рассмотрен далее. Принцип формирования SCMA-символов приведён на рис. 1. Битовый поток от абонента поступает на SCMA-кодер и затем распределяется по поднесущим в соответствии с логикой OFDMA. Вектор S_n модулирует все ортогональные поднесущие.

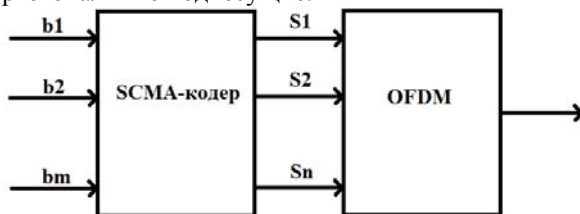


Рис.1. Общий вид проверочной матрицы H для LDPC-кода

За счёт использования LDPC-кодов не только понижается минимальный порог отношения сигнал/шум для стабильной работы системы, но также на одной поднесущей может быть одновременно множество абонентов. Данная неортогональная особенность SCMA позволяет значительно увеличить максимальное число обслуживаемых абонентов сети по сравнению с показателями OFDMA.

Следующий неортогональный метод множественного доступа PD-NOMA. Неортогональность, как и в SCMA, заключается в том, что пользователи ведут вещание в едином частотно-временном ресурсе. Но их разделение осуществляется не за счёт кода, а за счёт разделения по мощности. То есть, вводится дополнительный домен для разделения каналов – мощный. Для приема и обработки сигнала используется метод последовательного подавления помех SIC [3]. На рис. 2 представлены различия использования мощностного домена для OFDMA, PD-NOMA и гибридного метода PD/OFDMA.

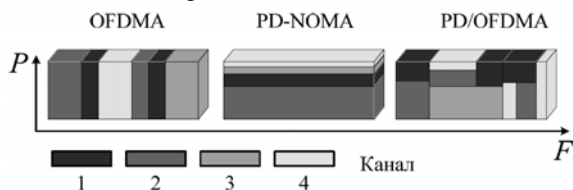


Рис. 2. Использование мощностного домена

В многоканальной системе из K каналов с разделением по мощности PD, одновременно использующих одну полосу F при известных коэффициентах мощности $p_1 \dots p_K$, пропускная способность k -го канала связи вычисляется по формуле [2]

$$R_K^{PD} = \begin{cases} A \cdot \log \left(1 + \frac{a_k \cdot p_k}{K} \right), & 1 \leq k \leq K; \\ a_k \cdot \sum_{i=k+1}^K p_i + N_k \\ F \cdot \log_2 \left(1 + \frac{a_k \cdot p_k}{N_k} \right), \end{cases}$$

где P – мощность сигнала, a – ослабление сигнала, N – мощность АБГШ в канале связи, F – полоса частот.

Помимо изменений в способах реализации метода множественного доступа, планируется использовать технологию полного дуплекса. Данное нововведение позволит увеличить скорость передачи до двух раз за счёт одновременной передачи и приема сигналов в рамках одного канала связи. Полный дуплекс достигается благодаря системам аналоговой и цифровой компенсации сигнала собственного пере-

датчика. Данная технология совместима с методом множественного доступа SCMA [2].

ЛИТЕРАТУРА

1. Internet world stats: Usage and Population Statistics [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.internetworldstats.com/stats.htm> (дата обращения: 07.03.19).
2. Покаместов Д.А. Формирование сигнальных конструкций для систем связи с множественным доступом на основе разреженных кодов: дис. ... канд. тех. наук: 05.12.04. – Томск, 2017. – 159 с.
3. Крюков Я.В. Формирование и обработка сигналов систем связи множественного доступа с разделением каналов по мощности: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.04. – Томск, 2017. – 127 с.

УДК 621.396.41

СВОЙСТВА РАЗРЕЖЕННЫХ МАТРИЦ В МЕТОДЕ МНОЖЕСТВЕННОГО ДОСТУПА SCMA

Г.Я. Медиков, магистрант каф. ТОР

Научный руководитель А.Я. Демидов, доцент каф.ТОР, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, medikovg@gmail.com

Ставится задача рассмотреть свойства разреженных матриц при их применении в методе множественного доступа SCMA. Рассмотрены основные типы разреженных матриц, их структуры, преимущества и недостатки при применении в SCMA.

Ключевые слова: LDPC, IRA-LDPC, DVB-T2, DVB-S2, OFDMA, SCMA, CDMA.

Рост числа пользователей глобальной сети, связей типа машина-машина, изменение характера интернет-трафика в сторону увеличения нагрузки на сеть (приложения с мультимедийным контентом, потоковая передача аудио и видео высокого и сверхвысокого разрешения) являются причинами разработки систем с повышенной эффективностью использования ЧВР пятого поколения.

Одним из перспективных путей по увеличению пропускной способности систем связи пятого поколения является метод множественного доступа SCMA. Данный метод множественного доступа объединяет преимущества метода OFDMA и CDMA на основе разреженных кодов LDPC.

LDPC коды были предложены Галлагером в 1963 г. как коды с предельной длиной. Основная идея кодов предельной длины заключается в максимальном приближении к границе Шеннона для каналов с шумами. Также помимо преимуществ кода предельной длины раз-

реженные матрицы занимают мало места в памяти устройства и относительно просты в кодировании.

Предел Шеннона определяет максимальную скорость передачи информации, для которой имеется возможность исправить ошибки в канале с заданным отношением сигнал/шум. Вычисляется по формуле (1) [1]:

$$C = F \cdot \log \left(1 + \frac{P_s}{P_n} \right) = F \cdot \log \left(1 + \frac{P_s}{N_0 \cdot F} \right), \quad (1)$$

где C – пропускная способность канала бит/с, F – полоса частот канала Гц, P_s – мощность сигнала Вт, P_n – мощность шума Вт, N_0 – спектральная плотность мощности шума Вт/Гц.

Прямая теорема Шеннона утверждает, что для минимизации вероятности ошибки требуется код предельной длины при условии, что скорость передачи сообщений меньше пропускной способности канала связи $R < C$.

За счёт использования LDPC-кодов понижается минимальный порог отношения сигнал/шум для стабильной работы системы связи.

На помехозащищённость кодов LDPC влияют способ формирования разреженных матриц и наличие в них циклов определенного порядка. Цикл в матрице – замкнутая последовательность рёбер графа, начинающаяся и заканчивающаяся в одной вершине. Наихудшее влияние на помехозащищённость LDPC-кода оказывают циклы четвёртого порядка.

Было предложено множество способов формирования разреженных матриц со своими преимуществами и недостатками. Далее будут рассмотрены методы формирования разреженных матриц, предложенных Галлагером, МакКеем, и матрицы, используемые в IRA-LDPC-коде.

Метод формирования разреженных матриц, предложенный Галлагером, основан на произвольном перемежении столбцов подматрицы \mathbf{B}_0 для формирования подматриц $\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_m$. В выражении (2) представлена структура разреженной матрицы \mathbf{B} :

$$\mathbf{B} = \begin{pmatrix} \mathbf{B}_0, \\ \mathbf{B}_1, \\ \mathbf{B}_2, \\ \mathbf{B}_3, \\ \mathbf{B}_4. \end{pmatrix} \quad (2)$$

В выражении (3) представлен пример основной подматрицы \mathbf{B}_0 размера 3×9 , в которой отсутствуют циклы любого порядка. Обнару-

жение циклов четвёртого порядка в подматрицах $\mathbf{V}_1 - \mathbf{V}_m$ осуществляется попарным скалярным произведением между столбцами.

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Для хранения такой матрицы достаточно знать индексы переставленных столбцов в подматрицах. Но при этом формирование разреженных матриц большого размера затруднительно ввиду большого числа операций перестановки и проверок на циклы.

Методы, предложенные МакКеем, основаны на случайном формировании матриц с заданным весом строк и столбцов, с последующим устранением циклов. Обнаружение циклов четвёртого порядка аналогично методу Галлагера. Столбцы, образующие цикл, отбрасываются.

Метод МакКея позволяет формировать разреженные матрицы больших размеров. Но из-за формирования матриц по случайному закону они занимают большой объём памяти.

Метод формирования разреженных матриц для IRA-LDPC основан на перемежении исходной битовой последовательности с целью формирования подматрицы \mathbf{H} порождающей матрицы \mathbf{H} . На рис. 1 представлен общий вид проверочной матрицы \mathbf{H} для DVB-T2, где \mathbf{T} – ступенчатая матрица. Применяется на практике в стандартах цифрового телевидения DVB-T2 и DVB-S2. В данных стандартах задан алгоритм такого перемежения матрицами спецификации, поэтому хранить всю матрицу в памяти не нужно [2].

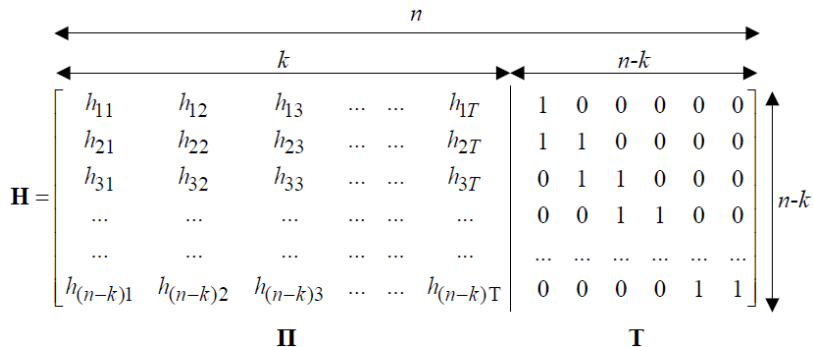


Рис. 1. Общий вид проверочной матрицы \mathbf{H} для DVB-T2

Таким образом, формирование разреженных матриц IRA-LDPC позволяет создавать разреженные матрицы больших размеров, ис-

пользовать преимущество разреженности для их компактного хранения в памяти устройства. Учитывая успешный опыт применения данного метода в стандарте DVB-T2, с большой вероятностью IRA-LDPC будет применён в системах связи пятого поколения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Варгаузин В.А., Цикин И.А. Методы повышения энергетической и спектральной эффективности цифровой радиосвязи. – СПб.: БХВ-Петербург, 2013. – 352 с.
2. Покаместов Д.А. Формирование сигнальных конструкций для систем связи с множественным доступом на основе разреженных кодов: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.04. – Томск, 2017. – 159 с.

УДК 621.373.029.64

МЕТОДИКА ПОДБОРА НАСТРОЕЧНОГО СВЧ-ВАРИКАПА ДЛЯ СВЧ-ГЕНЕРАТОРА НА ДИОДЕ ГАННА С ЭЛЕКТРОННОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ ПО ЧАСТОТЕ ДЛЯ МОБИЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

В.С. Новоженников, магистрант каф. РТС

*Научный руководитель В.П. Пушкарев, доцент каф. РТС, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, vladia313@gmail.com*

Изучена методика подбора СВЧ-варикапа для СВЧ-генератора на диоде Ганна в диапазоне 13,5–14,5 ГГц с электронной перестройкой.

Ключевые слова: диод Ганна, резонатор, варикап, генератор.

При настройке генератора отклонение емкости варикапа на доли пикофарада приводит к отклонению частоты генератора на сотни мегагерц, что является критичным, поэтому для повышения производительности в монтажном цеху предлагается следующая методика по подбору «нужного» варикапа.

1. Выбираем варикап из диапазона напряжения, указанного заказчиком. Строим вольт-фарадную характеристику. Аппроксимация вольт-фарадной характеристики, описывающая его свойства во всём диапазоне напряжения, записывается выражением

$$C_B(U) = C_{СПР} \times \sqrt{\frac{U_{СПР}}{U}},$$

где $C_{СПР}$ – значение емкости из справочника; $U_{СПР}$ – напряжение управления для справочной ёмкости; U – реальное напряжение управления.

К примеру, справочные значения напряжения питания и ёмкости варикапа $U_{СПР} = 6$ В и $C_{СПР} = 0,32$ пФ [1].

В соответствии с выражением строим вольт-фарядную характеристику варикапа (рис. 1).

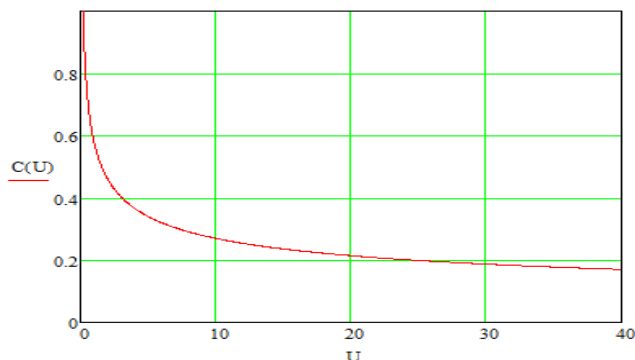


Рис. 1. Вольтфарядная характеристика варикапа 3А623

2. С помощью экспериментальной установки определим границы диапазона перестройки частоты при известном варикапе в диапазоне напряжений 15–31 В. Измеренные значения составляют

$$F_{\text{МИН}} = 13,64 \text{ ГГц и } F_{\text{МАКС}} = 14,709 \text{ ГГц.}$$

3. Далее по измеренным значениям определим емкость диода Ганна по коэффициенту перекрытия ёмкости

$$C_{\text{ДГ}} = \frac{F_{\text{МИН}}^2 \times C_{\text{В}}(15) - F_{\text{МАКС}}^2 \times C_{\text{В}}(31)}{F_{\text{МАКС}}^2 - F_{\text{МИН}}^2},$$

где $F_{\text{МИН}}$ – нижняя граница перестройки частоты при известном варикапе; $F_{\text{МАКС}}$ – верхняя граница перестройки частоты при известном варикапе.

Таким образом, емкость диода Ганна составляет $C_{\text{ДГ}} = 0,129 \text{ пФ}$.

4. Найдем индуктивность резонатора. Индуктивность цепи резонатора можно найти, используя формулу Томсона:

$$L_{\text{РЕЗ}} = \frac{1}{(2\pi \times F_{\text{МИН}})^2 \times (C_{\text{ДГ}} + C_{\text{В}}(15))} = \frac{1}{(2\pi \times F_{\text{МАКС}})^2 \times (C_{\text{ДГ}} + C_{\text{В}}(31))}.$$

5. Определяем частоту генерации диода Ганна без варикапа на экспериментальной установке. При напряжении источника питания диода Ганна 8 В (в нашем случае), частота генерации диода Ганна оказалась равной $F_{\text{ДГ}} = 15,349 \text{ ГГц}$. Но расчетное значение частоты генерации составляет $F_{\text{ДГ РАСЧ.}} = 22,972$. Экспериментальные значения частоты генерации отличаются от расчетных, это говорит о том, что в выражении имеется неучтенная емкость, конструктивная $C_{\text{КОНСТРК}} = 0,1595 \text{ пФ}$, которая и обеспечивает $F_{\text{ДГ}} = 15,349$.

6. Рассчитываем собственную ёмкость диода Ганна с учетом конструктивной емкости:

$$C_{\text{ДГГ}}(F_{\text{ДГ}}) = \frac{1}{(2\pi \times F_{\text{ДГ}})^2 \times L_{\text{РЕЗ}}} - C_{\text{КОНСТР.}}$$

7. Задаем требуемые границы перестройки частоты генератора 13,5 ÷ 14,5 ГГц.

8. Рассчитываем максимальную емкость всей конструкции

$$C_{\text{МАКС}} = \frac{1}{(2\pi * F_{\text{МИН}})^2} \times L_{\text{РЕЗ}} = 0,372 \text{ пФ.}$$

9. Построим график зависимости ёмкости варикапа от частоты генерации диода Ганна:

$$C_{\text{ВАР}}(F_{\text{ДГ}}) = C_{\text{МАКС}} - C_{\text{ДГГ}}(F_{\text{ДГ}}).$$

Результирующий график представлен на рис. 2.

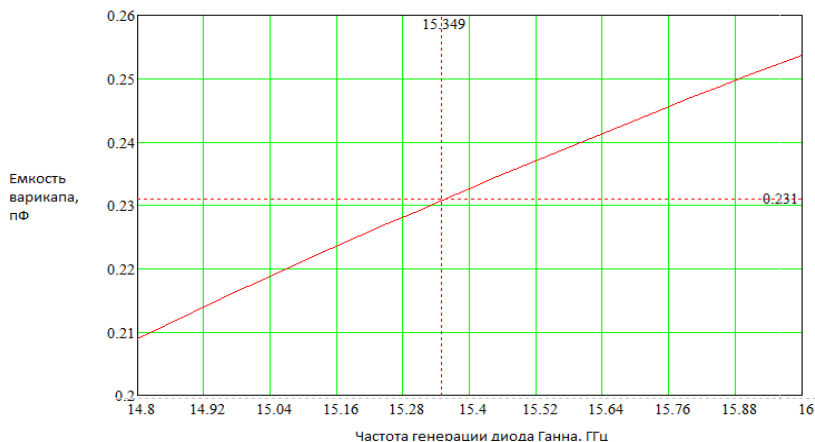


Рис. 2. График определения ёмкости варикапа по частоте генерации диода Ганна

Таким образом, для правильного выбора варикапа мы экспериментально определяем частоту генерации диода Ганна, затем по графику определяем необходимую справочную емкость варикапа при 6 В. Определенная по графику емкость варикапа, обеспечит требуемую перестройку генератора по частоте в диапазоне от 13,5 до 14,5 ГГц.

ЛИТЕРАТУРА

1. Наливайко Б.А., Берлин А.С., Божгов В.Г. и др. Полупроводниковые приборы сверхвысокочастотные диоды: справочник – Томск: МГП «РАСКО», 1992. – 223 с.

УДК: 621.375.026

СВЧ-УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ L-ДИАПАЗОНА НА GaN-ПОЛЕВОМ ТРАНЗИСТОРЕ

А. Салих, студент РТФ

Научный руководитель В.Д. Дмитриев, доцент каф. ТОР, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, dvd51@mail.ru, aiatulla_97@mail.ru

Проект ГПО ТОР-0703 «Аналоговые СВЧ-усилители»

Мощные нитрид-галлиевые СВЧ-транзисторы в настоящее время все более востребованы в качестве современной элементной компонентной базы для применения в перспективных системах связи и радиолокации. С повышением требований к снижению энергопотребления, уменьшению массы и габаритных размеров современной электронной аппаратуры, повышению тактико-технических характеристик разрабатываемых изделий нитрид-галлиевый транзистор является перспективным прибором.

Уникальные свойства этих полупроводниковых материалов (большая ширина запрещенной зоны, высокие значения подвижности носителей заряда и их скоростей насыщения, большие коэффициенты теплопроводности и т.д.) обеспечивают создание на их основе приборов с рекордными значениями мощности, напряжения и тока (таблица).

Параметры усилителя

Коэффициент усиления, дБ	K_v	> 20
Неравномерность коэффициента усиления, дБ	dK_v	≤ 2
Коэффициент устойчивости	K	> 1
Коэффициенты отражения, дБ	S_{11}, S_{22}	< -10
Диапазон частот	0,95–1,15 ГГц	

Была задача рассчитать СВЧ-усилитель с высокой выходной мощностью и с низкоомным входным и выходным импедансом (ед. ом). Были реализованы согласующие цепи, обеспечивающие требуемые сопротивления. Требуемые параметры были достигнуты на основе трансформирующих цепей лестничного типа в микрополосковом исполнении.

При проектировании используется только один отечественный GaN-транзистор 6П941А. Выбор транзистора опирался на необходимость достичь требуемую мощность (400 Вт) и приемлемые параметры удовлетворяющие техническому заданию. Оценка допустимой мощности производилась по Loadpull транзистора. По предварительному анализу было принято решение рассчитать СВЧ-усилитель только при помощи одного каскада, так как выбранный мощный транзистор обеспечивал требуемое усиление.

На рис. 1 представлены мнимая и реальная составляющие входной (а) и выходной (б) цепей.

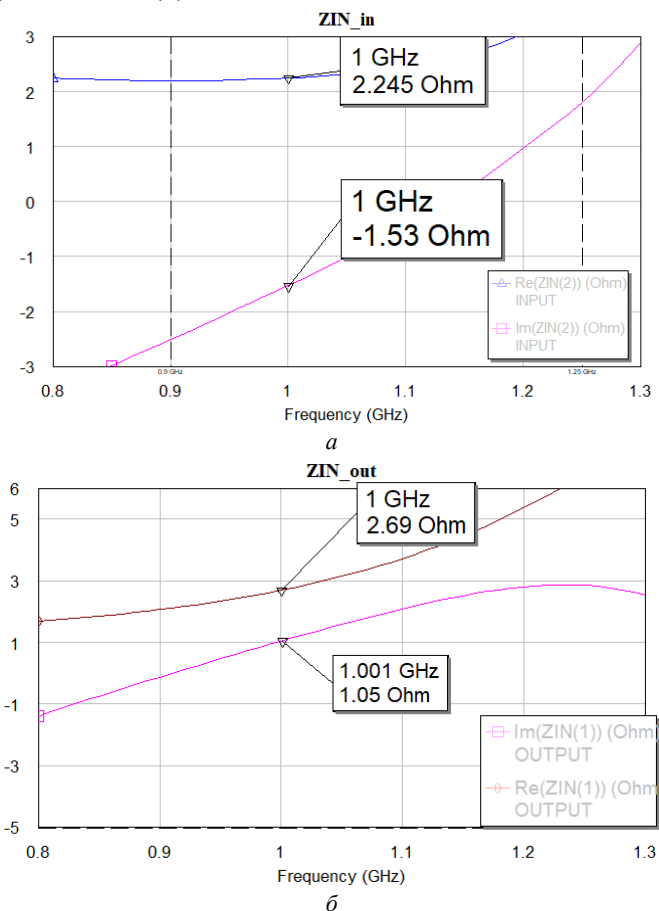


Рис. 1. Составляющие цепей

Представленные характеристики были максимально приближены к требуемым значениям (по входу $Z = 2,1 - j1,52$, по выходу $Z = 2,59 + j1,04$ на частоте 1 ГГц)

На рис. 2 и 3 представлены характеристики усилителя: S-параметры и коэффициент устойчивости.

В результате был разработан усилитель с требуемым коэффициентом усиления 21,8 дБ, хорошей неравномерностью АЧХ не больше 2 дБ и полностью устойчивым в полосе от 0,01 до 10 ГГц.

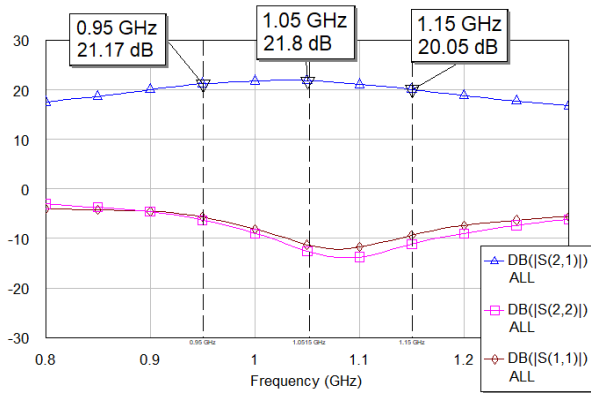


Рис. 2. S-параметры усилителя
К

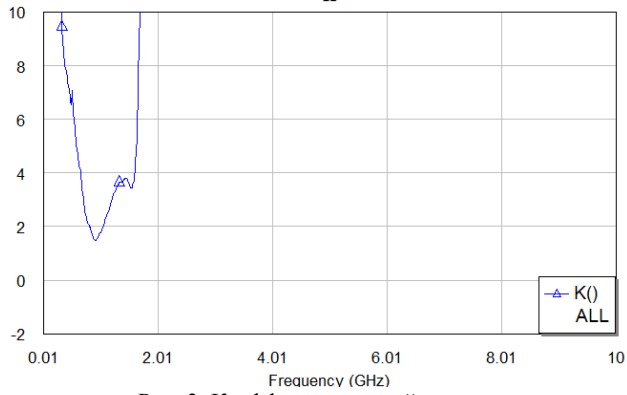


Рис. 3. Коэффициент устойчивости

На рис. 4 представлена топология усилителя, спроектированного в среде AWR Design Environment. Размеры разработанного усилителя 130×63 мм.

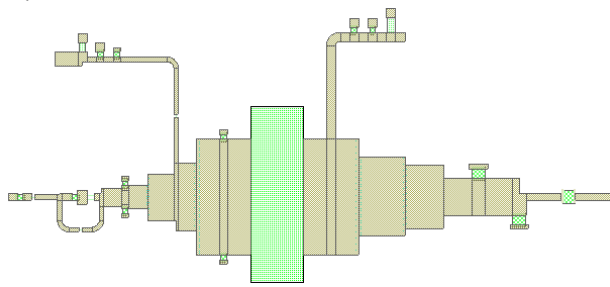


Рис. 4. Топология усилителя мощности

Заключение. В ходе данного группового проектного обучения был разработан СВЧ-усилитель мощности на 400 Вт ввиду явных преимуществ GaN-транзисторов. По сравнению с кремниевыми данный усилитель имеет большой потенциал и актуальность.

ЛИТЕРАТУРА

1. Каганов В.И. Транзисторные радиопередатчики. – М.: Энергия, 1976. – 448 с.
2. Дмитриев Е.Е. Основы моделирования в MICROWAVE OFFICE. – 2002.
3. Шварц Н.З. Усилители СВЧ на полевых транзисторах». – М.: Радио и связь, 1987. – 200 с.
4. Красько А.С. Аналоговые электронные устройства: метод. указания по курсовому проекту. – Томск: ТМЦДО, 2000. – 42 с.
5. Атабеков Г.И. Основы теории цепей. – СПб.: Лань, 2009. – 432 с.

УДК 621.373.54

НЕЛИНЕЙНАЯ МОДЕЛЬ ДИОДА ГАННА ДЛЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ ГЕТЕРОДИНОВ МОБИЛЬНЫХ ПРИЕМНИКОВ

И.В. Толубаев, студент каф. РТС

*Научный руководитель В.П. Пушкарев, доцент каф. РТС, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, Tolubaev.1961@yandex.ru*

Представлены результаты теоретического и экспериментального исследования вольт-амперных характеристик (ВАХ) диодов Ганна (ДГ). На основе результатов исследования получено аналитическое выражение, описывающее вольт-амперную характеристику диодов Ганна в непрерывном и импульсном режимах работы, и зависимость СВЧ-мощности от непрерывного или импульсного напряжения возбуждения ДГ.

Ключевые слова: СВЧ, диод Ганна, аппроксимация ВАХ, коэффициенты аппроксимации, эквивалентная схема, гетеродинный мобильный приемник.

Целью проекта является разработка статической нелинейной модели диода Ганна в непрерывном режиме, предназначенной для автоматизированного проектирования СВЧ- и КВЧ-генераторов.

Актуальность заключается в необходимости обеспечения точности описания нелинейного элемента. В рамках одночастотного приближения эквивалентной схемы активного слоя диод Ганна (ДГ) можно представить параллельным соединением отрицательной проводимости – $G_{дг}$ и «горячей» реактивности (емкости) $C_{дг}$, ЭС корпуса – П-образным звеном. Полная ЭС диода в корпусе приведена на рис. 1.

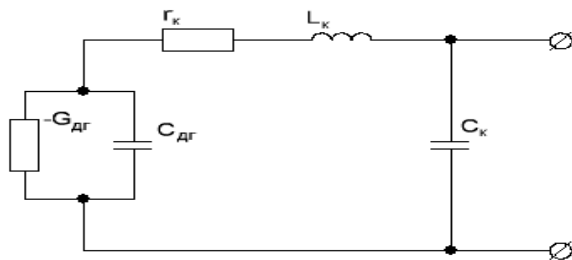


Рис. 1. Эквивалентная схема диода Ганна

Существующая технология производства не обеспечивает достаточной однородности свойств ДГ даже в пределах одной партии. Поэтому при проектировании генераторов приходится считаться с наличием существенного разброса параметров от экземпляра к экземпляру.

Как правило, в полосу частот, в пределах которой ДГ обеспечивает эффективную регенерацию, попадает несколько резонансов колебательной системы, что предопределяет возможность скачков частоты и мощности при регулировке генератора. Поэтому достаточно полное описание АДГ, позволяющее решать задачи о конкуренции различных типов колебаний, достигается лишь при учете в эквивалентной схеме трех-пяти контуров.

Предлагается аппроксимация ВАХ ДГ выражением

$$I(U_n) = I_1(U_n) + I_2(U_n) + I_3(U_n) + I_4(U_n),$$

где $I_1(U_n), I_2(U_n), I_3(U_n), I_4(U_n)$ – зависимости тока от прикладываемого напряжения на диоде Ганна, для различных участков ВАХ.

$$I_1(U_n) = A \times I(U_n) \times e^{-\frac{U_n}{\varphi_T \times m_1}};$$

$$I_2(U_n) = B \times I(U_n) \times e^{-\frac{U_n}{\varphi_T \times m_2}};$$

$$I_3(U_n) = C \times \left[e^{-\frac{U_n}{\varphi_T \times m_1}} - 1 \right];$$

$$I_4(U_n) = C \times \left[e^{-\frac{U_n}{\varphi_T \times m_1}} - 1 \right],$$

где A, B – коэффициенты аппроксимации, имеющие размерность проводимости; C, D – коэффициенты аппроксимации, имеющие размерность тока; $\varphi_T = \frac{kT}{q}$ – температурная разность потенциалов; $k = 1,38 \times 10^{-23}$ – коэффициент Больцмана; T – температура перехода в K_0 ; $q = 1,6 \times 10^{-19}$ – заряд электрона; U_n – величина напряжения на ДГ; m_1, m_2, m_3, m_4 – коэффициенты аппроксимации, характеризующие конструктивную особенность ДГ.

На примере аппроксимации ВАХ диода Ганна 3А735Г представлена результирующая зависимость суммарного тока (рис. 2). Пунк-

тирные линии описывают зависимость каждого тока и показывают их вклад в общий суммарный ток во всем диапазоне напряжений.

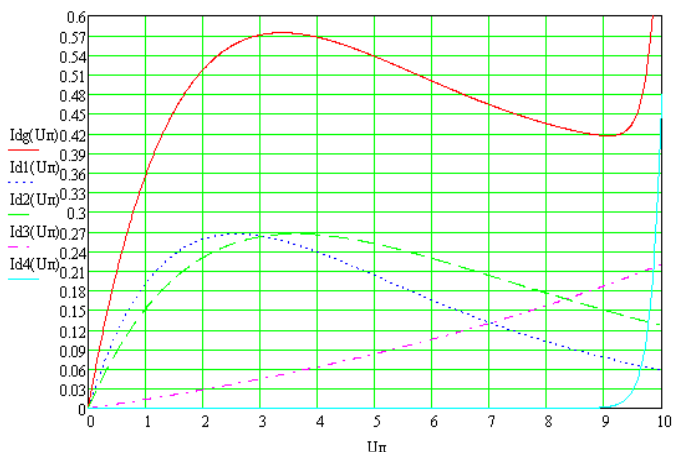


Рис. 2. Вольт-амперная характеристика диода Ганна 3А735Г

В таблице приведены значения коэффициентов аппроксимации для диодов Ганна 3А735Г, работающего в непрерывном режиме.

Коэффициенты аппроксимации

Тип ДГ	A, см	m ₁ , б/р	B, см	m ₂ , б/р	C, А	m ₃ , б/р	D, А	m ₄ , б/р
A735Г	0,28	100	0,2	140	0,13	390	10–5	32

На основе аппроксимации вольт-амперной характеристики рассчитаем параметры эквивалентной нелинейной модели диода Ганна. Рассчитаем параметры эквивалентной схемы диода Ганна (см. рис. 2).

Зависимость отрицательного сопротивления от определяется выражением $R(U_{п}) = R_K - \frac{U_{п}}{I(U_{п})}$ (рис. 3).

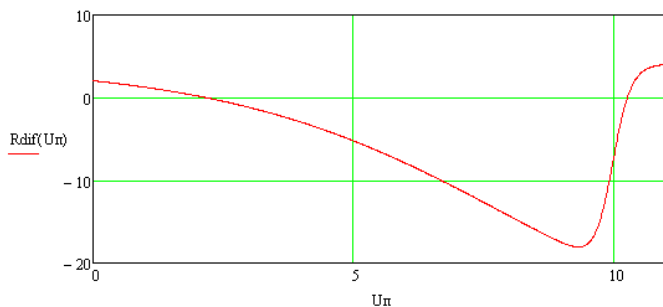


Рис. 3. Дифференциальное сопротивление диода 3А735Г

Зависимость выходной СВЧ-мощности (рис. 4) определяется выражением

$$P(U_{п}) = \begin{cases} 0,5 \times [I(U_{п})]^2 \times |R(U_{п})|, & R(U_{п}) \leq 0; \\ 0, & R(U_{п}) > 0. \end{cases}$$

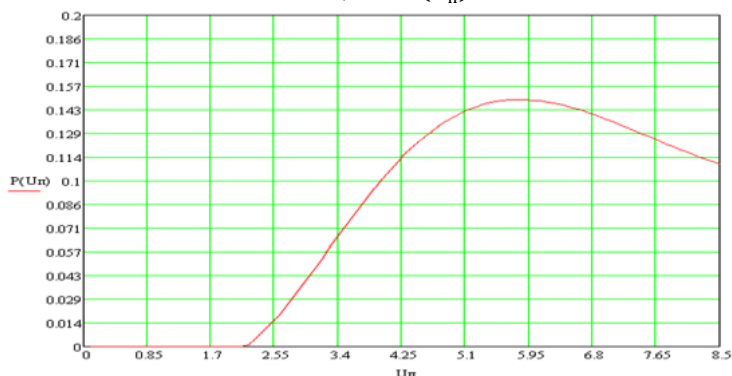


Рис. 4. Зависимость выходной мощности от подаваемого напряжения на диод 3А735Г

Результаты работы позволяют привести описание диодов Ганна во всем допустимом диапазоне прикладываемых напряжений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Царапкин Д.П. Генераторы СВЧ на диодах Ганна. – М.: Радио и связь, 1982. – 112 с.
2. Уткин Г.М. Проектирование радиопередающих устройств СВЧ. – М.: Советское радио, 1979.
3. Наливайко Б.А., Берлин А.С., Божков В.Г. Полупроводниковые приборы. Сверхвысокочастотные диоды: справочник. – Томск: МГП «РАСКО», 1992. – 223 с.
4. Пушкарев В.П., Титов А.А., Бахарева Д.В и др. Унифицированный СВЧ-генератор для систем ближней радиолокации // Научная сессия ТУСУР–2012. – Ч. 1. – С. 279–282.

УДК 621.375.026

МИНИМИЗАЦИЯ ИНТЕРМОДУЛЯЦИОННЫХ ИСКАЖЕНИЙ В СВЧ-УСИЛИТЕЛЯХ МОЩНОСТИ

А.В. Помазанов, магистрант каф. ТОР, ТУСУР

*Научный руководитель В.Д. Дмитриев, к.т.н., доцент каф. ТОР
г. Томск, ТУСУР, pomazanov-95@mail.ru*

При проектировании СВЧ УМ или МШУ для наиболее точного получения характеристик устройства необходимо использовать нелинейные модели

транзисторов, описывающие его работу с высокой точностью. Описывается метод минимизации интермодуляционных искажений (ИМИ) в СВЧ УМ, используются нелинейные модели транзисторов фирмы CREE и Triquint.

Ключевые слова: СВЧ-усилитель мощности, интермодуляционные искажения, полевой транзистор, нелинейные модели, САПР, моделирование.

Транзисторы с высокой подвижностью электронов (рНЕМТ) являются важными устройствами для проектирования усилителей мощности (УМ), малошумящих усилителей (МШУ) и т.д. При проектировании усилителей на основе рНЕМТ-транзисторов важно использовать нелинейные модели, описывающие работу транзистора в нелинейных режимах с высокой точностью [1]. Также необходимо систематически анализировать источник интермодуляционных (ИМ) искажений. Но этого не всегда достаточно, чтобы минимизировать интермодуляционные искажения.

На примере двух СВЧ УМ (рис. 1–4) рассмотрен способ минимизации интермодуляционных искажений. В первом варианте УМ используются два транзистора в выходной цепи, работающие в разных режимах, во втором варианте усилителя используются сразу четыре транзистора одинаковой мощности, работающие в одном режиме, и еще один транзистор меньшей мощности используется как предсказывающий.

Точка пересечения интермодуляции третьего порядка – гипотетическая точка на амплитудной характеристике устройства, в которой величина интермодуляционных продуктов третьего порядка на выходе устройства равна величине основного сигнала. Известно, что основными нелинейными элементами, оказывающими наибольшее влияние на уровень интермодуляционных искажений (ИМИ) третьего порядка, являются нелинейности крутизны зависимости источника g_m и выходной проводимости G_0 .

$$g_{m1} = \frac{\partial I_d(U_g, U_d)}{\partial U_g}, \quad g_{m3} = \frac{1}{6} \cdot \frac{\partial I_d^3(U_g, U_d)}{\partial U_g^3},$$

$$G_{02} = \frac{\partial I_d^2(U_g, U_d)}{\partial U_d^2}, \quad G_{03} = \frac{\partial I_d^3(U_g, U_d)}{\partial U_d^3}, \quad (1)$$

где $I_d(U_g, U_d)$ – ток стока, зависящий от напряжений на затворе U_g и стоке U_d

Для НЕМТ-транзисторов также при двухчастотном воздействии уровень ИМИ третьего порядка зависит от взаимных коэффициентов, которые определяются в виде

$$m_{11} = \frac{\partial g_{m1}}{\partial U_d} = \frac{\partial G_{01}}{\partial U_g}, \quad m_{12} = \frac{\partial^2 g_{m1}}{\partial U_d^2} = \frac{\partial G_{02}}{\partial U_g}, \quad m_{21} = \frac{\partial g_{m2}}{\partial U_d} = \frac{\partial^2 G_{01}}{\partial U_g^2}. \quad (2)$$

На основе ФРВ в работе [1] было получено выражение с учетом отмеченных коэффициентов для определения ИРЗ в зависимости от сопротивления нагрузки

$$IP_3 = \left[\frac{4 \cdot R_L^2 \cdot (gm_1 + A)^3}{R_e \cdot B_1 - 3 \cdot R_e^2 \cdot B_2 \cdot (G_{O2} \cdot A + m_{11})} \right].$$

Верхняя кривая отображает изменение уровня выходной мощности в зависимости от уровня мощности на входе усилителя при двухтоновом воздействии, нижняя кривая отображает уровень интермодуляционных составляющих в зависимости от уровня мощности на входе усилителя. Коэффициент интермодуляционных искажений является разностью между уровнями верхней и нижней кривой. Как видно из рис. 2 и 3, коэффициент интермодуляционных искажений становится меньше, когда затвор второго транзистора запирается меньшим напряжением.

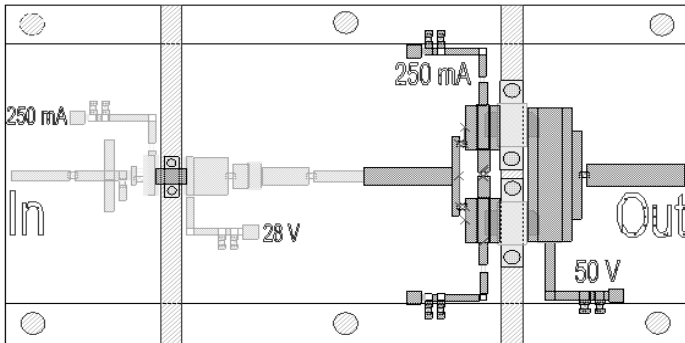


Рис. 1. Топология СВЧ УМ (1-й вариант)

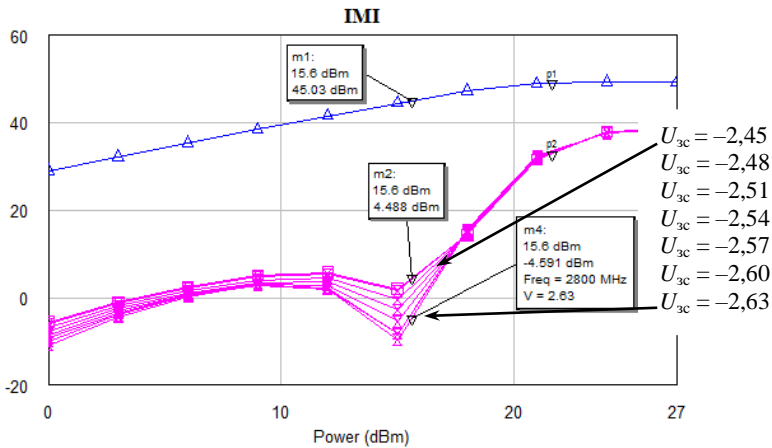


Рис. 2. Зависимость основной частоты и ИМИ третьего порядка при различных режимах $U_{зс}$ второго транзистора (1-й вариант УМ)

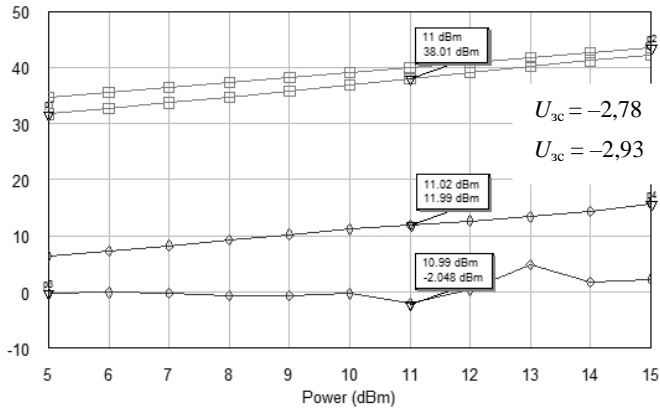


Рис. 3. Зависимость основной частоты и ИМИ третьего порядка при различных режимах $U_{зс}$ (2-й вариант УМ)

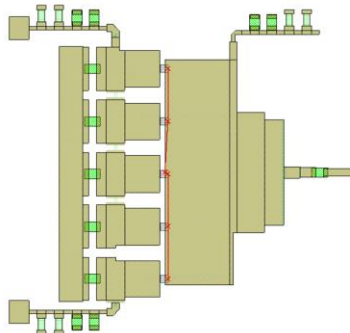


Рис. 4. Топология выходного каскада УМ (2-й вариант)

Закключение. Таким образом, на примере двух СВЧ УМ с помощью разных режимов работы транзисторов в выходной цепи усилителя (первый транзистор работает в обычном режиме, второй работает как предыскажающий каскад) было показано, как можно минимизировать интермодуляционные искажения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дмитриев В.Д., Коротаев В.М., Шишкин Д.А. Оценка параметров рНЕМТ СВЧ полевого транзистора по нелинейным критериям [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://journal.tusur.ru/ru/arhiv/2-3-2011/otsenka-parametrov-phemt-svch-polevogo-tranzistora-po-nelineynym-kriteriyam> (дата обращения: 04.06.2017).
2. Qu G. Characterising Intermodulation in High Electron Mobility Transistors: a thesis submitted in fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy. – Australia: Macquarie University, 1999. – 303 p.

ПОДСЕКЦИЯ 1.5

АУДИОВИЗУАЛЬНАЯ ТЕХНИКА, ЦИФРОВОЕ ТЕЛЕРАДИОВЕЩАНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЙ СЕРВИС

*Председатель секции – Курячий М.И., доцент каф. ТУ, к.т.н.;
зам. председателя – Костевич А.Г., доцент каф. ТУ, к.т.н., с.н.с.*

УДК 005.511

ВЫБОР ОБОРУДОВАНИЯ ДЛЯ 3D-МОДЕЛИРОВАНИЯ МЕТОДОМ КОЛИЧЕСТВЕННОГО SWOT-АНАЛИЗА

Л.Н. Андрийчук, О.С. Конарева, студенты каф. ТУ

Научный руководитель В.А. Семиглазов, доцент каф. ТУ, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, lyana.andrii4uck@yandex.ru,

konareva18@mail.ru, cpp.tu@mail.ru

Проект ГПО ТУ-1701 «Информационный сервис в образовании»

В настоящее время существует множество моделей оборудования для 3D-моделирования. Каждое обладает определёнными характеристиками и имеет свои плюсы и минусы по отношению к другим. Поэтому важно выбрать самый оптимальный вариант, у которого будет достоинств намного больше, чем недостатков. При этом эти недостатки сможет перекрыть усовершенствование того или иного оборудования.

Ключевые слова: оборудование для 3D-моделирования, количественный SWOT-анализ, 3D-оборудование, 3D-ручки.

3D-ручки появились сравнительно недавно, в 2012 г. в Великобритании, но уже используются по всему миру. При этом существует огромное количество фирм, которые их выпускают, и множество моделей. Самыми популярными являются Myriwell, FUNASTIQUE, 3Doodler и CreoPop. Для проведения сравнения были выбраны наиболее популярные модели: FUNASTIQUE ONE, MyRiwell RP100C, 3Doodler 2.0, CreoPop. По характеристикам была выбрана горячая 3D-ручка FUNASTIQUE ONE, так как она обладает лучшими характеристиками по отношению к другим сравниваемым моделям. В опросном листе (рис. 1) показаны оценки экспертов для проведения SWOT-анализа. Размеры факторов для количественного SWOT-анализа взяты из опросного листа, основанного на мнении экспертов (табл. 1, 2).

Таблица 1

Характеристики сравниваемых 3D-ручек

Характеристики/ модель 3D-ручки	FUNASTIQ UE ONE	MyRiwell RP100C	3Doodler 2.0	CreoPop
Диаметр сопла	0,5 мм	0,6 мм	0,7 мм	1 мм
Дисплей	OLED	LCD	–	–
Регулировка температуры	Цифровая	Цифровая	Аналоговая	Аналоговая
Характеристи- ки/модель 3D-ручки	FUNASTIQ UE ONE	MyRiwell RP100C	3Doodler 2.0	CreoPop
Язык меню	Русский	Английский	Английский	Английский
Скорость подачи пластика	6 скоростей	4 скорости	4 скорости	5 скоростей
Регулировка скорости подачи пластика	Кнопки	Кнопки	Ползунок	Ползунок
Тип 3D-ручки	Горячая	Горячая	Горячая	Холодная
Автоотключение	+	–	+	–
Стоимость	2390 р	2450р	8990 р	8490 р
Тип пластика	ABS/PLA	ABS/PLA	ABS/PLA/FLEX	SLA

Таблица 2

Количественный SWOT-анализ

Критерий оценки			Качественные оценки		
Перечень факторов по критериям			Размер фактора	Вес критерия	Оценка факторов
Сильные стороны (S)	1	Диаметр сопла	14,6	0,3	4,38
	2	Дисплей	13		3,9
	3	Стоимость	15,3		4,59
	4	Скорость подачи пластика	12,4		3,72
	Суммарная оценка критерия S				
Слабые стороны (W)	1	Регулировка скорости подачи пластика	4,8	0,3	1,44
	2	Тип пластика	5		1,5
	Суммарная оценка критерия W				
Возможности (O)	1	Обновление и модернизация продукции	14,9	0,2	2,98
	2	Снижение затрат на производство	14,4		2,88
	3	Охват новых целевых групп	3,3		0,66
Суммарная оценка критерия O					6,52

Продолжение табл. 2

Критерий оценки		Качественные оценки			
Перечень факторов по критериям		Размер фактора	Вес критерия	Оценка факторов	
Угрозы (Т)	1	Рост конкуренции	8,6	0,2	1,72
	2	Рост низкостоимостной продукции	6,3		1,26
	3	Использование конкурентами новых материалов для печати	2,6		0,52
Суммарная оценка критерия Т					3,5

По данному SWOT-анализу коэффициент кризисоустойчивости/ конкурентоспособности получился 3,589. Для конкурентоспособного товара он должен быть выше 2, следовательно, данная модель оборудования для 3D-моделирования (т.е. 3D-ручка FUNTAS-TIQUE ONE) является самой оптимальной для 3D-рисования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Боумэн К. Основы стратегического менеджмента. – М., Банки и биржи. ЮНИТИ, 1997.
2. Топ-рейтинг лучших 3D-ручек в 2019 г. [Электронный ресурс]. – <http://10bests.ru/top-10-luchshih-3d-ruchek-rejting-2018-goda/> (дата обращения: 02.02.2019).

УДК 659.13/17

ВЫБОР СПОСОБОВ ПРОДВИЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОННОГО КУРСА ПУТЕМ КОЛИЧЕСТВЕННОГО МЕТОДА ЭКСПЕРТНЫХ ОЦЕНОК

Л.Н. Андрийчук, О.С. Конарева, студенты каф. ТУ

Научный руководитель В.А. Семглазов, доцент каф. ТУ, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, lyana.andrii4uck@yandex.ru,

konareva18@mail.ru, cpp.tu@mail.ru

Проект ГПО ТУ-1701 «Информационный сервис в образовании»

Рассмотрен опыт выбора способа продвижения путем количественного метода экспертных оценок созданного студентами направления подготовки 43.03.01 «Информационный сервис» электронного курса в сфере 3D-технологий на базе предприятия ГК «3DCORP» с использованием системы дистанционного обучения Moodle.

Ключевые слова: система дистанционного обучения Moodle, количественный метод экспертных оценок, аддитивные технологии, 3D-моделирование.

В настоящее время в вузах активно используются современные информационные технологии, в том числе дистанционное обучение в качестве площадки, дающей возможность организовывать образовательный процесс в режиме онлайн.

Так, в рамках группового проектного обучения студентами направления «Информационный сервис» на базе томского предприятия «3DCORP» уже запущен курс «Методика обучения моделирования 3D-ручкой» в системе дистанционного обучения Moodle.

После создания подобных курсов работа не завершается, а перерастает в этап продвижения. Но прежде чем приступить к рекламе, необходимо выбрать методы и способы, посредством которых будет осуществлена маркетинговая кампания.

Для выбора наиболее подходящих способов продвижения проектной группой был использован количественный метод экспертных оценок. Предложенный метод широко используется не только при определении стратегии маркетинговой кампании, но и когда необходимо оценить степень сравнительной предпочтительности различных объектов. Также данный анализ в редких случаях используется при принятии каких-либо решений.

Этот метод заключается в оценивании независимыми экспертами параметров товара, услуги и т.п., а также в определении их веса, т.е. значимости каждого параметра. После чего производятся расчеты всех необходимых величин (как правило, они производятся в таблице), на основе которых производится выбор. Таблица с формулами, по которым производится расчет, приведена в табл. 1.

Таблица 1

Таблица расчетов для количественного метода экспертной оценки

Название	Эксп. 1	Эксп. 2	Эксп. 3	Вес (β)	α
1	0,6	0,5	0,6	2	$\beta / \Sigma \beta$
				$\Sigma \beta$	1

Затем относительно каждого параметра высчитывается математическое ожидание (сумма произведений оценки каждого параметра и показателя α), вычисление параметра λ по каждому показателю (из единицы вычитается соответствующее математическое ожидание), коэффициента вариации относительно каждого показателя (квадратный корень из произведения квадрата разности оценки показателя и соответствующего математического ожидания и соответствующего показателя α , т.е. $\sqrt{(a_1 - M_a)^2 \times \alpha_a}$).

Решение выносится на основе суммирования вышеописанных показателей в пользу параметра, набравшего наибольшую сумму.

При использовании данного метода для оценки и выбора наиболее приемлемых способов рекламы для созданного проектной группой онлайн-курса обучения работе с 3D-ручками экспертам была предложена следующая карта экспертной оценки (табл. 2, 3).

Объектом продвижения выбран электронный курс «Методика обучения моделирования 3D-ручкой». Данный курс включает в себя лекции, практические занятия, мультимедиа файлы, в том числе видеоролики.

Целевая аудитория (выявлена путем опроса): 19–40 лет, сфера деятельности – образование, творчество, отдают предпочтение электронному обучению; источники информации – социальные сети (83,9%); поисковые запросы и сайты (71,4%); печатная продукция (26,8%); телевидение (28,6%); уделяют внимание контекстной рекламе – часто (24,6%); редко (40,4%); основная масса проводит от 4 до 6 ч в социальных сетях.

При экспертной оценке видов продвижения по каждому параметру используются значения из табл. 2.

Таблица 2

Нормировка параметров

Числовое значение	Вербальные оценки	
	0,00–0,20	Очень плохие
0,20–0,37	Плохие	Низкие
0,37–0,63	Удовлетворительные	Удовлетворительные
0,63–0,80	Хорошие	Высокие
0,80–1,00	Очень хорошие	Очень высокие

Таблица 3

Карта экспертной оценки (пример заполнения)

Параметры для оценки	Способы продвижения										β
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	
Стоимость создания элемента рекламы	0,6	0,6	0,6	0,2	0,2	0,1	0,6	0,1	0,1	0,3	2
Степень направленности канала размещения рекламы на указанную целевую аудиторию	0,8	0,8	0,8	0,4	0,4	0,4	0,8	0,4	0,4	0,4	1
Зпоминаемость рекламы указанной целевой аудиторией	0,6	0,7	0,7	0,8	0,8	0,8	0,7	0,8	0,8	0,4	3
Наличие обратной связи с потребителями товара / услуги	0,5	0,5	0,4	0,3	0,3	0,3	0,4	0,2	0,3	0,1	5
Время, затрачиваемое на создание рекламы (разработка, запуск)	0,5	0,8	0,6	0,1	0,1	0,1	0,5	0,1	0,1	0,3	4

По последнему столбцу «Вес параметра» можно оценить степень значимости каждого параметра по шкале от 1 до 10, где 10 – самые важные параметры; 1 – самые незначительные параметры.

Для оценки были представлены такие способы продвижения, как 1 – контекстная реклама, 2 – социальные сети, 3 – посадочные страницы, 4 – флайеры, 5 – реклама в газетах, 6 – реклама на радио, 7 – мастер-классы (мероприятия), 8 – баннеры, 9 – ТВ-реклама, 10 – почтовые рассылки.

Выбор данных параметров исходил из значимости для предприятия и актуальности на рынке аддитивных технологий.

По оценке экспертов по предложенным параметрам, наиболее эффективными оказались реклама в социальных сетях, мастер-классы, контекстная реклама, а также реклама посредством посадочных страниц.

Таким образом, данное исследование не только помогло выявить направление развития маркетинговой кампании, но и позволило решить проблему выбора видов рекламы для онлайн курса. Также необходимо добавить, что данный метод будет использован не только при разработке маркетингового плана продукта, но и при реализации данного проекта, а также в выпускных квалификационных работах студентов направления подготовки «Информационный сервис».

ЛИТЕРАТУРА

1. Семиглазов В.А. Развитие методики отбора инновационных проектов в условиях полной неопределенности // Инновации. – 2006. – № 11. – С. 85–88.
2. Семиглазов А.М., Семиглазов В.А. Модель отбора новых идей для их реализации в инновационном бизнесе // Доклады ТУСУР. – 2010. – Ч. 1, № 2. – С. 336–341.
3. Кривошеева Ю.Е., Семиглазов В.А. Разработка модели отбора инновационных идей с целью развития образования и культуры общества на примере предприятия «Кофейная кантата» // Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири: докл. (матер. конф.) 22-й Междунар. науч.-практ. конф. – Томск: В-Спектр, 2016. – С. 151–154.
4. Андрийчук Л.Н., Семиглазов В.А., Конарева О.С. Создание электронных курсов в системе дистанционного обучения Moodle студентами направления «Информационный сервис» как средство повышения качества образования // Современное образование: качество образования и актуальные проблемы современной высшей школы: матер. междунар. науч.-метод. конф., 31 января – 1 февраля 2019 г., Россия, Томск. – Томск : Изд-во Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2019. – С. 104–105.
5. Гамза В.А., Екатеринославский Ю.Ю. Рисковый спектр коммерческих организаций. – М.: Экономика, 2002. – 108 с.
6. Атапина Н.В. Сравнительный анализ методов оценки рисков и подходов к организации риск-менеджмента // Молодой ученый. – 2013. – №5. – С. 235–243.

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ УДАЛЕНИЯ ШУМОВ НА ИЗОБРАЖЕНИИ

О.С. Дмитриенко, студент

*Научный руководитель Е.В. Зайцева, доцент каф. ТУ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, 9ma1ka@mail.ru*

Приведен краткий обзор методов фильтрации изображений, а также представлены результаты расчета количественных показателей качества для данных методов фильтрации.

Ключевые слова: фильтрация, фильтр Гаусса, анизотропная диффузия.

В процессе передачи и преобразования посредством радиотехнических систем изображения подвергаются воздействию различных помех, что приводит к появлению шумов, ухудшению визуального качества и потере участков изображений.

Ослабление уровня шума достигается различными способами фильтрации.

В работе [1] приведен обзор методов фильтрации, но в данной работе не были рассмотрены методы фильтрации, основанные на дискретных вейвлет-преобразованиях, анизотропной диффузии, а также фильтр Гаусса. Целью работы является обзор данных методов, а также расчет количественных показателей качества данных методов.

Фильтрация на основе дискретного вейвлет-преобразования предусматривает переход к двумерной реализации дискретного вейвлет-преобразования. При практической реализации данного формата рассматривается расширение одномерного дискретного вейвлет-преобразования, при котором по отдельности анализируются строки и столбцы двумерного изображения. В этом случае проводится анализ изображения по горизонталям, вертикалям и диагоналям с одинаковым разрешением, и соответствующие фильтры формируются на основе произведений характеристик низкочастотных и высокочастотных фильтров для одномерного случая [2].

Фильтр анизотропной диффузии – это сглаживающий фильтр, особенностью которого является сохранение и «усиление» границ областей на изображении.

В процессе диффузионной фильтрации изображение размывается, становясь все более гладким. Для усиления процесса сглаживания шумов вносится в коэффициент диффузии зависимость от локальной интенсивности изображения.

Если суммарная интенсивность в некоторой фиксированной окрестности точки мала, то эта точка, вероятнее всего, является шумом,

и должна размываться. Если же суммарная интенсивность велика, то точка считается принадлежащей объекту или его границе, размывтия которых необходимо избегать [3].

Фильтр Гаусса – это сглаживающий фильтр, который использует нормальное распределение для вычисления преобразования, применяемого к каждому пикселю изображения.

Каждому элементу изображения соответствует число, называемое весовым множителем. Совокупность всех весовых множителей составляет весовую функцию.

Матрица перемещается по изображению, при этом весовая функция в процессе перемещения остаётся неизменной.

В каждой точке весовая функция поэлементно умножается на значение соответствующих пикселей исходного изображения и произведения суммируются. Полученная сумма присваивается тому пикселю нового изображения, который соответствует положению центра окна. Результат записывается во временную матрицу, чтобы исключить влияние обработанных пикселей на необработанные [4].

С целью сравнения эффективности работы данных фильтров были рассчитаны количественные показатели качества фильтрации, такие как RMSE и PSNR.

В качестве исходного изображения было взято полутоновое черно-белое изображение зашумленное Гауссовым шумом. С помощью редактора G'MICol была проведена фильтрация данного изображения. Расчет количественных показателей качества фильтрации производился по формулам (1) и (2), согласно методике, описанной в [5]:

$$RMSE(A, B) = \sqrt{\frac{1}{MN} \sum_{m,n} (A_{mn} - B_{mn})^2}, \quad (1)$$

$$PSNR = 20 \log_{10} \frac{|A_{max}|}{RMSE(A, B)}. \quad (2)$$

Результаты расчета приведены в табл. 1

Таблица 1

Расчет RMSE и PSNR

Наименование фильтра	RMSE	PSNR, Дб
Дискретные вейвлет-преобразования	0,009377	88,689577
Фильтр Гаусса	0,005358	93,550338
Анизотропная диффузия	0,006698	91,612138

С целью улучшения визуального восприятия данные изображения были отфильтрованы высокочастотным фильтром при помощи

графического редактора G'MICol. Значения RMSE и PSNR для данных изображений приведены в табл. 2.

Таблица 2

Расчет RMSE и PSNR для изображений после высокочастотной фильтрации

Наименование фильтра	RMSE	PSNR, Дб
Дискретные вейвлет-преобразования	0,006698	91,612138
Фильтр Гаусса	0,008037	90,028513
Анизотропная диффузия	0,010716	87,529338

По данным табл. 1 и 2 можно сделать вывод, что фильтр Гаусса позволяет получить наибольшее значение PSNR, но данный фильтр имеет наихудшее качество визуального восприятия, в то время как фильтр на основе вейвлет-преобразований и фильтр анизотропной диффузии обладают наилучшим качеством визуального восприятия, однако данные фильтры требуют большое количество вычислительных ресурсов.

Таким образом, выбор конкретного фильтра определяется тем, какое из требований является более важным, а также ограничениями, налагаемыми на систему.

ЛИТЕРАТУРА

1. Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://storage.tusur.ru/files/36459/TU-1203_Фильтрация_изображений.pdf (дата обращения: 18.02.2019).
2. Ясин А.С. Фильтрация зашумленных сигналов и изображений с применением вейвлет-преобразования: автореф. дис. ... канд. физ.-мат. наук. – 2016. – 21 с.
3. Московский государственный университет им. М.В. Ломоносова [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://imaging.cs.msu.su/pub/2008.JProg.Krylov.Diff.ru.pdf> (дата обращения: 18.02.2019).
4. Бутенко В.В. Особенности применения фильтров обработки изображений перед поиском объектов на изображениях // Технические науки: теория и практика: матер. III Междунар. науч. конф., апрель, 2016 г. – Чита: Молодой ученый, 2016. С. 1–3.
5. Горбачев В.Н., Кайнарова Е.М. Элементы обработки цифровых изображений и встраивания цифровых данных: учеб. пособие. – СПб., СПбГУПТД, 2016. – 96 с.

МЕТОДЫ ВЫДЕЛЕНИЯ КОНТУРОВ НА ЦИФРОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ

А.Д. Гайфуллина, Д.Г. Миронов, Е.А. Федоров, студенты каф. БИС

*Научный руководитель А.С. Рудникович, ст. преп. каф. ТУ
г. Томск, ТУСУР, res187@icloud.com*

*Проект ГПО ТУ-1902 «Распознавание и анализ видеоданных
в программном окружении «DiViLab-цифровая видеолaborатория»*

Проводится сравнение высокочастотных фильтров: лапласиан, оператор Собеля, оператор Шарра. Рассмотрены характерные особенности на примере обычного изображения для каждого из фильтров. На основе проведенного исследования были установлены возможные критерии выбора фильтра для решения прикладной задачи.

Ключевые слова: обработка изображений, фильтры, оператор Собеля, оператор Шарра, лапласиан.

Для повышения информативности изображений и видео широко применяется цифровая обработка видеоизображений. Она позволяет, анализируя изображения определять параметры пространства: измерение глубины, измерение ориентации объектов в пространстве, определение свойств материала, различия в освещении сцены. Способом определения данных параметров являются методы выделения границ, такие как использование высокочастотных фильтров.

Целью данной работы является изучение и сравнение высокочастотных фильтров Собеля, Шарра и лапласиана.

В качестве платформы для применения данных фильтров был использован программный продукт «DiViLab – цифровая видеолaborатория». Каждый из фильтров реализован с использованием библиотеки OpenCV 3.4.5 в среде разработки NetBeans IDE.

Для выделения контуров объектов необходимо рассматривать места резкого изменения цвета – производной функции $I(x, y)$, описывающей изображение [1]. Но так как при обработке происходит работа со скалярным полем, корректней говорить о градиенте изображения – векторе, указывающем направление наискорейшего возрастания некоторой величины, значение которой меняется от одной точки пространства к другой [2].

Оператор Собеля вычисляет градиент яркости изображения в каждой точке. Таким образом, находится направление наибольшего увеличения яркости и величина ее изменения. Результат показывает резкость или плавность изменения яркости изображения в каждой точке, а значит, вероятность нахождения точки на грани и ориентацию границы.

При использовании оператора Собеля на изображение накладываются по оси x и по оси y маски размером 3×3 . Они позволяют вычислить отклик линейной фильтрации R в каждой точке (x, y) .

$$R = w(1,1)f(x-1, y-1) + w(1,2)f(x-1, y) + \dots + w(3,2)f(x+1, y) + w(3,3)f(x+1, y+1).$$

Выглядят маски следующим образом:

$$G_y = \begin{pmatrix} -1 & -2 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 2 & 1 \end{pmatrix}, \quad G_x = \begin{pmatrix} -1 & 0 & 1 \\ -2 & 0 & 2 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix}.$$

G_y и G_x – две матрицы, где каждая точка содержит приближенные производные по x и по y .

После наложения апертур по осям находится взвешенная сумма двух матриц. Результат суммирования записывается в текущие координаты x и y , формируя новое изображение. Однако следует отметить, что такой расчет не является точным, но он достаточно качествен для практического применения.



Рис. 1. Применение оператора Собеля

Одними из недостатков оператора Собеля является то, что он не обладает полной вращательной симметрией [3], а также используемая им аппроксимация градиента достаточно грубая, особенно это сказывается на высокочастотных колебаниях изображения. Оператор Шарра использует похожее ядро свертки, решающее проблемы оператора Собеля. Выглядит ядро следующим образом:

$$G_y = \begin{pmatrix} -3 & -10 & -3 \\ 0 & 0 & 0 \\ 3 & 10 & 3 \end{pmatrix}, \quad G_x = \begin{pmatrix} -3 & 0 & 3 \\ -10 & 0 & 10 \\ -3 & 0 & 3 \end{pmatrix}.$$

За счет больших значений элементов маски оператора Шарра происходит увеличение размера ширины границы, это качество полезно при выделении контуров крупных объектов. Но также видно,

что в областях с тонкими, наслаивающимися линиями, таких как ветви деревьев, появляется больше шумов.

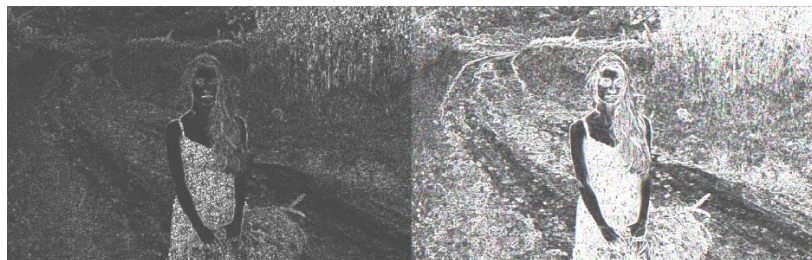


Рис. 2. Применение оператора Лапласа (слева) и Шафра

Дискретный лапласиан определяется как сумма вторых производных и вычисляется как сумма перепадов на соседях центрального пикселя. Его апертура представляет собой следующее:

$$G_y = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -4 & & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Таким образом, значение этого оператора будет достигать максимума для участков изображения, меньших размера его ядра, или одного пикселя, окруженного пикселями с большим значением. Применение данного фильтра представлено на рис. 2. Одной из типичных задач данного фильтра является выделение пятен.

При решении прикладных задач следует учитывать специфику изображений, в результате необходимо выделить контуром, будут ли это массивные объекты или же тонкие наслаивающиеся контуры либо мелкие точечные границы, и уже из этих условий выбирать фильтр.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. – М.: Техносфера, 2012. – № 3. – С. 1104.
2. Адриан Кэлер, Гэри Брэдски. Изучаем OpenCV 3. – М.: ДМК-Пресс, 2017. 826 с.
3. Хрящев Д.А. Об одном методе выделения контуров на цифровых изображениях [Электронный ресурс]. – 2010. – Режим доступа: http://vestnik.astu.org/content/userimages/file/upr_2_2010/28.pdf (дата обращения: 09.03.2019).

ПОВЫШЕНИЕ КАЧЕСТВА ИЗОБРАЖЕНИЙ МЕТОДАМИ ЧАСТОТНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ

*О.О. Монгуш, магистрант; А.В. Каменский, аспирант каф. ТУ
Научный руководитель М.И. Курячий, доцент каф. ТУ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, orlanda.mongush@mail.ru*

Рассматривается фильтрация изображений в частотной области с примерами по улучшению изображения и с применением фильтров нижних и верхних частот.

Ключевые слова: низкочастотная фильтрация, высокочастотная фильтрация, фильтр Гаусса.

Множество подходов к улучшению изображений распадается на две большие категории: методы обработки в пространственной области и методы обработки в частотной области. Термин «пространственная область» относится к плоскости изображения как таковой, и данная категория объединяет подходы, основанные на прямом манипулировании пикселями изображений [1]. Методы обработки в частотной области основываются на модификации сигнала, формируемого путем применения к изображению преобразования Фурье. Недостатками пространственной фильтрации часто являются размытие контуров и снижение резкости изображения. Частотная же фильтрация, в случае наличия помех, имеющих периодическую составляющую, позволяет оказывать более сосредоточенное влияние, по минимуму затрагивая полезную информацию.

Быстрым способом фильтрации является подавление соответствующих частот в Фурье-образе изображения и затем обратным преобразованием получение отфильтрованного изображения. Известны круговые фильтры для подавления частот, такие как идеальный фильтр, фильтр Баттерворта, фильтр Гаусса.

Была проведена обработка изображений в частотной области с помощью фильтра Гаусса нижних и верхних частот.

Сглаживание («размытие») устанавливается в частотной области с помощью низкочастотной фильтрации путем ослабления (уменьшения) высокочастотных составляющих некоторого диапазона Фурье-образа используемого изображения.

Передаточная функция фильтра Гаусса нижних частот определяется следующим выражением:

$$H(u, v) = e^{-D^2(u, v)/2D_0^2},$$

где $D(u, v)$ – расстояние от точки (u, v) до начала координат, D_0 – заданная неотрицательная величина.

Повысить резкость изображения в частотной области можно с помощью высокочастотной фильтрации, которая подавляет низкочастотные составляющие и пропускает без изменения высокочастотные составляющие Фурье-преобразования.

Передаточная функция фильтра Гаусса верхних частот определяется следующим выражением:

$$H(u,v)=1-e^{-D^2(u,v)/2D_0^2}$$

Обработка проводилась тестовой таблицей ISO12233 [2].

На рис. 1 представлены фрагменты изображений с изменением коэффициента D_0 в области нижних частот.

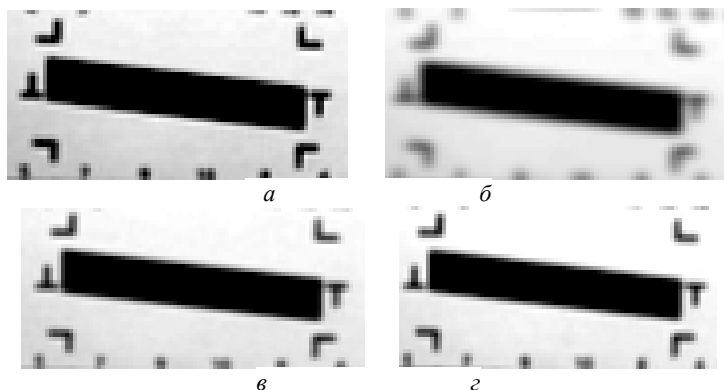


Рис. 1. Низкочастотная фильтрация: *а* – исходное изображение; *б* – обработанное изображение с коэффициентом $D_0 = 0,05$; *в* – обработанное изображение с коэффициентом $D_0 = 0,25$; *г* – обработанное изображение с коэффициентом $D_0 = 1$

Т а б л и ц а 1

Результат оценки разрешающей способности тестового изображения

Коэффициент D_0	0,05	0,25	1
ТВЛ	228,6	395,4	516

При увеличении значения коэффициента D_0 происходит отчетливость, также возрастает количество видимых телевизионных линий. Это связано с тем, что коэффициент D_0 определяет форму кривой характеристики передачи уровней яркости. Если $D_0 > 1$, то результирующее изображение будет «светлее», чем исходное. Если $D_0 < 1$, то изображение будет «темнее», чем исходное.

На рис. 2 представлены фрагменты изображений с изменением коэффициента D_0 в области верхних частот.

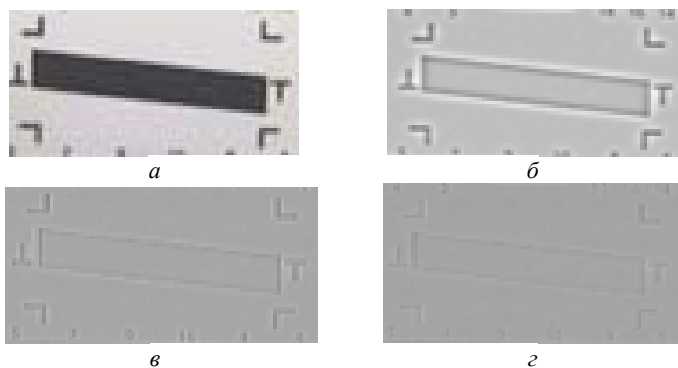


Рис. 2. Высоочастотная фильтрация: *a* – исходное изображение; *б* – обработанное изображение с коэффициентом $D_0 = 0,05$; *в* – обработанное изображение с коэффициентом $D_0 = 0,25$; *г* – обработанное изображение с коэффициентом $D_0 = 1$

Таблица 2

Результат оценки разрешающей способности тестового изображения

Коэффициент D_0	0,05	0,25	1
ТВЛ	116,7	80,6	51,3

При увеличении значения коэффициента D_0 увеличивается резкость изображения. Это связано с тем, что при увеличении коэффициента D_0 увеличивается вклад, вносимый высокими частотами, при этом происходит увеличение резкости изображения.

Таким образом, была произведена обработка изображений с использованием фильтра Гаусса в нижних и верхних частотах. При визуальном восприятии видно, что изображения обработанные в низко-частотной области, стало более четкими по сравнению с исходными.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гонсалес Р., Вудс Р., Эддинс С. Цифровая обработка изображений в среде MATLAB. – М.: Техносфера, 2006. – 615 с.
2. ISO 12233:2014 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://chdk.clan.su/load/6-1-0-124> (дата обращения: 02.03.2019).

ЭКВАЛИЗАЦИЯ ГИСТОГРАММ ИЗОБРАЖЕНИЙ АКТИВНО-ИМПУЛЬСНЫХ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

О.О. Монгуш, магистрант; А.В. Каменский, аспирант каф. ТУ

Научный руководитель М.И. Курячий, доцент каф. ТУ, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, orlanda.mongush@mail.ru

Проанализирован один из методов улучшения визуального качества изображений: выравнивание гистограммы яркостей в изображениях, формируемых активно-импульсными телевизионно-вычислительными системами. Приведены примеры использования данного метода.

Ключевые слова: эквализация, выравнивание гистограммы, контраст, активно-импульсная телевизионно-вычислительная система.

Цифровые изображения подвергаются воздействию различных типов искажений, которые могут возникнуть от способа получения изображений, передачи информации и методов оцифровывания данных.

Существует множество методов для улучшения визуального восприятия изображений с нарушениями контраста. Некоторые алгоритмы направлены на устранение одного из типов искажения, другие алгоритмы учитывают положение объектов на изображении. Бывают методы, которые при обработке используют только гистограмму.

Метод выравнивания гистограммы является одним из простых способов улучшения изображения. Результат этого метода состоит в увеличении динамического диапазона яркостей, что обычно означает большую контрастность обработанного изображения. Данный метод может быть востребован в случае автоматического улучшения, например в системах видеонаблюдения, чтобы адаптировать изображение под смену освещения сцены.

Для реализации метода эквализации гистограмм использовались изображения, снятые активно-импульсной телевизионно-вычислительной системой в большой аэрозольной камере, где имитировались погодные условия [1].

Для оценки качества используемого метода были проведены измерения с использованием программных модулей MATLAB и ImageJ.

На рис. 1 приведена обработка изображения в среде MATLAB, снятая в дыму.

На рис. 2 приведена обработка изображения в среде MATLAB, снятая в тумане.

Повышение контрастности изображения вызвано существенным расширением динамического диапазона на всю шкалу яркости.

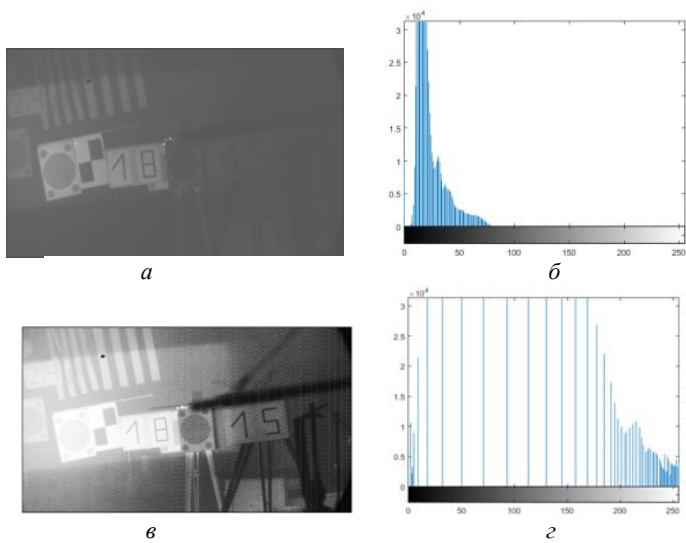


Рис. 1. Метод выравнивания гистограммы в MATLAB: *a* – исходное изображение в дыму; *б* – гистограмма исходного изображения; *в* – изображение после эквализации гистограммы; *г* – гистограмма обработанного изображения

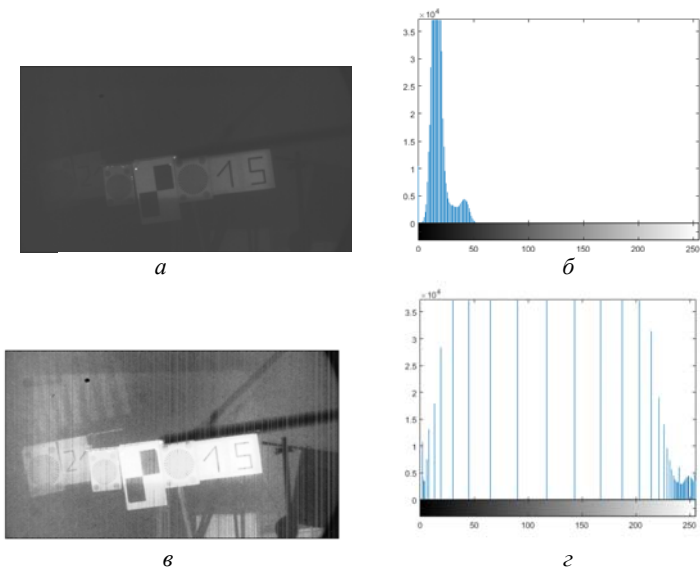


Рис. 2. Метод выравнивания гистограммы в MATLAB: *a* – исходное изображение в тумане; *б* – гистограмма исходного изображения; *в* – изображение после эквализации гистограммы; *г* – гистограмма обработанного изображения

На рис. 3 приведена обработка изображения в программном модуле ImageJ, снятая в дыму.

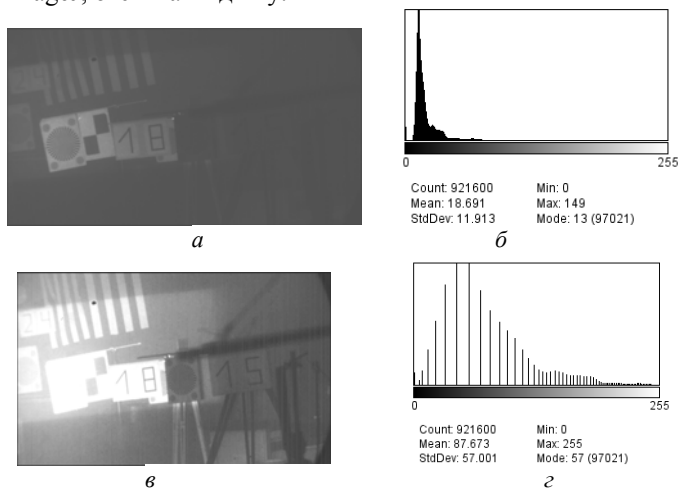


Рис. 3. Метод выравнивания гистограммы в ImageJ: *a* – исходное изображение в дыму; *б* – гистограмма исходного изображения; *в* – изображение после эквализации гистограммы; *г* – гистограмма обработанного изображения

На рис. 4 приведена обработка изображения в программном модуле ImageJ, снятая в тумане.

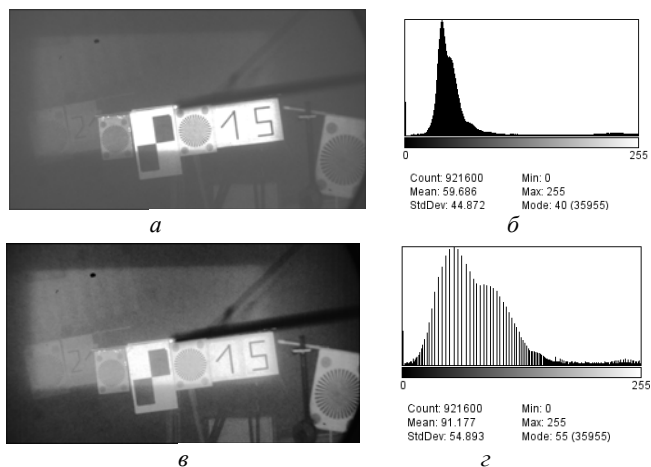


Рис. 4. Метод выравнивания гистограммы в ImageJ: *a* – исходное изображение в тумане; *б* – гистограмма исходного изображения; *в* – изображение после эквализации гистограммы; *г* – гистограмма обработанного изображения

Таким образом, изображения демонстрируют эффективность метода. Повышение общей яркости изображения связано с тем, что средний уровень яркости на гистограмме эквализованного изображения стал выше (ярче), чем на исходном.

В данной работе был изучен один из методов повышения качества изображения, а именно эквализация гистограмм изображений. Обработав изображения, стало очевидно, что контрастность изображения увеличивается, даже если оно было снято в плохих условия съемки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Каменский А.В., Капустин В.В. Повышение четкости изображений активно-импульсных телевизионно-вычислительных систем с использованием алгоритмов двумерной апертурной коррекции // Электронные средства и системы управления: XIII Междунар. науч.-практ. конф., посвященная 55-летию ТУСУРа: в 2 ч. – Томск (29 ноября – 1 декабря 2017 г.). – Томск: В-Спектр, 2017. – Ч. 2. – С. 125–128.

2. Гонсалес Р., Вудс Р., Эддинс С. Цифровая обработка изображений в среде MATLAB. – М.: Техносфера, 2006. – 615 с.

УДК 621.396.41

ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ / ПОМЕХА ОБРАТНОГО РАССЕЯНИЯ ОТ ДИСТАНЦИИ НАБЛЮДЕНИЯ ДЛЯ АКТИВНО-ИМПУЛЬСНЫХ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

*С.А. Айсабек, магистрант; А.К. Мовчан, аспирант каф. ТУ
Научный руководитель В.В. Капустин, доцент каф. ТУ
г. Томск, ТУСУР, love_1995@mail.ru*

Представлены результаты исследования зависимости отношения сигнал / помеха обратного рассеяния от дистанции наблюдения для активно-импульсных телевизионных измерительных систем.

Ключевые слова: активно-импульсные телевизионные измерительные системы, отношения сигнал / помеха, помеха обратного рассеяния.

В настоящее время все более широкое распространение приобретают системы технического видения, которые способны эффективно решать задачи поиска, обнаружения и распознавания объектов интереса в сложных условиях видимости (туман, дымка, пыль, снегопад и т.д.).

К телевизионным системам, способным эффективно работать в сложных условиях видимости, можно отнести активно-импульсные телевизионные измерительные системы (АИ ТИС) [1].

Дальность действия и вероятность распознавания объектов традиционными телевизионными системами наблюдения значительно ограничивается в условиях пониженной прозрачности среды распространения. Основной причиной ограничения дальности обнаружения и идентификации объектов интереса в сложных условиях видимости является воздействие помехи обратного рассеяния. Помеха обратного рассеяния возникает из-за рассеяния фотонов света в аэрозолях атмосферы в направлении наблюдателя, что приводит к значительному снижению контраста изображения и как следствие к невозможности обнаружения и распознавания объектов.

Основными достоинствами АИ ТИС являются устранение помехи обратного рассеяния и значительное ослабление световых помех естественной и искусственной природы.

Принцип работы АИ ТИС основан на импульсном подсвете пространства и стробировании по времени фотоприемного устройства, оснащённого быстродействующим затвором.

Измерение зависимости отношения сигнал / помеха обратного рассеяния (ОСП) от дистанции наблюдения. Эксперимент по измерению отношения сигнал / помеха обратного рассеяния от дистанции наблюдения проводился в два этапа в большой аэрозольной камере (БАК) Института оптики и атмосферы им. В.Е. Зуева СО РАН [2].

На первом этапе проводились измерения параметров сигналов, полученных от объектов наблюдения (рис. 1), находящихся на дистанциях 18 и 24 м в БАК в условиях чистой среды.



Рис. 1. Расположение объектов для измерений в БАК в чистой среде:
 a – 18 м; b – 24 м (область измерения выделены рамкой)

На втором этапе проводились измерения параметров сигналов в малопрозрачной среде, полученных от объектов наблюдения (рис. 2), находящихся на дистанциях 18 и 24 м, а также сигнала помехи обратного рассеяния.

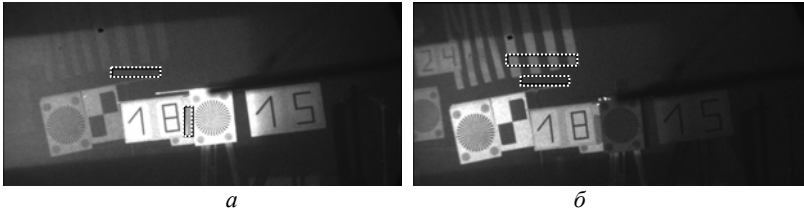


Рис. 2. Расположение объектов для измерений в БАК в малопрозрачной среде и помехи обратного рассеяния: *а* – 18 м; *б* – 24 м (области измерений выделены рамками)

На рис. 3, *а* представлены сигналы с круговой миры на дистанции 18 м в чистой и малопрозрачной среде, на рис. 3, *б* представлены сигналы черно-белых полос в чистой и малопрозрачной среде на дистанции 24 м.

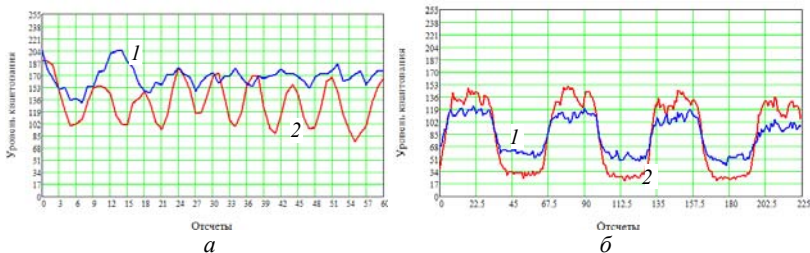


Рис. 3. Осциллограммы сигналов с исследуемых областей при задержке стробирования: *а* – 90 нс для 18 м; *б* – 120 нс для 24 м (*1* – (синий) в малопрозрачной среде, *2* – (красный) в чистой среде)

На рис. 4 представлена зависимость среднеквадратического отклонения (СКО) сигналов с исследуемых областей от задержки стробирования фотоприемного устройства в чистой и малопрозрачной средах.

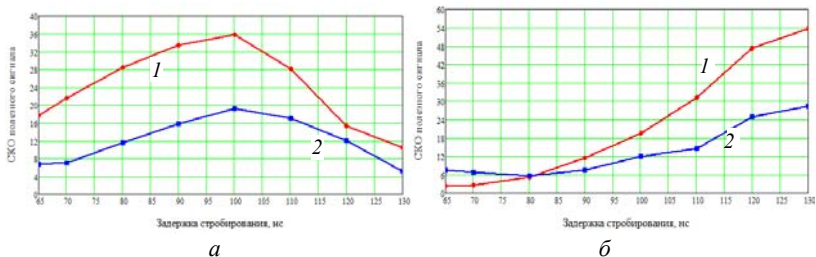


Рис. 4. Зависимость СКО сигналов с исследуемых областей от задержки стробирования: *а* – 90 нс для 18 м; *б* – 120 нс для 24 м (*1* – (синий) – малопрозрачная среда, *2* – (красный) – чистая среда)

Результаты измерения СКО помехи обратного рассеяния в малопрозрачной среде при различных задержках стробирования фотоприемного устройства представлены на рис. 5.

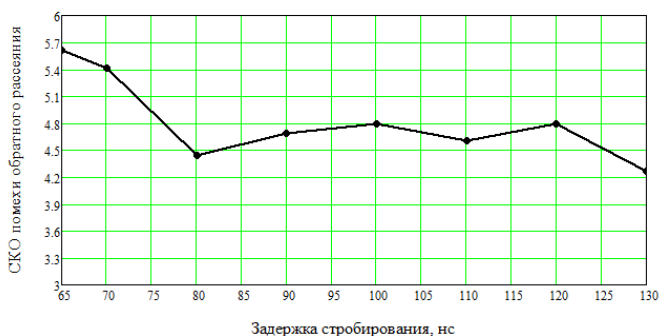


Рис. 5. Зависимость СКО помехи обратного рассеяния от задержки стробирования

График зависимостей отношений сигнал / помеха обратного рассеяния от задержки стробирования при дистанциях 18, 21 и 24 м фотоприемного устройства представлен в логарифмическом масштабе на рис. 6.

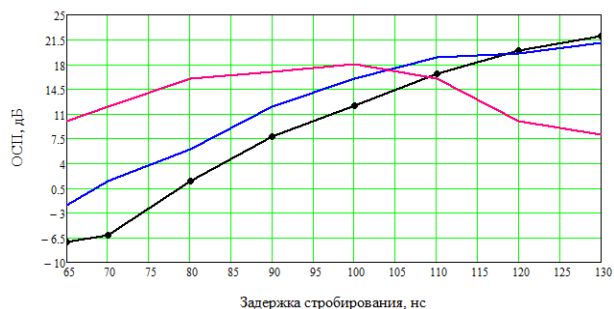


Рис. 6. График зависимостей отношений сигнал / помеха обратного рассеяния от задержки стробирования при дистанциях 18, 21 и 24 м фотоприемного устройства

При изменении задержки стробирования фотоприемного устройства в малопрозрачной среде от 65 до 130 нс и наблюдении за объектом, находящимся на дистанциях 18, 21, 24 м от АИ ТИС отношение сигнал/помеха обратного рассеяния изменились: для 18 м от 10 до 8 дБ; для 21 от -2 до 22 дБ; для 24 от $-6,5$ до 22 дБ. Вне зависимости, что результаты оценки ОСП получены с помощью образцового изображения объекта наблюдения в чистой среде, они все же позволяют уста-

новить связь между формой активной зоны видения, а значит, и параметрами АИ ТИС с характеристиками получаемых с ее помощью изображений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Конохов А.Л., Костевич А.Г., Курячий, М.И. Критерии оценки отношения сигнал/шум в активно-импульсных телевизионно-вычислительных системах // Научная сессия ТУСУР–2012: в 5 ч (16–18 мая 2012 г.). – Томск: В-Спектр, 2012. – Ч. 1. – С. 111–115.

2. Мовчан А.К., Капустин В.В., Айсабек С.А. Оценка отношения сигнал / помеха обратного рассеяния в активно-импульсных телевизионных вычислительных системах // XIV Межд. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления»: в 2 ч. (28–30 ноября 2018 г.). – Томск: В-Спектр, 2018 – Ч. 2. – С. 177–180.

УДК 654.171

ФОРМИРОВАНИЕ ИЗОБРАЖЕНИЯ ДЕФОРМИРОВАННОЙ МЕТАЛЛИЧЕСКОЙ ТРУБКИ С ПОМОЩЬЮ ФОТОМОДУЛЯ И МИКРОКОНТРОЛЛЕРА ARDUINO

С.Б. Кокабаева, студентка каф. РСС

*Научный руководитель Н.Д. Хатъков доцент каф. РСС, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, bossy_s@mail.ru*

Описываются подключение фотомодуля OV7670 к микроконтроллеру Arduino nano, получение сигнала, овладение методикой на программах Arduino IDE и Lazarus IDE. Рассматривается алгоритм создания приложения, с помощью которого будут получены кадры с камеры.

Ключевые слова: Arduino nano, фотомодуль OV7670, Arduino IDE, Lazarus IDE, интерфейс I2C.

Подключение модуля OV7670 к Arduino – довольно нестандартная задача. В данной работе, кроме подключения также осуществляется настройка камеры и получение тестового изображения с помощью программы, написанной в среде Arduino IDE, что станет начальной точкой для дальнейшего применения в различных проектах.

Работа начинается со сборки схемы и написания программы управления. Для этого нам потребуется: Arduino nano, камера OV7670, разъем – 28 штук, резисторы 10 и 4,7 кОм по две штуки и макетная плата.

Для конфигурации и связи используется интерфейс I2C, а для непосредственно передачи данных цвета пикселей – восьмибитная параллельная шина. А данные за нас будет собирать компьютер, так как памяти Arduino nano не хватит на сборку кадра.

Программа Arduino IDE предназначена для работы с камерой OV7670. Arduino IDE – это программное обеспечение с открытым исходным кодом, которая позволяет легко писать код и загружает его [1]. Среда написана на java и основана на обработке и другом программном обеспечении с открытым исходным кодом. Это программное обеспечение может использоваться с любой платой Arduino.

Сначала в программу Arduino IDE были подключены следующие библиотеки: `<stdint.h>`, `<avr/io.h>`, `<util/twi.h>`, `<util/delay.h>`, `<avr/pgmspace.h>` [1].

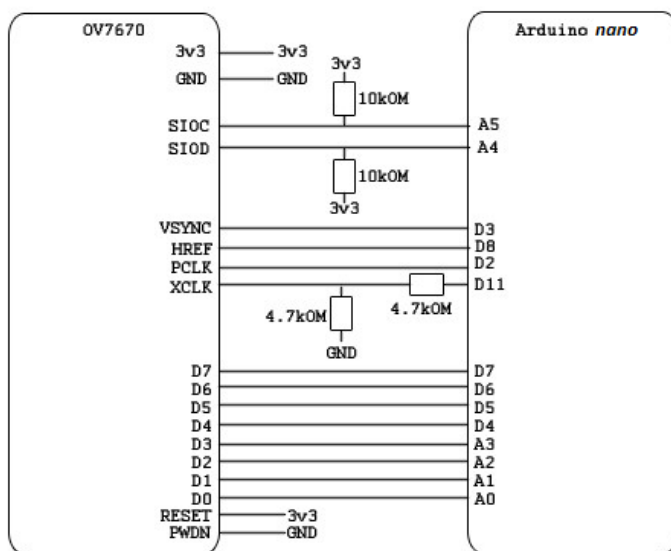


Рис. 1. Схема подключения

Для получения изображения с камеры OV7670 была использована программа, в которой листинг был записан самостоятельно.

С помощью программы Lazarus IDE было создано приложение, представленное на рис. 1, с помощью которого будут получены данные с камеры.

В этом приложении через кнопку Set port добавляется порт, а кнопка Open предназначена для открытия записанной нами программы, после этого будет идти запись изображения. Если весь объем работы выполнен правильно, то загорается зеленый цвет вместо синего. В нашем случае нам удалось взять сигнал, который представлен на рис. 2.

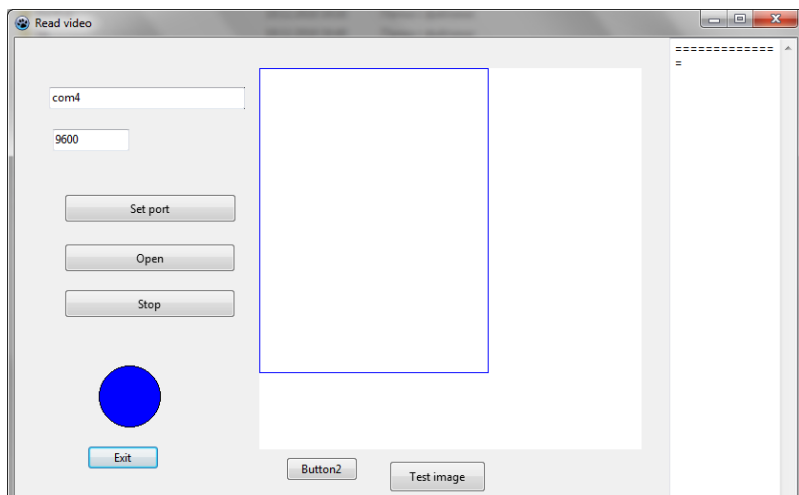


Рис. 1. Приложение Read Video

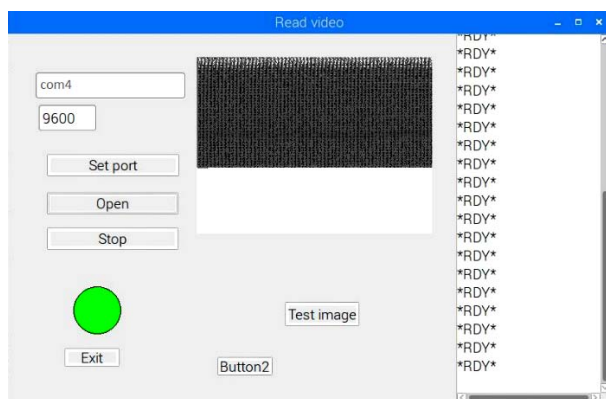


Рис. 2. Тестовое изображение

В виде тестового объекта взяли белую бумагу и тестовый объект поставили перед камерой. Из-за маленькой скорости передачи данных было потеряно начало кадра.

В ходе работы был получен сигнал с помощью фотомодуля и микроконтроллера Arduino nano.

ЛИТЕРАТУРА

1. Что такое Arduino? Программное обеспечение Arduino IDE [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.arduino.cc/index.php> (дата обращения: 01.10.2018).

2. Аппаратная часть платформы Arduino [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://arduino.ru/Hardware> (дата обращения: 01.11.2018).
3. Петин В.А. Проекты с использованием контроллера Arduino. – СПб.: БХВ-Петербург, 2014. – 400 с.
4. Петин В.А., Биняковский А.А. Практическая энциклопедия Arduino. – М.: ДМК-Пресс, 2017. – 152 с.
5. Белецкий Я. Энциклопедия языка Си: пер. с польск. – М.: Мир, 1992. – 687 с.
6. Программирование на Lazarus [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://intuit.valrkl.ru/course-1265/#ID.17.section.5> (дата обращения: 12.01.2019).

СТРАТЕГИИ ПО ПРОДВИЖЕНИЮ ЭЛЕКТРОННОГО КУРСА «ТЕНДЕРЫ, ГОСЗАКУПКИ И КОНТРАКТЫ, ПОДГОТОВКА И ВЕДЕНИЕ ДОКУМЕНТАЦИИ»

К.А. Козлова, студентка каф. ТУ

*Научный руководитель В.А. Семглазов, доцент каф. ТУ, к.т.н.
г. Томск, , ТУСУР, franom@mail.ru*

Рассмотрены основные стратегии продвижения электронного курса «Госзакупки и контракты, подготовка и ведение документации», изучены методы продвижения, показаны процессы разработки семантического ядра и написания seo-текстов.

Ключевые слова: методы продвижения, семантическое ядро, seo-тексты, рекламные компании, Интернет.

Широкие возможности средств массовой информации вызывают необходимость изучать механизмы их функционирования и развития, эффективность влияния на аудиторию. Как и любой другой продукт, электронный курс при эффективном продвижении в будущем может вывести компанию на новый, более высокий уровень.

Электронный курс «Госзакупки и контракты, подготовка и ведение документации» знакомит слушателя с основными аспектами при оформлении и подготовке документации, необходимой для участия в тендерах в дистанционной форме. Для его продвижения необходимо разработать несколько четких, но гибких стратегий продвижения в зависимости от целевой аудитории курса.

Цель – разработка стратегии продвижения электронного курса «Госзакупки и контракты, подготовка и ведение документации».

Были поставлены следующие задачи:

1. Изучение методов продвижения.
2. Разработка семантического ядра.
3. Написание seo-текста.

4. Создание страниц в социальных сетях Vkontakte и Instagram и продвижение их в массы.

5. Создание рекламной компании в Google и Yandex.

Планируемые результаты: на базе разработанных стратегий будет проводиться продвижение данного курса повышения квалификации, продвижение должно быть успешным и принести организации новых клиентов, увеличить прибыль и выдвинуть ее на передовые позиции рынка 3D-технологий.

Для начала необходимо определиться с путями продвижения. Так как курс электронный, то лучше всего продвигать его с помощью сети Интернет. Согласно статистике Ральфа Уилсона, количество регулярных пользователей Интернета достигает 3,5 млрд человек.

Далее составляем seo-тексты. При их составлении алгоритм действий заключался в следующем:

1. Составлено семантическое ядро, в котором определено количество ключевых слов: Yandex–121 Google–119 (рис. 1).

2. Далее ключевые слова разделены на 9 групп.

3. По каждой группе написан свой seo-текст с использованием ключевых слов семантического ядра каждой группы.

ПРОЕКТ 05. ТЕНДЕРЫ. ГРУППИРОВКА ЗАПРОСОВ GOOGLE										
Тендеры	Ср. количество запросов в месяц	Виды тендеров	Ср. количество запросов в месяц	Торги	Ср. количество запросов в месяц	Закупки	Ср. количество запросов в месяц	ЭЦП	Ср. количество запросов в месяц	КП
Тендеры	10 тыс. - 100 тыс.	Аукцион	10 тыс. - 100 тыс.	Торги	1 тыс. - 10 тыс.	Госзакупки	100 тыс. - 1 млн.	ЭЦП	1 тыс. - 10 тыс.	Коммерче предложения
		Запрос предложений	1 тыс. - 10 тыс.	Электронные торги	100 - 1 тыс.	Закупки	10 тыс. - 100 тыс.	Электронная подпись	1 тыс. - 10 тыс.	коммерче предложения образец
44 ФЭ	10 тыс. - 100 тыс.	Гостендеры	100 - 1 тыс.	Занон о торгах	10 - 100	goszakupki	1 тыс. - 10 тыс.	Цифровая подпись	1 тыс. - 10 тыс.	Примеры коммерче предложения
223-ФЗ	10 тыс. - 100 тыс.	Запрос котировок	100 - 1 тыс.	тендеры аукционы закупки торги	10 - 100	Сайт госзакупок	1 тыс. - 10 тыс.	Как получить ЭЦП	1 тыс. - 10 тыс.	что такое коммерче предложение
Участие в тендерах	100 - 1 тыс.	Электронный аукцион	100 - 1 тыс.	торги тендеры	10 - 100	госзакупки сайт	1 тыс. - 10 тыс.	ЭЦП это	1 тыс. - 10 тыс.	как состави коммерче предложение на оказани

Рис. 1. Группировка запросов Google

На данный момент нами созданы страницы в социальных сетях Vkontakte и Instagram, так как целевая аудитория, на которую рассчитан электронный курс, большую часть времени проводит именно в этих социальных сетях. Создана группа в «Вконтакте» (рис. 2) и страница «Инстаграмм» (рис. 3), где происходит продвижение электронного курса.



Рис. 2. Группа «ВКонтакте» по продвижению электронного курса

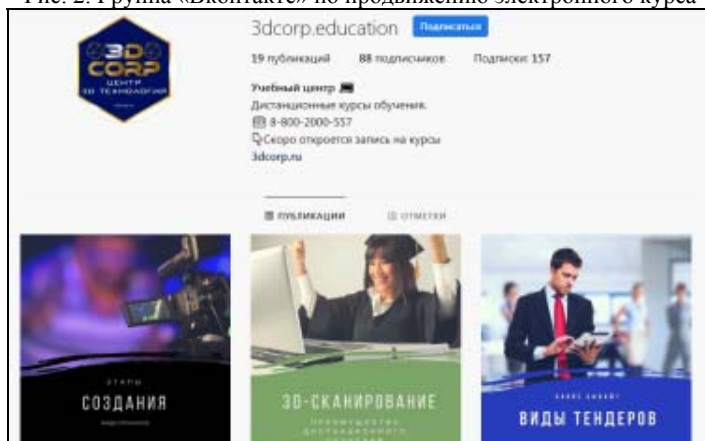


Рис. 3. Страница в «Инстаграмм» по продвижению электронного курса

Для продвижения электронного курса были созданы рекламные компании Yandex (рис. 4) и Google (рис. 5).

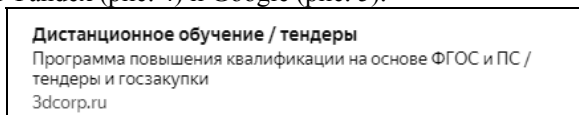


Рис. 4. Пример объявления рекламной компании Yandex

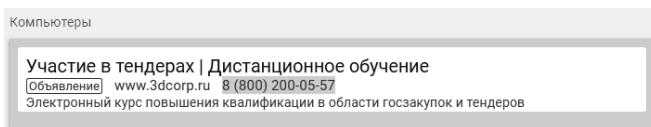


Рис. 5. Пример объявления рекламной компании Google

В процессе выполнения данного проекта выполнены и решены основные задачи, которые были поставлены в начале исследования:

- изучены методы продвижения;
- разработано семантическое ядро;
- написаны seo-тексты;
- созданы страницы в социальных сетях Vkontakte и Instagram и положено начало по продвижению их в массы;
- созданы рекламные компании в Google и Yandex.

В результате работы над проектом было написано 9 seo-текстов, семантическое ядро состоит из 121 ключевого слова в Yandex и 119 в Google, написано 9 рекламных текстов для социальных сетей Vkontakte и Instagram. Также было создано по одной рекламной компании в Google и Yandex, состоящих из 9 групп объявлений (в каждой группе по 2–3 объявления).

На базе данного группового исследования будет проводиться продвижение курса повышения квалификации «Госзакупки и контракты, подготовка и ведение документации», с учетом разработанных стратегий продвижение должно быть успешным и принести организации новых клиентов, увеличить прибыль и выдвинуть ее на первое место рынка 3D-технологий.

ЛИТЕРАТУРА

1. Семиглазов А.М., Семиглазов В.А. Прогнозирование рыночного успеха инновационного товара // Экономика и управление. – 2009. – № 2. – С. 101–106.
2. Семиглазов А.М., Семиглазов В.А. Модель отбора новых идей для их реализации в инновационном бизнесе // Доклады ТУСУР. – 2010. – № 2, Ч. 1. – С. 336–341.
3. Смык Е.В., Козлова К.А., Семиглазов В.А. Разработка электронного курса в области информационных технологий // Электронные средства и системы управления: матер. докл. XIV Междунар. науч.-практ. конф. (28–30 ноября 2018 г.): в 2 ч. – Ч. 2. – Томск: В-Спектр, 2018. – С. 135–137.
4. Семиглазов В.А. Прогнозирование жизненного цикла инновационного товара на рынке // Практический маркетинг. – 2006. – № 12. С. 19–28.
5. Семиглазов В.А. Оптимизация ценообразования инновационного товара // Практический маркетинг. – 2006. – № 8. – С. 27–30.

ПОВЫШЕНИЕ ДОСТОВЕРНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ НЕСАНКЦИОНИРОВАННЫХ ДЕЙСТВИЙ

А.В. Гребенюк, аспирант; Д.В. Квасов, магистрант

Научный руководитель Т.Р. Газизов, доцент каф. ТУ, д.т.н.

г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, talgat@tu.tusur.ru

Рассматривается тема контроля работы системы тревожной сигнализации и повышения достоверности обнаружения несанкционированных действий с помощью устройства контроля тревожной сигнализации.

Ключевые слова: тревожная сигнализация, система проверок, тревожная кнопка, устройства контроля тревожной сигнализации.

Тревожная сигнализация – это одна из наиболее примитивных и бюджетных разновидностей систем безопасности. Система тревожной сигнализации представляет собой совокупность технических средств, обеспечивающих формирование извещения о тревоге, его передачу и прием.

В отличие от охранной сигнализации, активация тревожной осуществляется вручную ответственными лицами, к которым относят некоторых работников организации или штатных охранников. Чаще всего тревожная сигнализация используется в финансовых организациях, где необходим постоянный открытый доступ работника к материальным ценностям и денежным средствам, но при этом существуют довольно ограниченные возможности контроля посетителей [1]. Кнопка активации тревожной сигнализации должна быть размещена в месте, скрытом от посетителей, но оставаться в пределах быстрого доступа для работников учреждения, чтобы ее использование оставалось незаметным для криминальных элементов. Как работает тревожная кнопка? После нажатия сигнал о противоправных действиях на подконтрольной территории поступает на пульт службы охраны. На охраняемый объект направляется группа быстрого реагирования. На рис. 1 представлена структурная схема системы тревожной сигнализации.

Как показывает статистика, есть вероятность несрабатывания системы в момент нападения на объект – сигнал тревоги не доходит до пульта центрального наблюдения. Зададимся вопросом «А почему так происходит?». Есть множество факторов, которые могут влиять на работу системы: напряжение питания, целостность линий связи и наконец, работоспособность самой системы. А как этого не допускать? Ответ на этот вопрос находится в ГОСТе. Необходима ручная ежедневная проверка системы тревожной сигнализации на работоспособность системы.

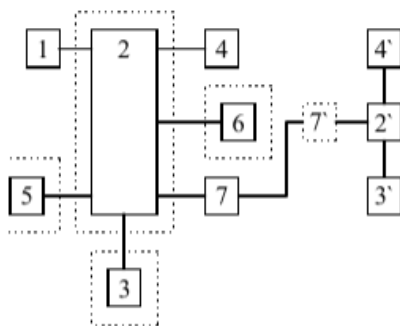


Рис. 1. Структурная схема системы тревожной сигнализации:
 1 – пульт-установка управления; 2 – охранный (охранно-пожарный) приемно-контрольный прибор; 2' – извещатель световой и (или) звуковой оповещатель;
 3 – устройство, управляемое установкой управления; 4 – централизованное наблюдение; 5 – источник электропитания; 6 – шифрустройство;
 7 – система передачи извещений, сигнальный интерфейс модем [1]

Как показали исследования тревожной кнопки «Астра 321», время наработки на отказ составляет 60 тыс. часов, есть вероятность того, что данная кнопка может выйти из строя по нескольким причинам: напряжение питания, отказ шлейфа тревожной сигнализации, отказ тревожной кнопки.

Интенсивность отказа тревожной кнопки «Астра 321»

$$L = \frac{1}{T} = 1/60000 = 1,67 \times 10^{-5}.$$

Для повышения достоверности работы тревожной сигнализации было разработано устройство контроля тревожной сигнализации. Назначение данного устройства – напоминать сотрудникам о ежедневной проверке тревожных кнопок.

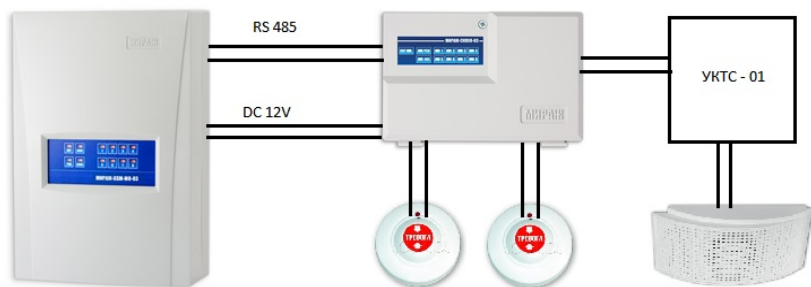


Рис. 2. Структурная схема системы охранной сигнализации с устройством контроля тревожной сигнализации

Данное устройство было установлено в 70 отделениях банка в г. Томске. По сегодняшний день собирается статистика работы устройства и работы системы тревожной сигнализации. С установкой данного устройства достигнута 100% проверка тревожных кнопок во всех отделениях, выявление на ранней стадии неисправностей в системе тревожной сигнализации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Федеральный закон от 22.07.2008 № 123-ФЗ (ред. от 29.07.2017) «Технический регламент о требованиях безопасности».
2. ГОСТ Р 50775–95. Системы тревожной сигнализации.

УДК 62-77

УСТРОЙСТВО КОНТРОЛЯ ОБСЛУЖИВАНИЯ ПОЖАРНОЙ СИГНАЛИЗАЦИИ

Д.В. Квасов, магистрант; А.В. Гребенюк, аспирант каф. ТУ
Научный руководитель А.Н. Дементьев, доцент каф. ТУ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, dem@tu.tusur.ru

Отражаются минусы пожарной сигнализации. Одним из видов защиты как человека, так и его материальных ценностей является пожарная безопасность. Данная тема имеет высокую актуальность. Какими бы ни были совершенными устройства, обученный персонал, не удастся полностью исключить непреднамеренное возгорание: также описывается метод решения проблемы с обслуживанием пожарной системы по регламенту проверки.

Ключевые слова: пожарная сигнализация, обслуживание системы, система контроля, алгоритм работы, защита от пожара, правила эксплуатации.

Система пожарной сигнализации и пожаротушения является единственным средством защиты от пожара и сохранения работоспособности дорогостоящего оборудования, расположенного в помещении. Статистика свидетельствует, что главным фактором отказов или ложных срабатываний в системе пожарной сигнализации и систем оповещения при пожаре является несоблюдение своевременного обслуживания или нарушение условий эксплуатации устройства. Системе пожарной сигнализации необходимо строгое регулярное техническое обслуживание, а также жесткое соблюдение правил эксплуатации.

Устройство контроля пожарной системы предназначено для контроля своевременного обслуживания системы, что позволяет исключить человеческий фактор и лояльность проведения обслуживания, тем самым обезопасить людей и имущество от пожара в дальнейшем [1]. Техническая новизна устройства состоит в том, что оно оповещает, когда необходимо провести обслуживание пожарной сигнализации.

ции, в соответствии с законодательством, которое гласит о необходимости как минимум раз в квартал провести проверку работоспособности системы

Принцип работы таков: по истечении трех месяцев устройство подает звуковой сигнал, информирующий о том, что настало время осуществления обслуживания. Данную систему нельзя отключить, не проведя обслуживание системы.

На рис. 1 представлена структурная схема пожарной сигнализации, состоящая из контроллера и периферийных устройств.



Рис. 1. Структурная схема системы пожарной сигнализации с использованием устройства контроля пожарной сигнализации (УКПС-01)

Так как устройство должно обеспечивать контроль времени, был разработан алгоритм работы устройства контроля пожарной сигнализации (рис. 2).

В устройстве контроля пожарной сигнализации установлен таймер. Каждые сутки проходит опрос системы, прошло ли заданное время или нет, по истечении заданного времени устройство производит два действия. Первое – подает сигнал на динамик «Соната», который, в свою очередь, издает установленный на него звук; второе действие – это подключение к системе пожарной сигнализации. Проводится опрос системы, было ли проведено обслуживание системы или нет. Обслуживанием системы считается преднамеренное срабатывание оповещающего устройства [2]. Если же сигнал с оповещающего устройства поступил на приемно-контрольный прибор, то считается, что проведено плановое обслуживание системы. Систему контроля пожарной сигнализации можно гибко подстраивать под необходимые требования, такие как проверка нескольких оповещающих устройств или изменение частоты проверок пожарной системы.

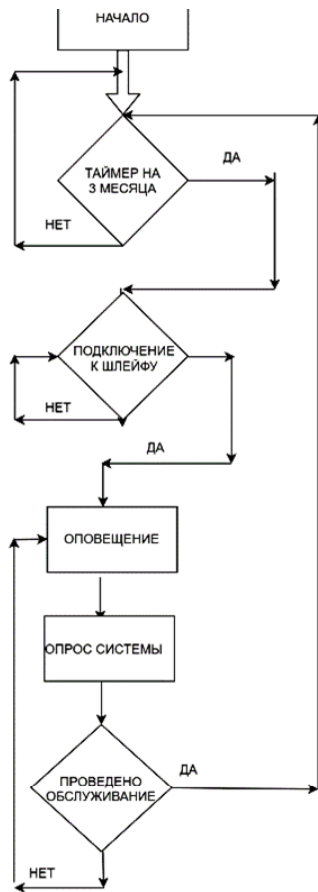


Рис. 2. Алгоритм работы устройства контроля пожарной сигнализации

Система позволяет качественно проконтролировать обслуживание пожарной сигнализации, исключает лояльную проверку пожарной сигнализации, за счет чего сводится к минимуму вероятность отказа пожарной сигнализации при пожаре, что благоприятно сказывается на сохранение жизней и имущества, сотрудников и посетителей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Федеральный закон от 22.07.2008 № 123-ФЗ (ред. от 29.07.2017) «Технический регламент о требованиях пожарной безопасности»
2. СП 5.13130.2009. Системы противопожарной защиты. Установки пожарной сигнализации и пожаротушения автоматические. Нормы и правила проектирования. – М.: ФГУ ВНИИПО МЧС России, 2009. – 183 с.

РАЗРАБОТКА СХЕМЫ ЧЕТЫХРАЗЯДНОГО СУММАТОРА В СРЕДЕ ASIMEC

С.М. Сарыглар, студент

*Научный руководитель А.Н. Булдаков, доцент каф. ТУ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, bualnik@mail.ru*

Известны различные пакеты для создания графических образов схем, и их моделирования, например, Electronics Workbench, Multisim, SPICE и др. Для университета важно иметь необходимый комплект лицензионного программного обеспечения, который подлежит ежегодному обновлению. Поэтому задача оптимального выбора программного обеспечения является перво-степенной.

Целью данной работы является разработка в среде ASIMEC схемы четырехразрядного сумматора. Для достижения поставленной цели изучались теории построения схемы двоичного сумматора. В результате исследования была разработана функциональная схема четырехразрядного сумматора. Планируется внедрить рабочую схему для проведения лабораторных работ по курсу «Цифровые устройства и микропроцессоры».

Ключевые слова: четырехразрядный двоичный сумматор, ASIMEC.

ASIMEC (Advanced SIMulator of Electronic's Circuits) – программа, для создания графических образов схем, их моделирования и визуализации результатов. ASIMEC является родным продуктом университета, что дает много преимуществ для обучающихся студентов. ПО будет всегда доступно, и необходимые обновления и поддержка будут мгновенными. ASIMEC предназначен для использования в научных исследованиях и для учебных целей [1].

Для достижения поставленной цели были изучен принцип работы сумматора, среда ASIMEC, а также построение функциональной схемы устройства, проведение тестовых испытаний на проверку работоспособности полученной схемы.

Сумматор – это узел, в котором выполняется арифметическая операция сложения двоичных чисел. Операция вычитания заменяется сложением слов в обратном или дополнительном коде.

Числа в любой позиционной системе счисления складываются поразрядно. Суммирование цифр одного разряда выполняется с учетом переноса из соседнего младшего разряда.

Одноразрядный сумматор предназначен для суммирования одноименных разрядов двоичных чисел. Он имеет три входа: a_i , b_i , p_i и два выхода: S_i и P_{i-1} . На входы a_i и b_i поступают значения суммируемых цифр i -го разряда, на вход p_{i-1} – значение переноса из предыдущего

младшего разряда. На выходе S_i формируется сумма i -го разряда. На выходе P_i формируется перенос из i -го разряда [2].

Булевы функции, описывающие работу разряда сумматора, имеют вид

$$S_i = \bar{a}_i \bar{b}_i \bar{p}_{i-1} + \bar{a}_i b_i \bar{p}_{i-1} + a_i \bar{b}_i \bar{p}_{i-1} + a_i b_i p_{i-1},$$

$$P_i = b_i p_{i-1} + a_i p_{i-1} + a_i b_i.$$

Функциональная схема четырехразрядного сумматора, реализованная в среде ASIMEC, представлена на рис. 1.

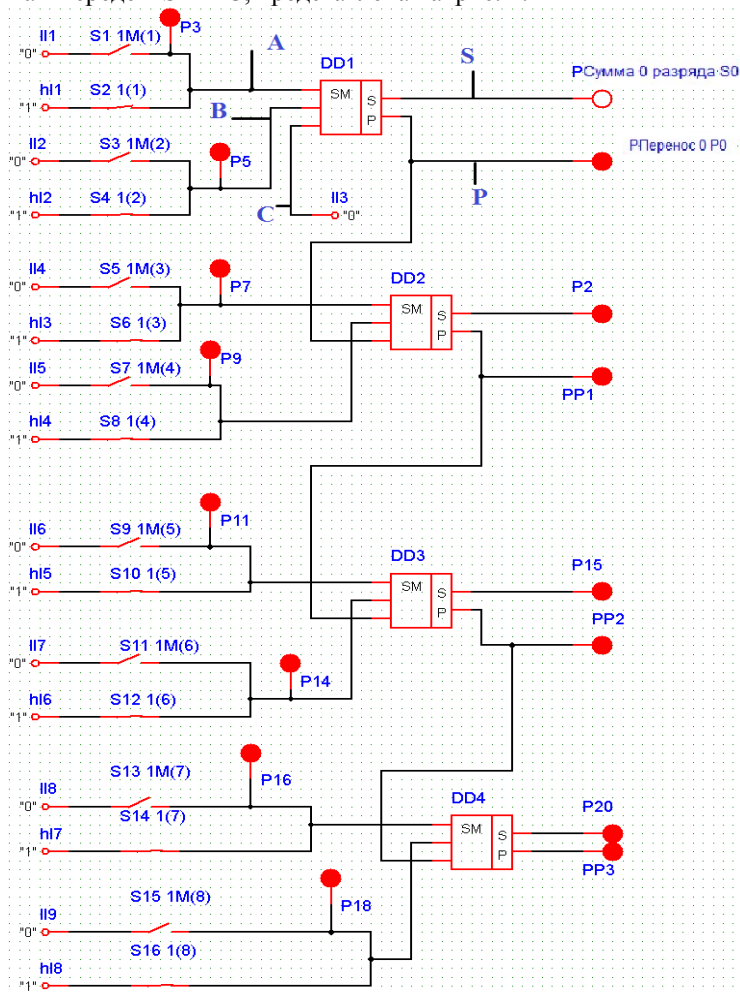


Рис. 1. Функциональная схема четырехразрядного сумматора

Сумматор состоит из четырех однозарядных полных сумматоров, собранных на элементах DD1, DD2, DD3, DD4. Здесь А – вход для первого слагаемого; В – вход для второго слагаемого; Р – перенос в следующий разряд. На выходе S образуется сумма; Р – перенос в следующий разряд. Индикаторы PP0, PP1, PP2, PP3 показывают возникновение переноса.

На основе проведенных испытаний убедились в правильности функционирования разработанной схемы.

Заключение. В ходе работы был освоен принцип работы сумматора и реализована его рабочая схема в среде ASIMEC.

ЛИТЕРАТУРА

1. ASIMEC – программа для создания графических образов схем, их моделирования и визуализации результатов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.ie.tusur.ru/news.php?id=272&item=236> (дата обращения: 11.11.2018).

2. Потехин В.А. Цифровые устройства и микропроцессоры. – Ч. 1: учеб. пособие. – Томск: Том. МЦДО, 2002. – 263 с.

УДК 621.396.41

РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМОВ СЕГМЕНТАЦИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ В СРЕДЕ MATLAB

С.М. Сарыглар, студент

*Научный руководитель М.И. Курячий, доцент каф. ТУ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, kur@tu.tusur.ru*

Сегментация реальных изображений является комплексной задачей обработки и их анализа. От точности сегментации зависит степень положительных результатов компьютеризованных процедур анализа изображений. По этой причине повышенное внимание должно быть уделено надежности первичной сегментации. В некоторых случаях можно в определенной степени управлять условиями текущей съемки или сосредоточить свои усилия на выборе подходящих сенсоров и детекторов.

Ключевые слова: сегментация изображений, обнаружение линий заданного направления, извлечение краев с помощью детектора Собела, MATLAB, сегментация по «водоразделу» с помощью градиентов.

Целью данной работы является реализация известных методов сегментации изображений в среде MATLAB. Для достижения поставленной цели изучались базовые свойства сигнала яркости в цифровых изображениях и производилась сегментация тестовых изображений известными методами в среде MATLAB. В ходе проделанной работы удалось сегментировать цифровые изображения при помощи реализации различных методов сегментации в среде MATLAB.

Сегментация подразделяет изображение на составляющие его области или объекты. Та степень детализации, до которой доводится такое разделение, зависит от решаемой задачи, и сегментацию стоит прекратить, когда интересующие объекты оказываются недоступными. Цель данной работы заключается в реализации известных и доступных алгоритмов сегментации изображений в среде MATLAB.

Как правило, алгоритмы сегментации монохромных изображений основаны на одном из двух базовых свойствах яркости изображения: разрывности и однородности. В первом случае подход состоит в разбиении изображения на части, исходя из резких перепадов значений яркости, которые происходят, например, на границах объектов. Вторая группа методов осуществляет разделение изображений на области, однородные в смысле определенных, заранее заданных критериев.

Был реализован метод сегментации, основанный на обнаружении разрывов яркости линий. Способ поиска таких разрывов заключается в обработке изображений скользящей маской. Пример реализации такого алгоритма приведен на рис. 1.

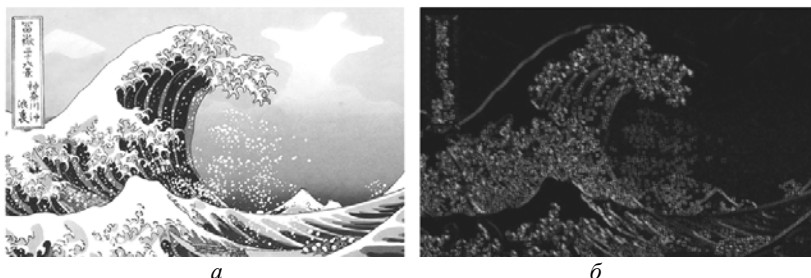


Рис. 1. Исходное изображение (а); обработанное изображение (б)

Детектор Собела для обнаружения перепадов использует маски для численного приближения к производным первого и второго порядков (рис. 2).



Рис. 2. Извлечение краев с помощью детектора Собела

Модуль градиента часто используется при предварительной обработке полутоновых изображений перед сегментацией по «водоразделам». Пиксели изображения градиента с большими значениями располагаются вблизи границ объектов, а остальным участкам соответствуют нулевые значения пикселей. В идеале, выполняя затем преобразование «водораздела», можно получить линии «водоразделов» вдоль границ объектов. В следующем примере иллюстрируется этот подход (рис. 3).

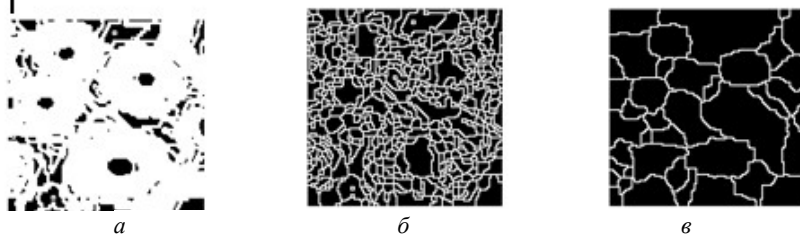


Рис. 3. Преобразования по водоразделу: полутоновое изображение малых сгустков (*а*); изображение модуля градиента (*б*); преобразование водораздела от (*а*) с избыточной сегментацией (*б*); *в* – преобразование водоразделом от сглаженного изображения градиента, избыточная сегментация уменьшена

В ходе работы произведена сегментация изображений в среде MATLAB различными методами. Сегментация изображения является важным предварительным шагом большинства задач автоматического распознавания зрительных образов и анализа сцен. Как показывают рассмотренные примеры, выбор того или иного метода сегментации часто зависит от специфических особенностей изучаемой задачи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гонсалес Р., Вудс Р., Эддинс С. Цифровая обработка изображений в среде MATLAB. – М.: Техносфера, 2006. – 616 с.
2. MATLAB для образования [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://matlab.ru/education/> (дата обращения: 11.12.2018).
3. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. – М.: Техносфера, 2005. – 1072 с.

РЕАЛИЗАЦИЯ МЕТОДОВ СЖАТИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ В СРЕДЕ MATLAB

Ч.О. Серен, студент

*Научный руководитель М.И. Курячий, доцент каф. ТУ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, kur@tu.tusur.ru*

Проблема сжатия объёма информации остается актуальной с момента появления первых вычислительных устройств. С теоретической точки зрения известны различные методы и алгоритмы, позволяющие сделать это как без потерь, так и с потерями. Целью данной работы является реализация известных методов сжатия изображений в среде MATLAB. Для достижения поставленной цели изучалась теория избыточности в цифровых изображениях, осваивались навыки работы в среде MATLAB, производилось сжатие тестовых изображений известными методами в среде MATLAB. В ходе проделанной работы удалось сжать цифровые изображения при помощи реализации различных методов в среде MATLAB.

Ключевые слова: сжатие изображений, кодовая избыточность, MATLAB, кодирование Хаффмана, межпиксельная избыточность, визуальная избыточность.

Задача сжатия изображения заключается в сокращении объема данных, необходимого для представления цифрового изображения. Целью данной работы является устранение избыточности в цифровых изображениях для сокращения объема данных известными способами в среде MATLAB. С научно-технической точки зрения освоение принципов сжатия цифровых изображений при помощи пакета прикладных программ имеет практическое значение.

Устройство сжатия изображений состоит из двух блоков: кодера и декодера. Кодер избавляет от избыточностей, кодирует изображение в компактный, удобный для передачи и хранения вид. Кодовая избыточность имеет место, если используемые кодовые слова не являются оптимальными. Избавление от кодовой избыточности производится построением редуцированных источников и назначением кодовых слов по схеме Хаффмана. Пример реализации такого алгоритма приведен на рис. 1.

Межпиксельная избыточность возникает при наличии определенной корреляции между близкими пикселями. Это подход, называемый кодированием с предсказанием без потерь, который удаляет избыточность с помощью вычитания и кодирования лишь новой, добавочной информации пикселей. На рис. 2 показаны исходное изображение с межпиксельной избыточностью (см. рис. 2, а), результат

удаления данного вида избыточности (см. рис. 2, б) и гистограмма ошибки предсказания (см. рис. 2, в).

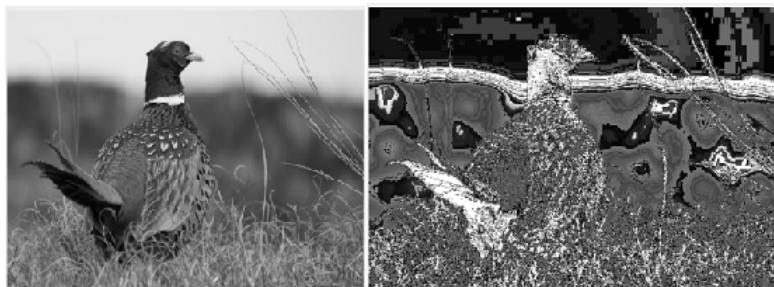


Рис. 1. Кодирование изображения по Хаффману: исходное изображении (слева), кодированное (справа)

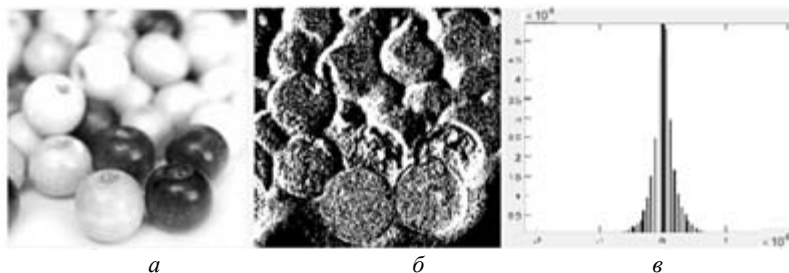


Рис. 2. Исходное изображение с межпиксельной избыточностью – *а*;
б – результат удаления межпиксельной избыточности;
в – гистограмма ошибки предсказания

Из рис. 2, в видно, что высокий пик сосредоточен около 0, что означает удаление значительной части межпиксельной избыточности в процессе дифференциального предсказания. Программная оценка коэффициента сжатия показывает, что коэффициент сжатия увеличился в 2 раза по сравнению с кодовой избыточностью.

Органом зрения человека воспринимается некоторая часть визуальной информации, а все остальное является избыточностью. Такой вид избыточности называется визуальной избыточностью. Избавление от данного вида избыточности сопровождается потерей информации, поэтому этот процесс называют квантованием видеоданных. Чаще применяется модифицированное квантование яркости. Этот процесс основан на выявлении свойственной глазу чувствительности к контурам, благодаря этим исходным данным происходит исключение ложных контуров, как показано на рис. 3. Последнее достигается при по-

мощи добавления ко всем пикселям малых псевдослучайных чисел, которые строятся по младшим битам значений окрестных пикселей до квантования [1].



Рис. 3. Исходное изображение – *a*; *b* – равномерное квантование на 16 уровней; *v* – квантование IGS на 16 уровней

В ходе вычисления среднеквадратического отклонения декодированного изображения получилось, что разница от исходного приблизительно равна 7 уровням яркости, что происходит из-за процедуры квантования.

В ходе работы произведено сжатие цифровых изображений в среде MATLAB различными методами. Для количественной оценки результатов сжатия рассматривается изменение энтропии исходного и сжатого изображений. При кодировании Хаффмана энтропия уменьшилась с 7,66 до 6,98 бит/пиксель. Удаление межпиксельной избыточности отображением уменьшает энтропию с 7,66 до 3,19 бит/пиксель. Такое уменьшение означает, что изображение, составленное из ошибок предсказания можно кодировать более эффективно по сравнению с исходным изображением. Сжатие изображения квантованием привело к уменьшению энтропии с 6,96 до 3,34 бит/пикселей. Таким образом, наиболее эффективно удалось сжать изображение, используя метод межпиксельной избыточности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гонсалес Р., Вудс Р., Эддинс С. Цифровая обработка изображений в среде MATLAB. – М.: Техносфера, 2006. – 616 с.
2. MATLAB для образования [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://matlab.ru/education/> (дата обращения: 11.12.2018).

РАЗРАБОТКА СХЕМЫ ЧЕТЫХРАЗЯДНОГО ДЕШИФРАТОРА В СРЕДЕ ASIMEC

Ч.О. Серен, студент

*Научный руководитель А.Н. Булдаков, доцент каф. ТУ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, bualnik@mail.ru*

Для создания графических образов и моделирования цифровых схем широко используются различные пакеты прикладных программ. Выбор программного обеспечения для внедрения в учебную деятельность является первостепенным для организации практических и лабораторных работ. Целью данной работы является разработка в среде ASIMEC схемы четырехразрядного дешифратора на основе полных трехразрядных неуправляемых дешифраторов. Для достижения поставленной цели изучалась теория построения схемы дешифратора и среды ASIMEC. В результате исследования была разработана функциональная схема четырехразрядного дешифратора. Планируется внедрить рабочую схему дешифратора в лабораторный практикум по дисциплине «Цифровые устройства и микропроцессоры».

Ключевые слова: трехразрядный дешифратор, булева функция, ASIMEC, счетчик.

Критерием для выбора прикладной программы послужила доступность необходимых программных обновлений и технической поддержки. Программная среда ASIMEC (Advanced SIMulator of Electronic's Circuits) – программа, для создания графических образов схем, их моделирования и визуализации результатов, разработанная в ТУСУРе [1].

Целью данного исследования является разработка математического описания и схемы четырехразрядного дешифратора в среде ASIMEC. Для достижения поставленной цели были изучены предмет и принцип работы дешифратора, среда ASIMEC, а также построение функциональной схемы устройства, проведение тестовых измерений на проверку функциональности полученной схемы.

Актуальность работы заключается в практической значимости разработанной схемы для учебного процесса, поскольку ее реализация поясняет принцип работы дешифратора.

Дешифратором называется комбинационное цифровое устройство с несколькими входами и выходами, у которого каждой комбинации входных сигналов соответствует активное значение только одного из многих выходных сигналов. Используется дешифратор в качестве коммутаторов – распределителей информационных каналов и синхроимпульсов, для организации адресной логики в запоминающих устройствах, при выводе символов на печать и т.д. [2].

Множество выходных сигналов в зависимости от входных описываются множеством булевых функций. Для полного дешифратора с n входами количество выходов равно 2^n .

Тогда выходы описываются множеством булевых функций. БФ дешифратора представлены в таблице.

Булевы функции выходов дешифратора

№ F	БФ	№ F	БФ
F 0	$\bar{a} \bar{b} \bar{c} \bar{d}$	F 8	$a \bar{b} \bar{c} \bar{d}$
F 1	$\bar{a} \bar{b} \bar{c} d$	F 9	$a \bar{b} \bar{c} d$
F 2	$\bar{a} \bar{b} c \bar{d}$	F 10	$a \bar{b} c \bar{d}$
F 3	$\bar{a} \bar{b} c d$	F 11	$a \bar{b} c d$
F 4	$\bar{a} b \bar{c} \bar{d}$	F 12	$a b \bar{c} \bar{d}$
F 5	$\bar{a} b \bar{c} d$	F 13	$a b \bar{c} d$
F 6	$\bar{a} b c \bar{d}$	F 14	$a b c \bar{d}$
F 7	$\bar{a} b c d$	F 15	$a b c d$

На основе приведенных булевых функций построена функциональная схема четырехразрядного дешифратора, реализованная в среде ASIMEC. Скриншот экрана представлен на рис. 1.

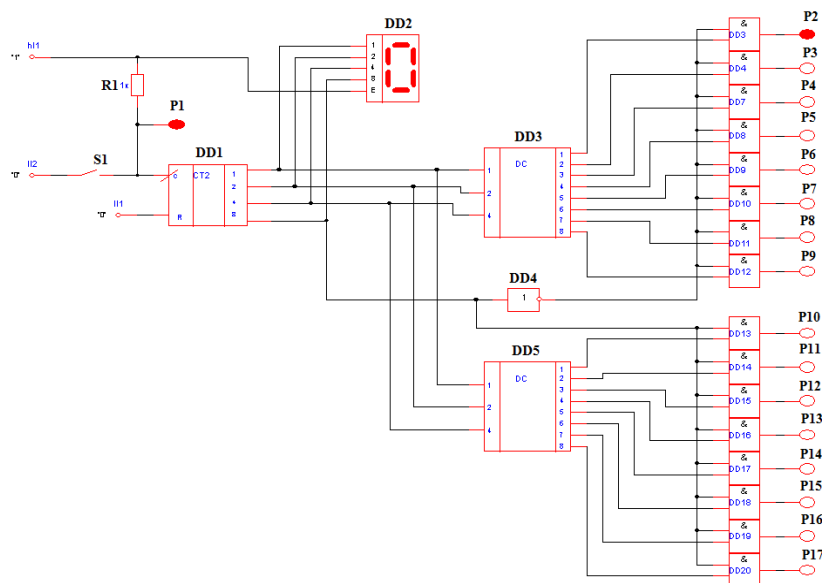


Рис. 1. Функциональная схема трехразрядного дешифратора при ее реализации в среде ASIMEC

Дешифратор построен на восьми трехходовых схемах И-НЕ. В качестве основы использовались два полных трехразрядных дешифратора DD3 и DD5. Элементы подключают выходы одного или другого дешифратора в зависимости от значения старшей булевой переменной. Для этого используется прямое значение этой переменной или ее инверсное значение, получаемое с помощью инвертора DD4, и для проверки работы дешифратора в схему включен счетчик DD1 управляемым ключом S1 для формирования одиночного импульса. Состояние счетчика контролируется индикатором DD2. Состояние выходов дешифратора контролируется с помощью индикаторов P2...P17. При замыкании и размыкании ключа создается импульс для изменения состояния счетчика на единицу. Выходы комбинации 0000...1111 подаются на входы дешифратора и дешифрируются им. Контроль возбуждения выхода контролируется индикатором.

На основе проведенных тестовых испытаний дешифратора подтверждена правильность функционирования разработанной схемы. В ходе работы был освоен принцип работы дешифратора и реализация его рабочей схемы в среде ASIMEC.

ЛИТЕРАТУРА

1. ASIMEC – программа для создания графических образов схем, их моделирования и визуализации результатов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.ie.tusur.ru/news.php?id=272&item=236> (дата обращения: 11.11.2018).
2. Потехин А.В. Схемотехника цифровых устройств: учеб. пособие для вузов. – Томск: Изд-во ТУСУР, 2015. – 501 с.

ПОДСЕКЦИЯ 1.6

ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И СИСТЕМЫ ШИРОКОПОЛОСНОГО БЕСПРОВОДНОГО ДОСТУПА

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

УДК 621.396

СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ДЛЯ МАЛЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Б.К. Белокриницкий, студент

*Научный руководитель Е.В. Рогожников, доцент каф. ТОР, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, udzhon@mail.ru*

Рассмотрены типы квадрокоптеров и системы приёмопередачи данных. Проанализированы характеристики и особенности систем приёмопередачи. На основании проведённого анализа выделен прямой канал связи как максимально выгодный.

Ключевые слова: системы приёмопередачи данных, квадрокоптеры.

В настоящий момент составить единую классификацию беспилотных летательных аппаратов достаточно трудно, это связано с тем, что они имеют множество различных характеристик. Поэтому были выделены наиболее значимые, на основе которых и составлена классификация (рис. 1). Это такие параметры, как масса летательного аппарата, габаритные размеры, высота полёта, скорость полёта, дальность связи, время работы.

Рассмотрим основные способы обмена информации: спутниковая связь, прямой канал связи, связь с использованием мобильных базовых станций.

Спутниковая связь. Главная особенность такой связи – организация непрерывной связи на обширной территории. Также для спутниковой связи характерно ничтожно малое значение доплеровского сдвига частоты. Это объясняется взаимным перемещением спутника и Земли (при использовании ГЕО-спутников). Из минусов стоит выделить большой уровень задержки сигналов (до 600 мс), потому что сигналу необходимо преодолеть огромное расстояние (порядка

36 тыс. км). Существует формула, по которой можно определить уровень задержки:

$$t_{\text{зад}} = l_{\text{лин}}/c,$$

где $l_{\text{лин}}$ – протяженность линии связи (также можно представить как удвоенное расстояние между приёмником и передатчиком), $c = 3 \times 10^8$ м/с – скорость света.

Типы БПЛА	Вес (Фунты)	Размер (футы)	Высота полета (футы над поверхностью)	Скорость полета (мили в час)	Радиус полета (мили)	Время полёта (часы)
Нано	<1	<1	<400	<25	<1	<1
Микро	1 - 4.5	<3	<3000	10 - 25	1 - 5	1
Малые БПЛА	4.5 - 55	<10	<10000	50 - 75	5 - 25	1 - 4
Ультралёгкие БПЛА (самолётного типа)	55 - 255	<30	<15000	75 - 150	25 - 75	4 - 6
Лёгкие спортивные БПЛА (самолётного типа)	255 - 1320	<45	<18000	75 - 150	50 - 100	6 - 12
Малые БПЛА (самолётного типа)	1320 - 12500	<60	<25000	100 - 200	100 - 200	24 - 36
Средние БПЛА (самолётного типа)	12500 - 41000	-	<100000	-	-	-

Рис. 1. Классификация БПЛА

Мощность принятого сигнала можно определить следующим образом:

$$P_{\text{сиг.вх}} = [(P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} G_{\text{пр}} \eta_{\text{пер}} \eta_{\text{пр}} V^2(t)) / A_{\Sigma} A_{\text{пер}} A_{\text{пр}}] \times K_{\text{пол}},$$

где $P_{\text{пер}}$ – мощность передатчика; $G_{\text{пер}}$ – усиление передатчика; $G_{\text{пр}}$ – усиление приёмника; $\eta_{\text{пер}}$ и $\eta_{\text{пр}}$ – КПД антенно-фидерных трактов передачи и приёма; A_{Σ} – общее ослабление сигнала между двумя антен-

нами; $V(t)$ – множитель ослабления, который не превышает в течение t (%) времени; $A_{\text{пер}}$ и $A_{\text{пр}}$ – параметры, характеризующие ослабление в приёмно-передающих фильтрах; $K_{\text{пол}}$ – поляризационные потери.

Использование базовых станций улучшает качество сигнала и уменьшает потери при приёмно-передаче, но данный способ связи отличается высокими энергетическими затратами и довольно низкой мобильностью. Также данная система не выгодна с финансовой стороны реализации.

Самым распространённым и максимально выгодным методом связи является прямой радиоканал с квадрокоптером. Большое разнообразие программных и аппаратных решений позволяют адаптировать систему под решение любой задачи.

При проектировании системы связи, которая направлена на высокую дальность, необходимо учитывать возможность поддержания радиовидимости, а также компенсировать сильное затухание сигнала на трассе.

В основном для управления дронами используют частоту 2,4 ГГц, а для передачи видео – 5,8 ГГц. Но стоит помнить, что частота 2,4 ГГц используется для Wi-Fi-сигнала. Это стоит учитывать при планировании полетов БПЛА в городских условиях, где данная частота сигнала широко используется. Это может стать причиной большого количества помех в связи с летательным аппаратом, вплоть до потери контроля над устройством.

Таким образом, рассмотрев все три типа связи с БПЛА, прямой канал связи стоит выделить как приоритетный при построении системы связи. Это подтверждается и основными техническими характеристиками, которые представлены в таблице.

Основные характеристики систем связи

Система связи	Мощность передающего модуля, дБм	Дальность связи	Скорость передачи сигнала	Чувствительность приёмника, дБм
Спутниковая связь	20–27	Зона покрытия	До 491 кбит/с	–124
Прямой канал	20–33	До 7 км	До 32 Мбит/с	От –105 до –125
Базовые станции	30	Зона покрытия	12 Мбит/с	–110

ЛИТЕРАТУРА

1. Zhang R. Wireless Communications with Unmanned Aerial Vehicles: Opportunities and Challenges [Электронный ресурс]. – Режим доступа:

<https://www.ece.nus.edu.sg/stfpage/elezhang/Publications/UAV%20Communications.pdf> (дата обращения: 10.10.2018).

2. Боев Н.М., Шаршавин П.В., Нигруца И.В. Построение систем связи беспилотных летательных аппаратов для передачи информации на большие расстояния [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://uav-siberia.com/news/postroenie-sistem-svyazi-besplotnykh-letatelnykh-apparatov-dlya-peredachi-informatsii-na-bolshie-ra/> (дата обращения: 13.02.2019).

3. Li Bing. Study on Modeling of Communication Channel of UAV [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1877050917304040> (дата обращения: 17.02.2019).

4. Полынкин А.В., Ле Х.Т. Исследование характеристик радиоканала связи с беспилотными летательными аппаратами [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://cyberleninka.ru/article/v/issledovanie-harakteristik-radio-kanala-svyazi-s-besplotnymi-letatelnyimi-apparatami> (дата обращения: 03.12.2018).

5. Общие принципы построения спутниковых систем связи [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://docplayer.ru/54682518-Lekciya-15-obshchie-principy-postroeniya-sputnikovyh-sistem-svyazi.html> (дата обращения: 25.12.2018).

УДК 621.396.94

КВАЗИОПТИМАЛЬНОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛОВ СИНХРОНИЗАЦИИ LTE

А.А. Бровкин, магистрант

*Научный руководитель Я.В. Крюков, доцент каф. TOP, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. TOP, soldierbrowkin@gmail.com*

Рассмотрен алгоритм адаптивного порогового декодирования для сигналов синхронизации LTE с использованием методов CFAR.

Ключевые слова: LTE, синхронизация, адаптивный порог, CFAR.

Для осуществления передачи данных в сетях четвертого поколения необходимо, чтобы абонентское оборудование было синхронизировано с базовой станцией. Для осуществления синхронизации базовая станция передаёт два синхросигнала: Primary synchronization signal (первичный синхронизирующий сигнал) и Secondary synchronization signal (вторичный синхронизирующий сигнал).

Комбинация используемых синхросигналов определяется номером сотового идентификатора NID cell. Всего определено 504 сотовых идентификатора, которые организованы в 168 групп по 3 идентификатора в каждой. Значение сотового идентификатора вычисляется следующим образом [1]:

$$\text{NIDcell} = 3 \times \text{NID}(1) + \text{NID}(2), \quad (1)$$

где NID(1) – номер группы сотовых идентификаторов, принимающий значения от 0 до 167, а NID(2) – номер сотового идентификатора в пределах группы, принимающий значения от 0 до 2. Для каждого значения NID(2) определён один ПСС и 2×168 ВСС – итого 3 различных ПСС и 1008 различных ВСС.

В сигнале от базовой станции одинаковый ПСС передаётся с периодом в полкадра. ВСС также передаются с периодом в полкадра, однако в первом и втором полукадрах каждого кадра передаются разные ВСС. Для определения наличия базовой станции в зоне обслуживания абонентского оборудования осуществляется взятие взаимокорреляционной функции всех существующих вариантов последовательностей и принятого синхросигнала. Предсказание о наличии сигнала осуществляется при помощи фиксированного порога.

В данной статье будет рассмотрен метод адаптивного порогового декодирования сигналов синхронизации с использованием алгоритма «постоянной вероятности ложных тревог» (CFAR).

Для CFAR-обнаружения требуется переменный порог, который адаптирован к разным уровням помех. Одним из видов адаптивного порогового детектора является детектор CA-CFAR (усреднение значение ячеек) [2] (рис. 1).

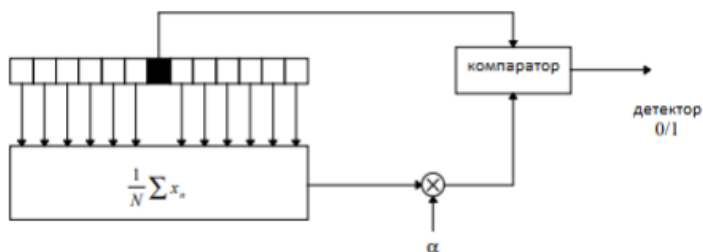


Рис. 1. CA-CFAR детектор

Весь диапазон частот разбивается на ячейки (равные интервалы по частоте), далее ячейки подаются в сдвиговый регистр, где тестируемая ячейка (CUT) окружена набором соседних ячеек. Детектор CA-CFAR вычисляет среднее значение соседних ячеек и умножает его на фиксированное значение α , зависящее от требуемой вероятности ложного обнаружения, чтобы получить порог. Если значение ячейки превышает порог, система сигнализирует об обнаружении цели. Затем содержимое регистра сдвига сдвигается на одну позицию, и процесс обнаружения повторяется для следующей ячейки (рис. 2).

Существуют и другие подходы к определению порогового уровня. В ходе работы были реализованы методы CFAR: CA-CFAR (ус-

реднение по ячейкам), GO-CFAR (наибольшее среднее), OS-CFAR (упорядоченная статистика), TM-CFAR (усеченное среднее) [3].

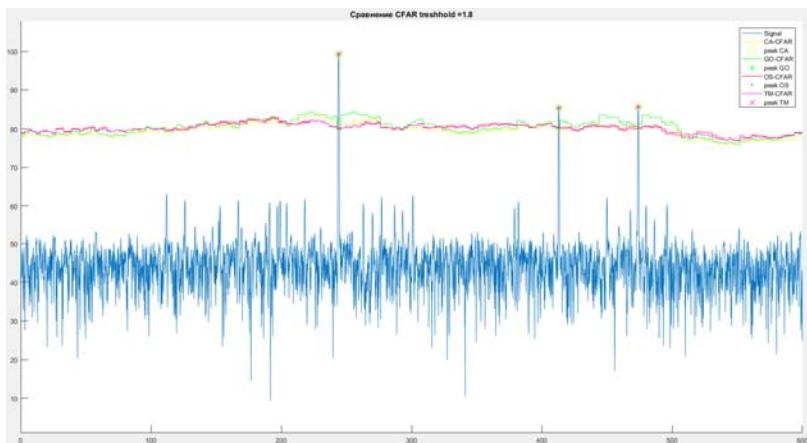


Рис. 2. Реализация CFAR

Алгоритм CFAR позволяет установить порог, опираясь на форму принимаемого сигнала, что позволяет более точно предсказывать наличие синхроследовательности в принятом сигнале.

ЛИТЕРАТУРА

1. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA). Physical channels and modulation (3GPP TS 36.211 version 8.7.0 Release 8) – 3GPP, 12.2008.
2. Mourad B., Pramod K. «On Adaptive Cell-Averaging CFAR (Constant False-Alarm Rate) Radar Signal Detection» – Paperback 1987
3. Long Cai, Xiaochuan Ma, Qi Xu, Bin Li, Shiwei Ren «Performance Analysis of Some New CFAR Detectors under Clutter» // Journal of Computers. – Vol. 6, No. 6. – 2011. – Jun 2011.

УДК 621.396.49

ОПИСАНИЕ ЭТАПОВ МОДЕЛИРОВАНИЯ КАНАЛА N-ВССН. NB IOT DOWNLINK PHYSICAL LAYER DESIGN

Б.К. Горелкин, студент каф. ТОР

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

г. Томск, ТУСУР, udzhon@mail.ru

Рассмотрены этапы моделирования технологий NarrowBand internet of things для устройств телеметрии с низкими объемами обмена данными.

Ключевые слова: NB IoT, CRC, защитный интервал, полином, сверточное кодирование, перемежитель.

Задача NB-IoT – возможность устройств работать при низких уровнях сигнала и при высоком уровне шумов, а также экономия питающей батареи. Данный стандарт был разработан на базе существующих стандартов мобильной связи. NB-IoT (от англ. Narrow Band IoT – узкополосный Интернет вещей).

Цель работы заключается в поэтапном моделировании физического уровня нисходящей линии для канала N-BCCCH согласно стандарту [1] по параметрам, представленным в таблице.

Параметры N-BCCCH канала

N-BCCCH Coding parameters	Size [bits]
Payload	152
CRC	18
Tail bits	6
Input bits for channel coding	176
Convolutional coding	1/3
Encoded Bits	528
Puncturing	80
Constraint Length	7

Четыре блока N-BCCCH с полезной нагрузкой в 19 байт (152 бит) для каждого блока обеспечивают достаточно ёмкости для широкополосной передачи всех необходимых сообщений системной информации, требуемых для IoT.

Основная идея алгоритма контрольной суммы состоит в представлении сообщения в виде двоичного числа, полученного путем деления его на фиксированное двоичное число, и использовании остатка от этого деления в качестве контрольной суммы CRC [2].

В результате к передаваемому сообщению добавляется защитный интервал длиной в 6 бит, который не несет в себе информации. Tail bits необходим для устранения «обрезания» передаваемого сообщения на сверточном кодере, в итоге на сверточный кодер приходят данные длиной в 176 бит (22 байт).

По условию скорость кодера равняется 1/3. Кодирование производится по полиномам:

$$G4 = 1 + D^2 + D^3 + D^5 + D^6,$$

$$G5 = 1 + D + D^4 + D^6,$$

$$G6 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4 + D^6.$$

В результате после процедуры сверточного кодирования получается блок длиной 528 бит (66 байт). Результат декодирования – последовательность, содержащая столько же символов, сколько и входной вектор. Скалярный входной параметр t_{blen} – положительное целое число, задающее глубину просмотра решетки при декодировании. В

случае если на вход канального кодера поступит последовательность без защитного интервала, тогда при декодировании «потеряется» часть данных на величину $tblen$ [3].

Ниже приведен пример работы сверточного кодера с защитным интервалом, согласно стандарту длиной в 6 бит интервалом (рис. 1, *a*).

```

7- BITTuned = [BIT,TailBits];
8- trell = poly2trellis(7,[171 133 165]);
9- codeBIT = convenc(BITTuned,trell);
10- decodeBIT = vitdec(codeBIT,trell,tblen,'cont','hard');
11-
12-
13- trell = poly2trellis(7,[171 133 165]);
14- codeBIT2 = convenc(BIT,trell);
15- decodeBIT2 = vitdec(codeBIT2,trell,tblen,'cont','hard');
16- sravn(1,:) = [BIT(1:end)];
17- sravn(2,:) = [decodeBIT2(1:end)];
18- sravnivanie(1,:) = [BITTuned(1:end)];
19- sravnivanie(2,:) = [decodeBIT(1:end)];
20-

```

		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	sravn	0	1	1	0	0	1	1	0	0	0	1	0
2	sravnivanie	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	1

a

```

7- BITTuned = [BIT,TailBits];
8- trell = poly2trellis(7,[171 133 165]);
9- codeBIT = convenc(BITTuned,trell);
10- decodeBIT = vitdec(codeBIT,trell,tblen,'cont','hard');
11-
12-
13- trell = poly2trellis(7,[171 133 165]);
14- codeBIT2 = convenc(BIT,trell);
15- decodeBIT2 = vitdec(codeBIT2,trell,tblen,'cont','hard');
16- sravn(1,:) = [BIT(1:end)];
17- sravn(2,:) = [decodeBIT2(1:end)];
18- sravnivanie(1,:) = [BITTuned(1:end)];
19- sravnivanie(2,:) = [decodeBIT(1:end)];
20-

```

		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	sravn	0	1	1	0	0	1	1	0	0	0	1	0
2	sravnivanie	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	1

б

Рис. 1. Пример работы сверточного кодера:

a – с защитным интервалом; *б* – без защитного интервала

В окне «Variables» приведено сравнение последовательности на входе кодера (первая строка) и последовательности на выходе сверточного декодирования по алгоритму Витерби (вторая строка). Проведен эксперимент, подтверждающий, что без использования защитных интервалов «обрезаются» полезные данные сообщения на величину $tblen$ (рис. 1, б).

После сверточного кодера данные подвергаются «прокалыванию» таким образом, что из последовательности длиной в 528 бит – 80 закодированных бит не передаются, т.е. каждый бит, находящийся на $Jpuncturing = 1:80$; $C = 23+5*Jpuncturing$.

Вырезается из последовательности и в результате получается последовательность из 448 символов, которые дальше поступают на вход перемежителя, где последовательность данных перемешивается по алгоритму, описанному в стандарте [2], в результате получается последовательность той же длины. Этот алгоритм позволяет уменьшить вероятность возникновения ошибки.

Для лучшего понимания, как это работает, приведем простой и наглядный пример. Адресант передает сообщение «Привет» адресату, но в процессе передачи «потерялось» несколько символов передаваемого сообщения и в итоге дошло только «При**т». В случае если не использовались предварительные этапы обработки сообщения, восстановить полученные данные достоверно может не получиться (привЕТ, приМАт, приМУт и т.д.) Благодаря сверточному кодированию, каждому символу ставится в соответствие более длинная последовательность символов, в итоге наше сообщение приобретает вид «пппрррииииввеееттт», что значительно повышает вероятность достоверного восстановления сообщения. Но как оказалось, этого тоже может быть недостаточно ввиду того, что, «потеряв» соседние символы (к примеру отвечающие за букву «в»), сообщение можно восстановить как слово «приДет». Именно поэтому перемежение используется после сверточного кодера. Благодаря похожим алгоритмам CD-диски продолжают свою работу после возникновения царапин до тех пор, пока их не станет настолько много, что восстановление становится невозможным.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по проекту RFMEFI57417X0172.

ЛИТЕРАТУРА

1. Cellular system support for ultra-low complexity and low throughput Internet of Things (CIoT) // 3GPP TR 45.820 version 13.10 Release 13. 2016-08-16.
2. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Multiplexing and channel coding // 3GPP TS 36.212 version 15.4.0 Release 15. 2019-01-11.
3. Обработка сигналов и изображений [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://matlab.exponenta.ru/communication/index.php> (дата обращения: 18.02.2010).

БЕСПРОВОДНЫЕ ПРОТОКОЛЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

А.С. Хлебников, студент каф. БИС,

В.О. Новиков, студент каф. КИБЭВС

Научный руководитель О.В. Пехов ст. преп. каф. КИБЭВС

г. Томск, ТУСУР, vlad_novikov59@mail.ru

Проект ГПО КИБЭВС-1703 «Интернет вещей»

Дан обзор существующих на данный момент беспроводных протоколов передачи данных и рассмотрение их по некоторым критериям.

Ключевые слова: Интернет вещей, LoRa, ZigBee, стриж, NB-IoT, Wi-Fi.

В настоящее время тема «Интернет вещей» (IoT) является одной из самых популярных в мире и стремительно развивается. По прогнозам Международного энергетического агентства, к 2020 г. в мире будет около 14 млрд подключенных IoT-устройств. В данной статье рассмотрим существующие беспроводные протоколы передачи данных.

Важным критерием при построении беспроводных сетей, является выбор определенного стандарта в зависимости от необходимой задачи. Критерии для выбора протокола делятся на 5 видов:

- дальность;
- частота;
- пропускная способность передачи данных;
- энергопотребление;
- помехоустойчивость.

Рассмотрим некоторые беспроводные протоколы связи.

Wi-Fi. Технология беспроводной локальной сети с устройствами на основе стандартов IEEE 802.11 [1]. Разработана в 1998 г. Сейчас под аббревиатурой скрывается семейство стандартов. На сегодняшний день используется стандарт IEEE 802.11g. Технологией пользуются во всем мире. Рассмотрим технологию по нашим критериям:

- дальность связи не превышает 100 м;
- технология работает на частоте 2,4 и 5 МГц;
- максимальная скорость передачи данных составляет 54 Мбит/с;
- высокое энергопотребление;
- низкая помехоустойчивость.

ZigBee. Технология беспроводной передачи данных, работающая на стандарте IEEE 802.15.4. Технология создана в 2003 г. [2]. К основным сферам применения ZigBee относятся «умные дома», беспроводные датчиковые сети, «умные здания», автоматизированные системы управления. Пройдемся по нашим критериям:

- дальность в помещении не превышает 15 м;
- технология работает на частоте 2,4 МГц;

- максимальная скорость передачи данных 250 Кбит/с;
- низкое энергопотребление, благодаря малой мощности сенсоры сети способны работать долгое время, используя автономные источники питания;

- низкая помехоустойчивость.

СТРИЖ. Отечественная технология передачи небольших по объему данных на большие расстояния. Технология используется в ЖКХ, промышленности, сельском хозяйстве [3]. Разработки технологии начались в 2014 г. Она распространена на территории России и СНГ. Рассмотрим технологию по нашим критериям:

- дальность связи составляет 50 м;
- технология работает на частоте 868 МГц;
- скорость передачи данных составляет 100 бит/с;
- низкое энергопотребление;
- высокая помехоустойчивость.

LoRa. Технология объединяет в себе метод модуляции LoRa в беспроводных сетях LPWAN и открытый протокол LoRaWAN [4]. Разработана данная технология была в марте 2015 г. Стоит понимать следующие термины. LoRa – это технология и метод модуляции. LoRaWAN – открытый протокол для сетей, в которых:

- высокая емкость (до 1 М устройств в одной сети);
- большой радиус действия;
- низкое энергопотребление.

LPWAN – энергоэффективная сеть дальнего радиуса действия. Рассмотрим по нашим критериям:

- дальность до 5 км в городских условиях при плотной застройке и свыше 15 км в сельской местности;
- частота работы 868 МГц;
- пропускная способность канала до 50 кбит/с;
- низкое энергопотребление до 10 лет работы на одном аккумуляторе;

- обладает средней помехоустойчивостью.

NB-IoT. Технология беспроводной узкополосной передачи данных, разработанная специально для приложений Интернета вещей. NB-IoT может быть развернут на базе 2G, 3G, 4G. Первая версия была представлена в июне 2016 г. Для работы требуются большие затраты на построение сети, поэтому реализовать NB-IoT могут только существующие провайдеры связи [5]. Рассмотрим NB-IoT по нашим критериям:

- дальность передачи до 22 км;
- в Российской Федерации были выделены следующие радиочастоты: 453–457,4 МГц; 463–467,4 МГц; 791–820 МГц; 832–862 МГц;

880–890 МГц; 890–915 МГц; 925–935 МГц; 935–960 МГц; 1710–1785 МГц; 1805–1880 МГц; 1920–1980 МГц; 2110–2170 МГц; 2500–2570 МГц и 2620–2690 МГц;

- пропускная способность канала в среднем 200 кбит/с;
- низкое энергопотребление до 10 лет работы батарей;
- высокая помехоустойчивость, возможна стабильная работа при высоком уровне шума и низком уровне сигнала.

Заключение. В результате исследования протоколов беспроводной передачи данных были рассмотрены основные характеристики наиболее распространенных протоколов. У каждого рассмотренного протокола свои преимущества и недостатки, каждый пользователь должен сам для себя решить, какие цели он преследует и что ему выбрать. Если снимать показания ЖКХ, то отлично подойдет СТРИЖ, который был специально для этого разработан, для «умного дома» все немного сложнее, нужно оценить трудоемкость реализации, доступность протокола, это выбор сугубо индивидуальный.

ЛИТЕРАТУРА

1. Wi-Fi [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://iot.ru/wiki/wi-fi> (дата обращения: 7.03.2019).
2. ZigBee [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://iot.ru/wiki/zigbee> (дата обращения: 7.03.2019).
3. СТРИЖ [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://strij.tech/wp-content/download/docs/strij-vs-lora.pdf?utm_source=robot-auto-answer&utm_medium=email&utm_campaign=download-brochure-strij-vs-lora&utm_content=brochure-download&utm_term=button-brochure (дата обращения: 5.03.2019).
4. LoRa [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://lo-ra.ru> (дата обращения: 7.03.2019).
5. NB-IoT [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://r-iot.org/2019/01/20/nb-iot-интернет-вещей-на-базе-сотовых-вышек/> (дата обращения: 7.03.2019).

УДК 004.056.55

РЕАЛИЗАЦИЯ КРИПТОГРАФИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА ГОСТ 28147–89 (МАГМА) НА FPGA

И.П. Козловцев, студент каф. ТОР

*Научный руководитель Д.А. Покаместов, доцент каф. ТОР, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, kozlovtsev.ip@micran.ru*

Рассматривается актуальность применения криптографического алгоритма ГОСТ 28147–89 с целью обеспечения конфиденциального обмена данными между узлами радиотехнической системы.

Ключевые слова: FPGA, HPS, Ethernet, радиолокация, криптографическое ядро, раунд.

С развитием различных методов радиолокации расширяется и спектр применения радиолокационного оборудования. Одними из таких задач являются мониторинг и охрана периметра. Системы, имеющие подобный функционал, должны иметь защищенные каналы передачи данных между узлами, такими как приемопередающее устройство и блок индикации. Это необходимо для того, чтобы злоумышленник не получил доступ к данным в канале связи, которые могут содержать в себе радиолокационное изображение и прочую информацию, позволяющую злоумышленнику контролировать работу охранной системы.

Самым распространенным способом передачи данных между устройствами радиотехнической системы является Ethernet. Использование данной технологии обусловлено высокими скоростными показателями, простотой в эксплуатации, а также возможностью соединения устройств через различные коммутаторы, что позволяет располагать их на большом расстоянии друг от друга.

Однако способ подключения устройств через коммутаторы нельзя назвать безопасным, так как любой порт коммутатора можно прослушать через другой порт. Одним из основных методов обеспечения безопасного соединения между устройствами является применение криптографических алгоритмов для шифрования трафика, что не позволяет злоумышленнику адекватно воспринимать перехваченную информацию. Также такой способ обеспечения безопасного обмена данными не требует изменения архитектуры сети, поскольку он сводится к преобразованию передаваемых пакетов данных.

В современных радиолокационных системах за формирование и передачу радиолокационного изображения из приемопередающего устройства в блок индикации отвечает SoC (System On Chip). В данном чипе формированием зондирующего сигнала, обработкой отраженного и т.д. занимается FPGA (Field Programming Gates Array), работу которой, в свою очередь, контролирует HPS (Hard Processing System). Формирование и отправка пакетов происходят именно в HPS, однако, так как он является частью одной системы, с помощью FPGA можно преобразовывать передаваемые пакеты с данными и производить криптографическую обработку. Данная реализация позволит облегчить работу HPS, потому что зачастую процессоры не имеют аппаратных блоков шифрования, и подобная реализация будет программной, что значительно повысит нагрузку на ядро, которое должно заниматься контролем работы системы. Однако стоит отметить, что реализация криптографических алгоритмов на FPGA требует определенное количество ресурсов, которых может быть не так много в силу уже реализованного функционала.

На данный момент разработано криптографическое ядро для FPGA, которое выполняет прямое и обратное преобразования в соответствии с алгоритмом «Магма», описанным в стандарте ГОСТ 28147–89. Выбор данного алгоритма обусловлен прежде всего тем, что использование любых средств криптографии должно быть согласовано с Федеральной службой безопасности и быть сертифицированным.

Данная криптосистема использует закрытый ключ длиной 256 бит и обрабатывает слова длиной 64 бита. Алгоритм построен по классической итерационной схеме Фейстеля.

Алгоритм «Магма» содержит 32 раунда. Каждый раунд представляет собой набор простых преобразований над входными данными:

1. Разделение 64-битного слова входных данных на 2 одинаковые части – левую и правую.

2. Сложение правой половины с раундовым ключом, который определяется номером раунда.

3. Перестановка данных с помощью S-блока. Данная операция представляет собой следующее: Обрабатываемые 32-разрядные данные делятся на 8 частей по 4 бита, которые являются адресом чтения из ROM-памяти, которая заполнена в соответствии с таблицей для каждой части по-разному. Результаты чтения конкатенируются.

4. Циклический сдвиг полученного результата на 11 разрядов влево.

5. Суммирование результата операции сдвига с левой половиной.

В конце каждого раунда левая и правая половины меняются местами. Схема раунда изображена на рис. 1.

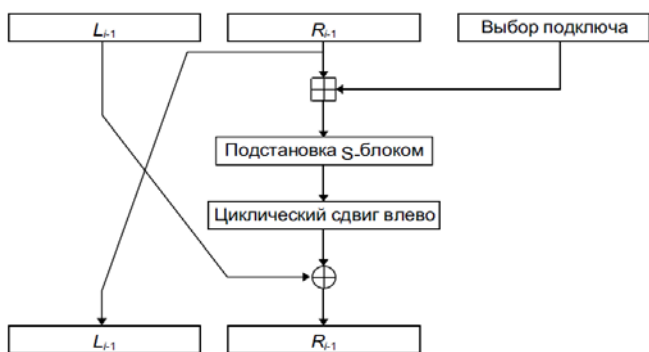


Рис. 1. Раундовая схема алгоритма Магма

Реализация данного алгоритма упрощается тем, что все раундовые функции идентичны. Достаточно описать схему раундового преобразования и контроллер раундов для того, чтобы направлять данные

между ними. Подобная реализация также позволяет экономить ресурсы FPGA за счет того, что все раунды проходят через одну схему. Однако такой способ требует определенного временного запаса на выполнение всех раундов. В данном случае запас по времени появляется за счет того, что при обработке пакета необходимо накопить определенное количество бит для обработки данных. Помимо этого, имеется разница в тактовых частотах. При использовании технологии Ethernet 100 данные следуют по 4 бита за такт с частотой 25 МГц. А криптографическое ядро работает на частоте 100 МГц. Для накопления 64 бит исходного текста необходимо 64 такта на частоте 100 МГц, что окажется недостаточным для выполнения всех раундов криптографического преобразования. Выходом из данной ситуации является обработка по два 64-битных слова, что позволит нам увеличить время накопления слова до 128 тактов, что достаточно для выполнения всех раундовых преобразований. Данная реализация потребует в 2 раза больше ресурсов. Но в связи с тем, что все раундовые операции не являются объемными, дополнительные затраты ресурсов невелики.

Данная разработка в дальнейшем будет использована как средство обеспечения конфиденциального обмена данными между блоками охранной системы, такими как приемопередающее устройство и блок индикации.

ЛИТЕРАТУРА

1. [Электронный ресурс]. – Википедия. – URL: https://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%93%D0%9E%D0%A1%D0%A2_28147-89 (дата обращения: 18.02.2019).
2. Шнайер Б. Алгоритм ГОСТ 28147–89 // Прикладная криптография. Протоколы, алгоритмы, исходные тексты на языке Си = Applied Cryptography. Protocols, Algorithms and Source Code in C. – М.: Триумф, 2002. – С. 373–377.

УДК 654.164

ИССЛЕДОВАНИЕ СВОЙСТВ СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩЕГО МОДУЛЯ ДЛЯ ARDUINO

Н.Б. Момбай, Т.А. Калиев, С.Б. Кокабаева, студенты каф. РСС

Научный руководитель Н.Д. Хатъков, доцент каф. РСС, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, nurtasmombay@gmail.com

Исследуются свойства сети, передающей данные на основе микроконтроллера Arduino nano, получение тестового сигнала на программной среде Arduino IDE. Рассматривается алгоритм сканирования рабочей частоты приемопередающего модуля NRF24L01.

Ключевые слова: Arduino nano, модуль NRF24L01, Arduino IDE, MESH-сеть.

Техника для дома или умные устройства могут работать на основе проводной и беспроводной сетей. Беспроводные сети имеют структуру ячейки, так называемые MESH-сети, не имеют иерархии. Каждая ячейка равна между собой, также они организуют прием и передачу данных совместно. По-другому говоря, в этой сети каждое из устройств может передавать не только свои данные, но и данные других ее частей.

На микроконтроллерах, основанных на ATmega168/328, шина SPI характеризуется следующими контактами: SS – 10-й выход; MOSI – 11-й выход; MISO – 12-й выход; SCK – 13-й выход. Стоит упомянуть, если даже контакт SS не применяется в работе, этот контакт должен быть отмечен как выход. В крайнем случае, интерфейс переходит в режим ведомого и наше устройство не будет работать [1].

Для выхода SS не обязательно использовать 10-й выход. Например, микроконтроллер использует 10-й выход работы с Ethernet контроллером и 4-й выход для взаимодействия с SD-картой по SPI при работе с Arduino Ethernet shield.

Необходимо отметить полезную сторону структуры. В структуре используются многочисленные переменные, и их можно за один раз отправить следующему устройству. Записывать код надо так, чтобы ардуино отправляло команду поочередно следующему модулю. А каждому модулю известен лишь свой адрес, а также адрес следующего модуля [2].

В окне монитора порта у нас выводится список всех доступных каналов. Общее число доступных каналов составляет 128 (рис. 1).

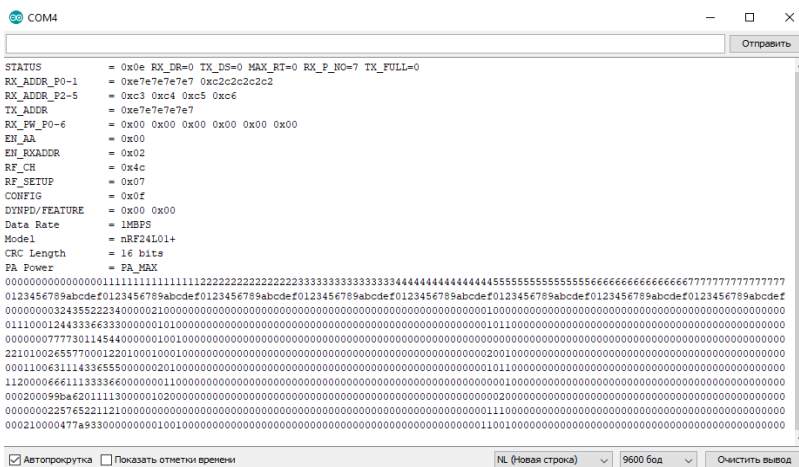


Рис. 1. Монитор порта

Каналы выводятся в 16-разрядном варианте: первая дорожка – первый знак, вторая дорожка – второй знак. На следующих дорожках нам выводится зашумленность каналов, т.е. каналы, в которых есть шумы. Можно четко увидеть, что, начиная с канала 04 и заканчивая каналом 14, появляются неизвестные шумы (Wi-Fi, телефон, беспроводные наушники).

С помощью беспроводного модуля связи nRF24L01 для Arduino (его подключение и настройка описаны ранее) можно передавать информацию с Arduino на Arduino в открытой местности до 2 км. Таким образом, можно сделать оборудование с дистанционным управлением на ардуино, подключать датчики, радиоуправляемое оборудование и многое другое. Спектр применения этих беспроводных модулей для ардуино безгранично широк и значительно дешёв.

ЛИТЕРАТУРА

1. Что такое Arduino? Программное обеспечение Arduino IDE. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.arduino.cc/index.php> (дата обращения: 01.10.2018).
2. Аппаратная часть платформы Arduino [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://arduino.ru/Hardware> (дата обращения: 01.12.2018).
3. Петин В.А. Проекты с использованием контроллера Arduino. – СПб.: БХВ-Петербург, 2014. – 400 с.
4. Петин В.А., Биняковский А.А. Практическая энциклопедия Arduino. – М.: ДМК-Пресс, 2017. – 152 с.
5. Технический обзор микросхемы приемопередатчика NRF24L01+ [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://cyberleninka.ru> (дата обращения: 01.02.2019).

УДК 621.396.018.424

МОДЕЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ МНОГОКАНАЛЬНОЙ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОЙ РАДИОСВЯЗИ НА ОСНОВЕ ИМПУЛЬСОВ ГАУССА

В.Н. Овсянникова, магистрант каф. РТС

Научный руководитель В.А. Кологривов, доцент каф. РТС, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, vasi-lisa1993@mail.ru

Исследованы возможности многоканальной сверхширокополосной радиосвязи на основе импульсов Гаусса и кодового разделения каналов.

Ключевые слова: сверхширокополосный сигнал, кодовое разделение каналов, производная импульса Гаусса.

В основе сверхширокополосной (СШП) системы связи для передачи различного рода информации лежит идея применения сигналов

без несущей частоты. Внедрение СШП-сигналов с малой длительностью позволяет существенно расширить используемый диапазон частот и сохранить качество передаваемых данных на высоком уровне [1].

Исследование модели СШП-системы. В использовании удобны импульсы Гаусса, т.к. их форма и спектр имеют колокообразную форму и в спектре отсутствуют боковые лепестки (рис. 1).

Временной форме импульса Гаусса соответствует выражение

$$S_{ИГ}(t) = \frac{A}{\sqrt{2\pi}\sigma} \times \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right),$$

где A – коэффициент амплитуды, принимается равным единицы; σ – коэффициент формы; π – постоянная, равная 3,14.

Форма сверхкоротких импульсов описывается моноциклом Гаусса, т.е. первой производной импульса Гаусса.

Рекуррентная формула n -й производной импульса Гаусса

$$S^n(t) = -\frac{n-1}{\sigma^2} \times S^{n-1}(t) - \frac{t}{\sigma^2} \times S^{n-1}(t),$$

где n – порядок производной.

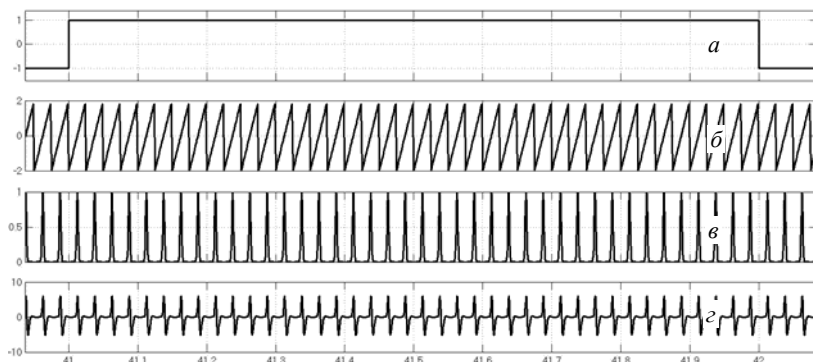


Рис. 1. Прямоугольный импульс информационной последовательности – a ; осциллограмма импульсов «пилообразного» генератора, представляющего интервалы реального и модельного времени – b ; осциллограмма импульсов Гаусса – c ; осциллограмма первой производной импульса Гаусса – d

На рис. 2 приведена упрощенная функциональная модель 3-канальной СШП-системы на основе импульсов Гаусса и кодового разделения каналов.

Исходные данные. Моделирование ведется во временной области с использованием относительных масштабов по времени и частоте.

Скорость цифрового потока была выбрана равной $R = 1$, соответственно длительность бита $\tau = 1$, длина исследуемой импульсной последовательности составляет $L = 10000$ бит. Длительность импульсов Гаусса и соответственно их производных составляет $\Delta t = 0,005$, период следования импульсов равен $0,025$, т.е. скважность $Q = 5$.

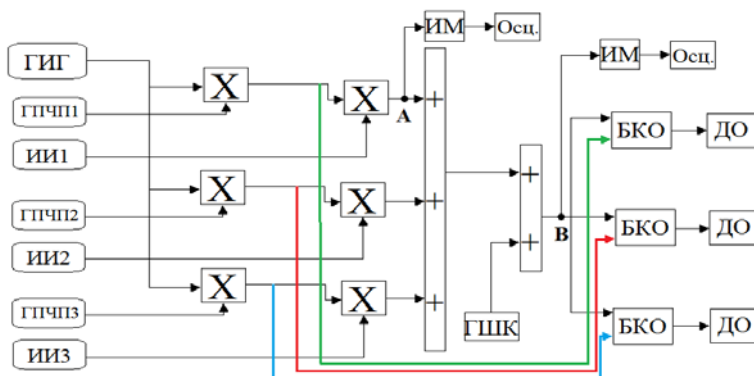


Рис. 2. Упрощенная функциональная схема:

ГИГ – генератор импульсов Гаусса; ГПЧП – генератор псевдослучайных числовых последовательностей 1, 2, 3; ИИ – информационный источник 1, 2, 3; ИМ – измеритель мощности; Осц. – осциллограф; ГШК – генератор шума канала; БКО – блок корреляционной обработки; ДО – детектор ошибок; А, В – точки измерения мощности

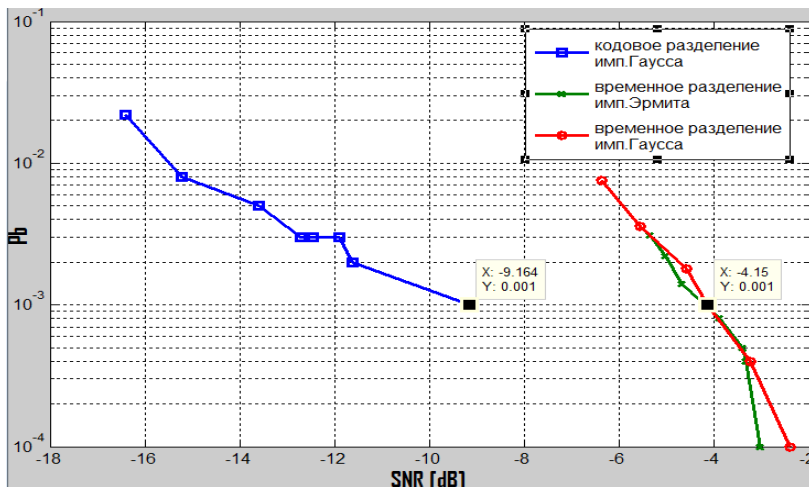


Рис. 3. График зависимости вероятности появления ошибок от отношения С/Ш

Исследование помехоустойчивости. Помехоустойчивость отображается графиком «водоподобной» характеристики, который соответствует зависимости вероятности появления битовой ошибки (P_b) от отношения С/Ш. Число ошибок фиксируется блоком детектора ошибок. Результаты измерений приведены на рис. 3, из которого видно, что при вероятности $P_b = 10^{-3}$ соотношение С/Ш составило $-9,16$ дБ. На этом же рисунке приведены результаты исследования модемов с временным разделением каналов на основе производных импульсов Гаусса и Эрмита, для которых соотношение С/Ш составило примерно $-4,15$ дБ при вероятности $P_b = 10^{-3}$ (см. рис. 3).

Таким образом, при кодовом разделении каналов выигрыш составил порядка 5 дБ.

Выводы. Результаты модельного исследования подтвердили целесообразность использования кодового разделения каналов при организации СШП связи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дубровин В.С. Сверхширокополосные системы связи. Особенности и возможности применения / Дубровин В.С., Колесникова И.В. – Саранск ГОУВПО Мордов. ун-т им. Н.П. Огарева. – С. 1–8 [Электронный ресурс]. Режим доступа: свободный. – http://fetmag.mrsu.ru/2009-3/pdf/UWB_communication_systems.pdf

УДК 621.396.41

МОДЕЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ КОДЕКА КОДА РИДА–МАЛЛЕРА В ЦИФРОВОЙ РАДИОСВЯЗИ

А.А. Токбаева, магистрант каф. РТС

Научный руководитель В.А. Кологривов, доцент каф. РТС

г. Томск, ТУСУР, aygul_tokbaeva@mail.ru

Исследованы структуры, принципы функционирования, способы реализации кодеков Рида–Маллера, спектральные эффективности, помехоустойчивости и скорости передачи данных модемов на основе PSK-модуляции.

Ключевые слова: моделирование, PSK-модуляция, кодирование, цифровая радиосвязь, помехоустойчивость, кодек Рида–Малера.

Из теории кодирования известно, что одним из способов повышения помехоустойчивости может быть использование кодов Рида–Маллера, для которых характерны увеличенные кодовые расстояния.

Коды Рида–Маллера (PM-коды) являются одним из наиболее старых и хорошо изученных семейств кодов. Они относятся к линейным двоичным кодам, имеющим большие кодовые расстояния и исправляющим благодаря этому много ошибок. Они пригодны для каналов с

малым отношением сигнал/помеха. Этот класс кодов интересен и потому, что с ним связаны многие другие сигналы, применяемые в радиотехнических системах: ортогональные и биортогональные сигналы, симплексные коды, m -последовательности и коды Хэмминга [1].

Коды Рида–Маллера образуют класс двоичных линейных кодов с простым описанием и мажоритарным декодированием.

Длина кодового слова в коде Рида–Маллера равна $2m$, где $m \geq 3$. Задавать код удобно порождающей матрицей G .

Порядок и степень кода Рида–Маллера однозначно характеризуют этот код, поэтому наряду с общим для линейных кодов обозначением (n, k, d) -код имеет специальное – $R(r, m)$.

Коды Рида–Маллера – это блочные коды, которые характеризуются следующими параметрами:

$$n = 2^m, \quad d = 2^{m-r}, \quad K = \sum_{i=0}^r C_m^i,$$

где n – длина кода; d – минимальное кодовое расстояние; r – порядок кода; m – некоторое число, большее, чем r , причем $m \geq 3$; K – количество информационных разрядов; C_m^i – число сочетаний i по m .

Код Рида–Маллера может исправлять следующее число ошибок:

$$t_{\text{испр}} = \frac{1}{2} \cdot 2^{m-r} - 1.$$

То есть в зависимости от порядка при одном и том же m можно получить разные коды.

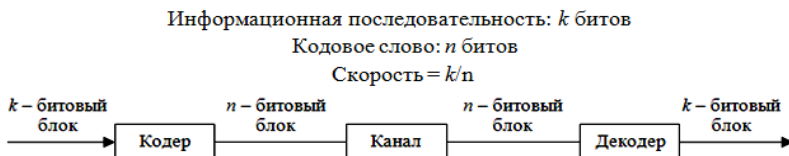
Построение кодов Рида–Маллера сводится к следующему.

Вначале строится производящая матрица G , первая строка которой содержит n единиц. Далее следует m строк, совокупность которых удобно рассматривать как $(m \times n)$ -матрицу, в качестве столбцов которой выбраны двоичные числа (начиная с нуля). Номера разрядов двоичных чисел удобно считать сверху вниз. Эти m строк определяют векторы первого порядка. Далее идут строки векторов второго порядка, которые получаются из всех произведений двух строк первого порядка, затем – строки третьего порядка, являющиеся всеми произведениями трех строк первого порядка, и т.д.

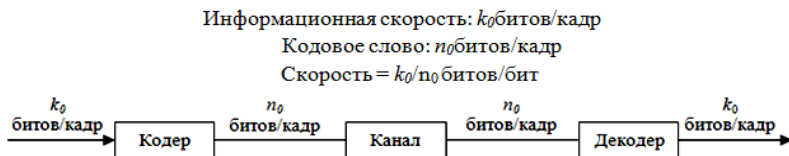
Блочный код мощности M над алфавитом из q символов определяется как множество из Mq -ичных последовательностей длины n , называемых кодовыми словами (если $q = 2$, то символы называются битами).

При этом $M = q^k$ для некоторого целого k , код называется (n, k) -кодом. Причем каждой последовательности из kq -ичных символов можно сопоставить последовательность из nq -ичных символов, яв-

ляющуюся кодовым словом. Имеются два основных класса кодов: блочные коды и древовидные коды (рис. 1).



Блочный код



Древовидный код

Рис. 1. Основные классы кодов

Были собраны функциональные схемы кодирования и мажоритарного декодирования кода Рида–Маллера (код 8,4 и 16,5), построенные в среде моделирования Simulink системы MatLab.

Функциональные модели включают: источники сигнала, кодеры (8,4), (16,5), преобразователи однополярных импульсов в биполярные, BPSK-модуляторы, модели канала распространения, полосовые фильтры, регенераторы формы импульсов, преобразователи биполярных импульсов в однополярные и мажоритарные декодеры.

Эффективность помехоустойчивого кодирования проверялась с использованием модели модема на основе BPSK-модуляции, у которого при вероятности битовой ошибки 10^{-3} в отсутствие помехоустойчивого кодера требовалось соотношение сигнал/шум порядка 10 дБ.

При использовании кода Рида–Маллера (8,4) соотношение сигнал/шум составило 7,1 дБ, и энергетический выигрыш кодирования равен примерно 3 дБ. При использовании кода (16,5) соотношение сигнал/шум равно 3,77 дБ, и его энергетический выигрыш стал равным около 6 дБ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Коваль А.С. Модуляция и кодирование [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.cs.vsu.ru/~kas/doc/infonets/infonets04.pdf>
2. Кабатянский Г.А. Блочные коды, исправляющие ошибки, и их применения к задачам защиты информации: автореф. дис. ... д-ра ф.-м. н. – М.: Институт проблем передачи информации им. А.А. Харкевича Российской академии наук, 2009. – 30 с.

BLUETOOTH SECURITY

*Pierre Pouliet, student of the department of Telecommunications
and Basic Principles of Radio Engineering*

*Scientific adviser E. Rogozhnikov, Assistant professor, P.h.
Russia, Tomsk, TUSUR, udzhon@mail.ru*

Bluetooth uses radio waves to transfer information, so it could be vulnerable to attacks. But it is easy for a hacker to steal, read or modify a phone's address book, calendar or virtually anything else stored in your handset without leaving any trace of the intrusion.

Keywords: bluetooth, information, security.

It is a method of hacking into a Bluetooth-enabled mobile phone and copying its entire contact book, calendar or anything else stored in the phones memory. By setting the device in non-discoverable, it becomes significantly more difficult to find and attack the device. However, the software tools required to steal information from Bluetooth-enabled mobile phones are widely available on the Web, and knowledge of how to use them is growing. Companies such as Nokia and Sony Ericsson are making sure new phones coming to market will not be susceptible to bluesnarfing.

Backdoor attack. This is when a hacker establishes trusted relationship with a handset, but then ensuring that it no longer appears in the target's registry of paired devices. This connection is granting him access not only to the data on your phone but also allowing him to use modems and WAP/GPRS services.

Bluejacking is the process of sending unsolicited messages, or business cards, to Bluetooth-enabled devices. Devices that are set in non-discoverable mode are not susceptible to bluejacking. In order for bluejacking to work, the sending and receiving devices must be within 10 meters of one another. Bluetooth device owners should be careful never to add the contact to their address book. This can also open the door to a variety of social engineering attacks.

The Bluetooth General Access Profile defines three modes of security:

- Security Mode 1: non-secure.
- Security Mode 2: service level enforced security.
- Security Mode 3: link level enforced security.

Security mod 1. It does not provide security. A Bluetooth device in this mode allows any device to connect to it. This is useful for applications that don't explicitly require security, such as the exchange of business cards.

Security mode 2 works at the service level. It is secured at the application layer (in other words, it is secured after a connection has been established). An application can be written to allow access to certain services (by another device) while restricting certain services.

Security mode , works at the link level. It is secured before a connection is established between two devices. The use of a link key (or PIN code, as seen in earlier sections) is used to authenticate the identity of another device.

REFERENCES

1. https://fr.wikipedia.org/wiki/S%C3%A9curit%C3%A9_des_protocoles_Bluetooth
2. <https://www.webroot.com/gb/en/resources/tips-articles/a-review-of-bluetooth-attacks-and-how-to-secure-mobile-workforce-devices>
3. <https://www.electronics-notes.com/articles/connectivity/bluetooth/security.php>
4. <https://duo.com/decipher/understanding-bluetooth-security>

УДК 621.37

BUILDING AUTOMATION, HOME AUTOMATION, HOME SUPPORT

*T. Grand, student of the department of Telecommunications
and Basic Principles of Radio Engineering*

*E. Rogozhnikov, professor, P.h.d
Russia, Tomsk, TUSUR, udzhon@mail.ru*

The principle of home automation is to communicate together and with each other the electrical equipment of a building. We are talking about smart building or communicating building.

Keywords: home automation, technologies, information, frequency.

Home automation, from the Latin «domus» meaning home, is the set of technologies electronics, information and telecommunications to automate individual or collective buildings. The home automation system can be controlled locally or remotely from your Smartphone, a touch screen or a computer. Home automation makes it possible to supervise, coordinate and program functions of the building to meet your expectations in terms of safety, comfort, energy management and communication. She also participates in home support services for elderly or disabled people by facilitating their daily. The simplified diagram below gives a better understanding of the circulation of information in a «smart» house [1].

1. Control circuit, transmission of information for carrying out a task from the electrical panel, WiFi, etc.

2. Device status information.

Generally, a home automation system can be designed on three main types of technology. These technologies can coexist, be superimposed following the evolution of the installation in time.

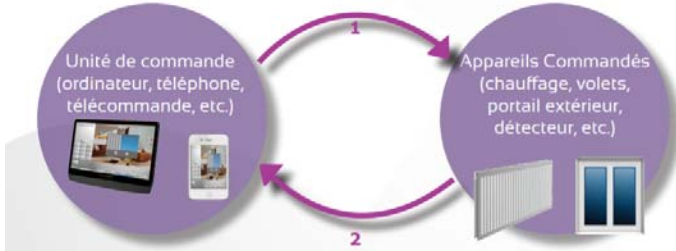


Fig. 1. Scheme operating principle

Wired bus technology. Wired bus technology is often used in construction or renovation of buildings due to the installation of a wired bus. This technology ensures that all components communicate with each other with the same language so that they can exchange information, analyze it and treat them.

Information flows in both directions: an input unit sends information to the output receivers to perform a specific task to equipment of the electrical installation (lighting, openings, heating, alarms ...). The latter then send information concerning their state to the input unit(s) [2].

The installation of this device consists of two networks:

- a wired bus network connecting the sensors (detectors, switches, probes) actuators (lighting, openings, heating, power products);
- a power supply network connecting the actuators to the strong current.

This type of installation presents for the users several advantages:

- the massive reduction of wiring: a single cable in general for all equipment instead of one per equipment;
- better reliability of the transmission of information and installation;
- local or remote supervision;
- a scalability of the installation at any time.

The diagram below shows the installation with bus technology.

Examples of wired bus networks:

- KNX, international open standard, followed by a set of builders like ager, Schneider, ABB, Theben, Siemens ...
- Builders solutions like MyHome from Legrand.

Powerline Power (PLC). Online Power Line (PLC) technology enables transfer and exchange information and data through the existing power grid.

The installation consists of transmitters and receivers connected to the network which communicate with each other [3].

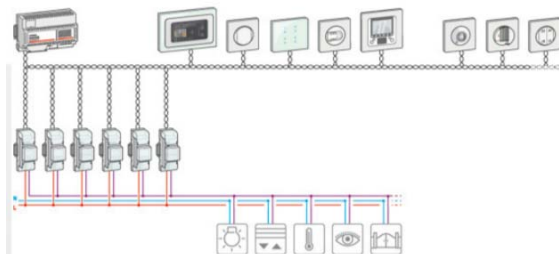


Fig. 2. Scheme of installation with bus technology



Fig. 3. Example of transmitters and receivers

The advantage of an installation using this technology is that it does not require no special work.

Radio frequency. With radio technology, information is transmitted wirelessly. She particularly suitable for light renovation work as it is often used in addition to a traditional wired installation [4].

By using radio waves, the transmitter (a wireless control) can thus drive a receiver (switch, plug ...). The advantage of radio frequency is that it allows to evolve an electrical installation without major work.

REFERENCES

1. Gomez C., Paradells J. Wireless home automation networks: A survey of architectures and technologies // IEEE Communications Magazine. – 2010. – Vol. 48, No. 6. – P. 92–101.
2. Lee K.C., Lee H.H. Network-based fire-detection system via controller area network for smart home automation // IEEE Transactions on Consumer Electronics. – 2004. – Vol. 50, No. 4. – P. 1093–1100.
3. Alheraish A. Design and implementation of home automation system // IEEE Transactions on Consumer Electronics. – 2004. – Vol. 50, No. 4. – P. 1087–1092.

4. Harper R. (ed.). Inside the smart home. – Springer Science & Business Media, 2006.

5. Javale D. et al. Home automation and security system using Android ADK // International journal of electronics communication and computer technology (IJECCT). – 2013. – Vol. 3, No. 2. – P. 382–385.

УДК 628.87

СИСТЕМА КОНТРОЛЯ И УПРАВЛЕНИЯ ПАРАМЕТРАМИ МИКРОКЛИМАТА

*А.И. Чухонастова, А.С. Примаков, А.А. Овечкин, И.Г. Андреев,
М.В. Райдюк, студенты ОЯТЦ ИШЯТ ТПУ
г. Томск, ТПУ, chukhonastova@gmail.com*

Система климат-контроля «умного дома» позволяет создать здоровый и комфортный микроклимат для уютного проживания в доме [1]. Анализ литературных источников показывает высокий интерес к проблеме управления микроклиматом в различных средах, в том числе в офисных зданиях и специализированных помещениях.

Ключевые слова: микроконтроллер, климат, температура.

Цель данной работы – разработать устройство для контроля и регулировки уровня температуры и влажности в помещении в зависимости от требований без вмешательства человека, кроме задания этих требований. Устройство выполнено на основе микроконтроллера семейства Atmega 16-DIP40 (наиболее дешевое по сравнению с аналогами), датчиков температуры и влажности и реле для включения и отключения управляемых устройств.

После всех проведенных исследований была составлена электрическая схема устройства, которая представлена на рис. 1.

При разработке были выявлены минимальные требования для элементов устройства:

1. Микроконтроллер с минимальным количеством ножек не менее 30.
2. Сопротивление элементов не больше 300 Ом.
3. Идеальный ток 10 мА.

После этого на основе полученных данных было собрано и протестировано устройство.

Кроме того, были составлены алгоритмы, один из которых представлен на рис. 2, и написан код для микроконтроллера.

Испытание устройства и контроль качества его работы был проведен на базе 431-й аудитории 10-го корпуса ТПУ. Во время испытаний проверили работу системы по следующим позициям.

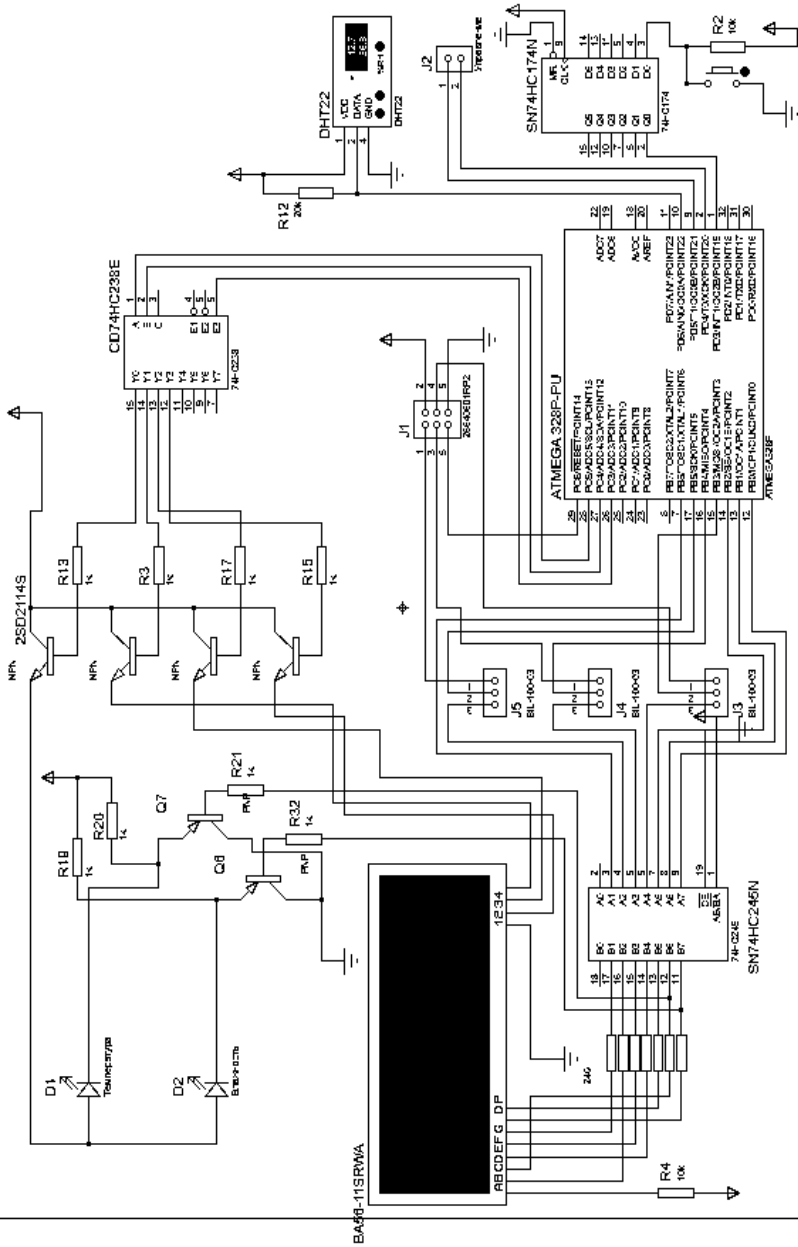


Рис. 1. Электрическая схема в программе Proteus

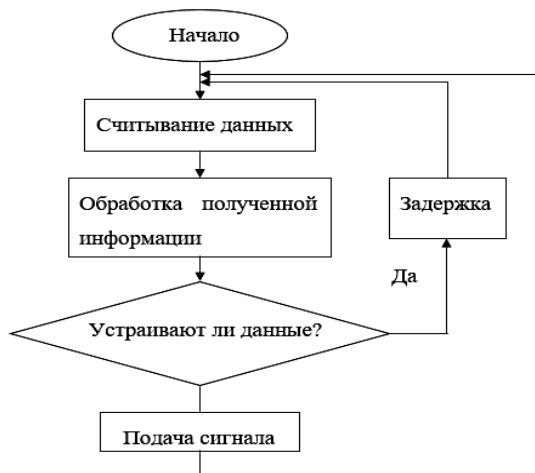


Рис. 2. Общий алгоритм работы устройства

1. Запуск системы.
2. Проверка работы датчика температуры и влажности.
3. Проверка работы светодиода.
4. Проверка правильности выводимого значения температуры и влажности на светодиодный индикатор, проверка правильности изменения режима светодиода (горит / не горит).
5. Изменение температуры и влажности искусственным способом, новая проверка на правильность выводимого значения и на правильность изменения режима светодиода (горит / не горит).
6. Завершение работы.

Разработанное устройство дает возможность корректировать уровень температуры, создавать индивидуальную климатическую систему. В то же время система климат-контроля, несмотря на выполнение большого количества функций, обеспечивает экономию финансовых средств и решает задачу энергосбережения за счет сокращения частоты считывания сигналов и подачи управляющих воздействий, возможного ввиду инерционности процессов, и возможности использования простых и дешевых элементов при реализации предложенной схемы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Система климат-контроль [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://studbooks.net/2351434/tehnika/sistema_klimat_kontrol, свободный. – Загл. с экрана (дата обращения: 08.03.2019).

DEVELOPMENT OF APPLICATION FOR HRV ANALYSIS

*T. Nurmukhamed, student of the department
of Telecommunications and Basic Principles of Radio Engineering*

*Scientific adviser Carlos Tomás Medrano Sánchez, professor,
Spain, Teruel, University Polytechnic School of Teruel,
University of Zaragoza, ctmedra@unizar.es*

Analysis of heart rate variability (HRV) presents great importance in the assessment of human health. This article describes an application for analyzing HRV.

Keywords: waveform, Electrocardiography, heart rate variability.

The ECG signal is a defined waveform representation that shows the phases through which the hearth passes. The signal represents the polarization and depolarization of the atrium and the ventricle (Fig. 1) [1].

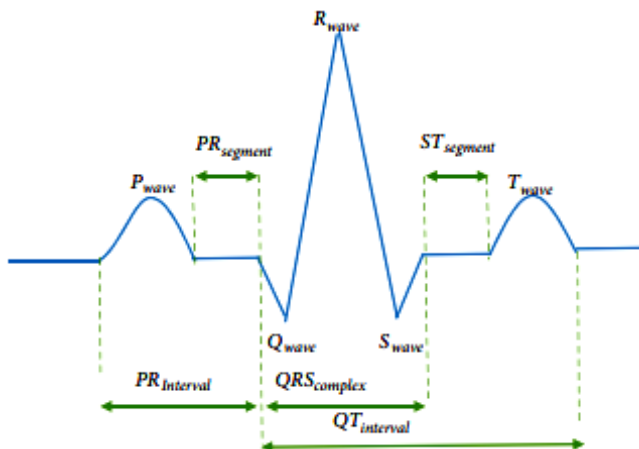


Fig. 1. ECG waves, intervals, and segments

The heart waveform is also often referred to as the QRS complex and is the basis for most of the algorithms used for ECG analysis [2]. In fact, detection of R peaks of an electrocardiogram between waves Q and S is detection of the QRS complex (see Fig. 1). The basis for the analysis of HRV is the variability of the time between peaks.

The main problem of analyzing the ECG signal is the noise present due to its susceptibility to interferences such as power line, RF interferences, and muscle artifacts, complicating the detection of the QRS complex [3].

For the implementation of applications was chosen language Python. An application for analysis of HRV was written, with the help of which it

is possible to perform manual and automatic filtering and interpolation of data (Fig. 2).

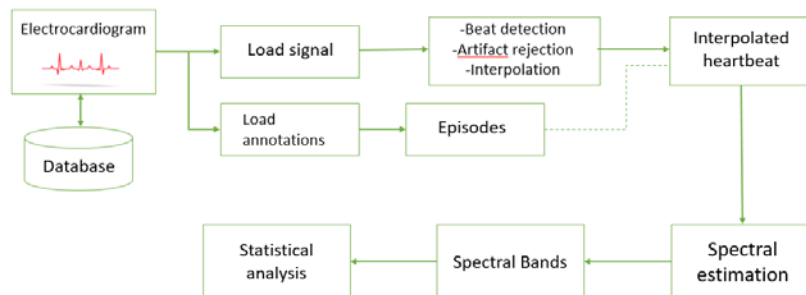


Fig. 2. Extracting useful information from the spectral content of the heart rate signal

Thanks to the application, it is possible to filter the ECG signal, which allows for a qualitative assessment of HRV.

REFERENCES

1. Vega-Martínez G., Alvarado-Serrano C., Leija-Salas L. Wavelet packet based algorithm for QRS region detection and R/S wave identification // 12th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control. – 2015, Mexico. – P. 1–2.
2. Saktheeswari R., Adalarasu K. Survey on signal processing techniques for diagnosing cardiovascular diseases. In Proceedings of the 2017 4th International Conference on Innovations in Information, Embedded and Communication Systems, March. – 2017. – Coimbatore. – P. 2–3.
3. Baek H.J., Shin J. Effect of Missing Inter-Beat Interval Data on Heart Rate Variability Analysis Using Wrist-Worn Wearables // Journal of Medical Systems. – Vol. 41, No. 10. – 2017. – P. 3–4.

УДК 629.3.066.5

POWER LINE COMMUNICATION

*V. Picaud, A. Gall, students of the department
of Telecommunications and Basic Principles of Radio Engineering
E. Rogozhnikov, Assistant professor, P.h.d
Russia, Tomsk, TUSUR, udzhon@mail.ru*

Homeplug is the PLC solution in commercial use today for indoor installations, these are ideal for extending a local area network and sharing existing broadband Internet access, mainly for domestic or small business use, with easy installation.

Keywords: Homeplug, PLC, modem, Ethernet.

At the electric level, the installation does not pose any concerns inside a housing behind a single-phase current meter insofar as the adapters connect directly to the electrical plugs. On the other hand installation is more complex for large buildings, than it is for homes, with a three-phase entrance point and various meters, or in large buildings such as colleges, hospitals or administrative buildings.

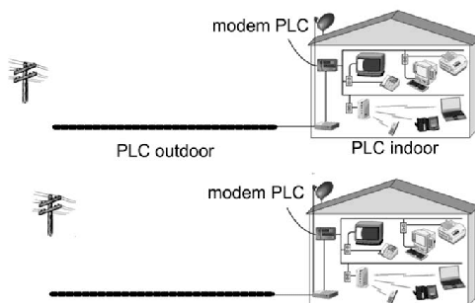


Fig. 1. Architecture of PLC

The setting up of a «wide area» PLC solution requires a two-fold skillset: expertise in electrical supply network and computer networking, as well as the use of hardware different from the Homeplug units sold for the indoor market.

The widespread solution currently on sale, Homeplug, has a theoretical bandwidth of 14 Mbps. Other solutions also exist with bandwidth ranging from 2 to 45 Mbps. A 100 Mbps solution has been laboratory tested.

Real bandwidths are reduced by the overhead required for management of the system. However, the available bandwidths are sufficient for the majority of domestic applications taking the Homeplug rate of 14 Mbps as an example.

For Outdoor Architecture, experiments are ongoing for external installations, with a link between Broadband Internet and the electrical mains network via a HTA/BT transformer creating a local electric loop.

Security aspect. Role of the electric phase: the signal passes along the phases by induction, but the signal is rapidly weakened from one phase to the next. Role of the electricity meter: the PLC signal passes through the electricity meter, this does not however cause any barrier for the PLC network.

Local area network security: any PLC network must be protected like any other local area network, through the installation of a firewall, however there are two intrinsic levels of security in PLC equipment:

- a DES encryption (using a 56 or 128 bit key);

– the possibility of setting up separate networks on the same electric circuit with two different encryption keys that can be configured using software usually provided with the equipment.

PLCs have very long life spans. With the average PLC running for 20 years or more, the majority of systems in use today have likely been in operation for at least a decade. Between 10 and 20 years ago, industrial cyber security just wasn't a top priority for most control systems designers.

Security was not designed into the existing PLC installed base. Much like the control systems designers of 20 years ago, the PLC manufacturers themselves weren't thinking about cyber security at that time, which means security was not designed into the older PLCs in use today.

Older PLCs have limited horsepower. While today's PLCs have plenty of processing power and memory to spare, a 10–20-year-old PLC currently in operation likely has just enough processing power and memory to perform control functions, leaving little room to retrofit security.

REFERENCES

1. Les CPL, 2007. Available: <https://www.zdnet.fr/actualites/les-courants-porteurs-en-ligne-cpl-l-autre-acces-au-web-pour-les-entreprises-39366673.htm>
2. Network and Internet, Power Line Communication system, 2016. Available: <https://www.commentcamarche.net/contents/181-cpl-courants-porteurs-en-ligne>
3. Ginot N., Mannah M.A., Batard Ch. Application of Power Line Communication for Data Transmission. – 2010.

УДК 621.37

SENSORS FOR BODY AREA NETWORK

G. Kuttumuradov, S. Chaouch, students of the department of Telecommunications and Basic Principles of Radio Engineering
Scientific adviser Monica Visintin, professor
Italy, Turin, Politecnico di Torin, monica.visintin@polito.it

The health care system monitors the condition of a person using a special application on a smartphone. This application works directly with a variety of heart-beat sensors.

Keywords: health care system, application, smartphone, sensors.

Our system function, as is shown in Fig. 1, can be divided into four parts: data collection, data transmission, data processing and fall alert.



Fig. 1. System function of wearable device

In our case, we use just three sensors, which have small sizes, and one heart-beat sensor which you can wear as a watch. With comfortable sensor sizes, users are able to wear it indoor. And for sure, in combination with wearable devices, you need to carry a Smartphone with you. Sometimes, for elderly it is complicated to use Smartphone. Especially, use some applications. But in our case, three inclinometers and one heart-beat sensor will be connected with Smartphone with Wi-Fi or Bluetooth connection. Sensors will be automatically transferring information into user's Smartphone and by health-care application, we can monitor condition of human body.

Despite the cheapness of this system, the convenience of the size of the sensors and its effectiveness, it is not suitable for all people. The main problem is people with cognitive disorders, leading to impaired mental activity and memory loss. It means that people entering this category will periodically forget to wear these sensors to ensure their safety.

Each inclinometer will be established on different part of human body. And heartbeat sensor on a hand. This allows us to more accurately determine the condition of a person at minimal cost.

Inclinometer is a sensor use to determine an angle. Tilt sensors and inclinometers generate an artificial horizon and measure angular tilt with respect to this horizon. One of inclinometer will establish on hip. Second one on up part of leg. In addition, the third inclinometer on down part of leg. The combination of sensor data allows us to determine a different state of a person, normal or critical.

Critical phase (falling). When a person falls, the angle of inclination of the inclinometers installed on the person is changing rapidly. It means that by changing the speed of the tilt angle, we can determine if it fell or just lay down.

Position of human. A feature of this system is that it is possible to determine not only the fall of a person, but also the standard position of a person. By using inclinometers, we can determine the position and action of human body. The inclinometer at the hip determines the angle of the torso. The other two show the angle of the leg. Thus, we can determine the following positions of a person:

Common positions of human

POSITIONS	TORSO	UP PART LEG	DOWN PART LEG
Standing	90°	90°	90°
Sitting	90°	0°	90°
Lying	0°	0°	0°

The health-care system in our case is tracking the state of a person through a special application in the Smartphone. This application works

directly with three inclinometers and heartbeat sensor. Usually the heartbeat sensor is a personal monitoring device that allows one to measure one's heart rate in real time or record the heart rate for later study. Every second and even faster (depending on the frequency of information transfer) information is received from all sensors and processed by the application. The application, in turn, quickly processes the information received with the sensor (the speed of information processing in the application depends on the frequency of the Smartphone processor). In addition, as described earlier, the connection between the sensors and the Smartphone is Bluetooth.

Even with three inclinometers, the system can skip a fall if it was similar to the usual human positions. For example, in the case of a heart attack, a person can simply sit on a chair or he can calmly lie on a bed. Alternatively, being in a lying state a stroke can happen. In such cases, inclinometers will not be able to help. Therefore, to determine the human condition, we also use the heartbeat sensor. With the help of the pulse, we can determine the condition of the person. First, we must consider the age of a person, because the pulse of a person varies with age (Fig. 2).

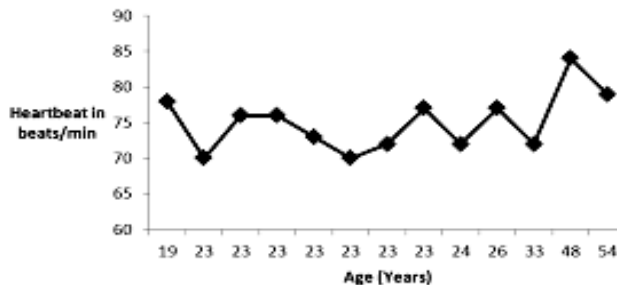


Fig. 2. Pulse depending on age

After that, we can determine whether the person is sleeping or in a life-threatening situation.

User data is automatically read by the Smartphone application. Therefore, in a critical situation, the heart rate sensor asks the user whether everything is good or not. At this moment, the user has a choice to call for help or reject it if everything is fine with him. But in case the user does not respond in about 15 seconds, the system automatically calls for help.

REFERENCES

1. Arkham Zahri Rakhman, Lukito Edi Nugroho, Widyawan Kurnianingsih. Fall Detection System Using Accelerometer and Gyroscope Based on Smartphone, Universitas Gadjah Mada // 1st International Conference on Information Technology, Computer and Electrical Engineering. – 2014.

2. Changzhi Li, Zhengyu Peng, Laurent Billonnet, Achille Tchalla. Novel sensor-fusion system concepts for indoor and outdoor fall detection // 1st International Conference on Human System Engineering and Design (IHSED–2018). – 2018.
3. Kewei Chen, Yun Chen, Yixin Sun, Lie Liu. A System of Fall Detection Using a Wearable Device Based on Bluetooth Communication, Department of Microelectronics, Fudan University, Shanghai, China / 13th IEEE International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology (ICSICT). – 2016.
4. World Health Organization, <http://www.who.int/news-room/factsheets/detail/falls>
5. Florent Lachal, <https://prezi.com/7rk3a2uehhel/fall-sensors/>

ПОДСЕКЦИЯ 1.7

РОБОТОТЕХНИКА

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

УДК 625.7/.8

РАЗРАБОТКА РОБОТОТЕХНИЧЕСКОЙ ПЛАТФОРМЫ ДЛЯ РЕМОНТА ДОРОЖНОГО ПОЛОТНА

В.А. Рачис, Э.И. Бейшенбаев, Г.М. Медетова,

В.А. Галлингер, студенты

Научный руководитель Е.А. Мыцко, ассистент ОИТ

г. Томск, НИ ТПУ, seva-ra4is@mail.ru

Работа посвящена созданию робототехнического комплекса, способного к автоматизированному ремонту дорожного полотна, в частности ям. Робот должен быть автономным, однако нужно учесть возможность моментального перехвата управления.

Ключевые слова: дороги, ремонт, автоматизация, выбоины, беспилотный транспорт.

Ни для кого не секрет, что современное состояние российских дорог далеко не на высшем уровне. Данные «глобального рейтинга конкурентоспособности», в котором сравнивают 140 стран, свидетельствуют, что их рейтинг очень низкий [1, 2].

Решение проблем некачественного или полного отсутствия ремонта дороги, несоблюдения технологий, низкоквалифицированного персонала, а также отсутствия системного контроля [3–5] заключается в создании робототехнического комплекса, способного к самостоятельному передвижению по городу, определению ям и их ремонту при помощи струйно-инъекционного метода. Робототехнический комплекс должен быть практически полностью автоматизированным, однако нужно учесть возможность моментального перехвата управления.

Основным вычислительным центром является персональный компьютер, для получения карты глубины используется контроллер Kinect. Робот должен перемещаться по дороге при помощи WiFi или 3G/4G подключаться к контролирующему серверу, детектировать яму и сканировать её, после чего засыпать яму пропорционально её глубине и убрать мусор за собой.

На данный момент проект лабораторного прототипа завершён примерно на 50–60%. Уже были завершены следующие стадии:

1. Созданы 3D-модели портативной и основной версии (рис. 1).

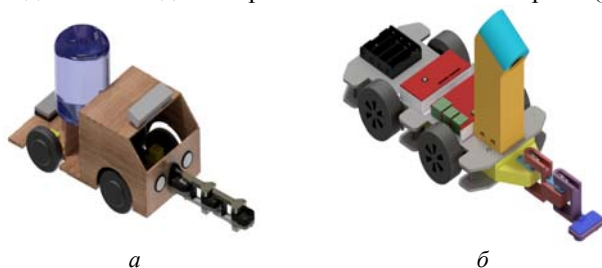


Рис. 1. 3D-модели основной (а) и портативной (б) версии

2. Собраны корпуса (рис. 3, 4).



Рис. 3. Фото основной версии



Рис. 4. Фото портативной версии

3. Составлены алгоритмы робота, а также были написаны программы для поисков:

- ямы при помощи камеры глубины на Kinect 2.0;
- дорожных знаков по цветному изображению с камеры;
- светофора и определение его сигналов;
- просчёта углов для позиционирования манипулятора «стрела».

Также реализованы программные модули передачи данных между роботом и пользователем:

- Видео с камеры при помощи UDP-протокола.
- Общение сервера с клиентом через TCP.

Проект ожидает несколько основных этапов:

1. Поиск информации о проблеме, изучение способов её решения, включая анализ технологий, аналогов и их недостатков.

2. Разработка концептуального прототипа, суть которого в базовой демонстрации технологии. Предполагается небольшой размер, а поиск ямы основан на маркерах (изначально ямы на дороге обведены красной линией). Этот прототип предназначен для демонстрации идеи разработки.

3. После презентации концептуального прототипа требуется найти финансирование (грант, приз) на выполнение следующего этапа.

4. Создание лабораторного прототипа, в течении создания которого будут проработаны более мелкие проблемы, кроме этого, будут созданы более сложные алгоритма поиска. Размер робота примерно $1000 \times 500 \times 500$ мм³, а видеоданные будут получены с камеры, выдающей готовую карту глубины, например Kinect или Intel RealSense.

5. После презентации лабораторного прототипа требуется найти стратегического партнёра, который не только обеспечит проект финансированием, но и поможет с выходом на рынок.

6. Изготовление промышленного комплекса, т.е. окончательного варианта.

ЛИТЕРАТУРА

1. Российские дороги заняли 123-е место в мировом рейтинге // Известия. – URL: <https://iz.ru/news/598884> (дата обращения: 25.12.2017).

2. Рейтинг качества дорог России // Автомобильные дороги. – URL: <http://tomnosti.info/dorogi-kak-i-pochemu-2/rejting-kachestva-dorog-rossii.phtml> (дата обращения: 25.12.2017).

3. 10 причин, почему в России плохие дороги // VARLAMOV.RU. – URL: <https://varlamov.ru/1256164.html> (дата обращения: 25.12.2017).

4. Учёные рассказали, почему в России плохие дороги // DRIVE2. – URL: <https://www.drive2.ru/c/298786/> (дата обращения: 25.12.2017).

5. Почему в России плохие дороги? // pikabu. – URL: https://pikabu.ru/story/pochemu_v_rossii_plokhie_dorogi_2849813 (дата обращения: 25.12.2017).

РАЗРАБОТКА И АНАЛИЗ СИСТЕМЫ МНОЖЕСТВЕННЫХ ЩУПАЛЕЦ ДЛЯ МИКРОРАЗМЕРНЫХ БЛА

К.Н. Каримов, Ю.В. Липатов,

Р.К. Хайбуллин, студенты каф. КИПЭС

*г. Казань, Казанский национальный исследовательский технический
университет им. А.Н. Туполева (КАИ), Khaybullin2@gmail.com*

Представлен новый проект механической щупальцевой системы для мобильных манипуляций в небольших МБЛА (микробеспилотные летательные аппараты). Модель разработанной системы гибкая и имеет возможность поворачиваться на 90° во всех направлениях.

Ключевые слова: щупальцевые системы, микробеспилотные летательные аппараты.

Широкое распространение роботизированных систем является основным в развитии авиационной робототехники в будущем. Все, люди и другие живые организмы, используем щупальца или руки и ноги для активного взаимодействия с миром для достижения определенных задач и целей, воздушные роботы не исключение [1].

Основная цель статьи – представить эффективную конструкцию щупальца для МБЛА.

Основные исследования в области мобильных манипуляций проводят на стабильность и управление воздушной платформой. Установленные манипуляторы гибкие, но тяжелые (минимум 5 кг), что меняет динамику манипуляторов и летающих платформ. Цель исследования – разработка легкого щупальца (около 0,1 кг), что не затрудняет динамические свойства воздушных транспортных средств при его работе.

Аналогичную работу, что представлена здесь, возглавляет группа в Дрексельском университете. Первая работа «Устойчивость полета в воздушных манипуляционных системах» была представлена в ICRA 2012 г. [2]. В этой работе представили развитую воздушную систему для будущих тестирований повышения эффективности. Они подошли к разработке воздушных платформ с ловким манипулятором, весившим обычно более 20 кг [3]. Последние результаты опубликованы в [4], теперь группа из Дрексельского университета занимается разработкой гиперизбыточного манипулятора. Эффективное выполнение сложных задач требует использования летательного аппарата с ловким манипулятором с сильно избыточными или множественными степенями свободы манипуляторов. Итак, текущие исследования, над которыми работает эта группа, по-прежнему являются статическими.

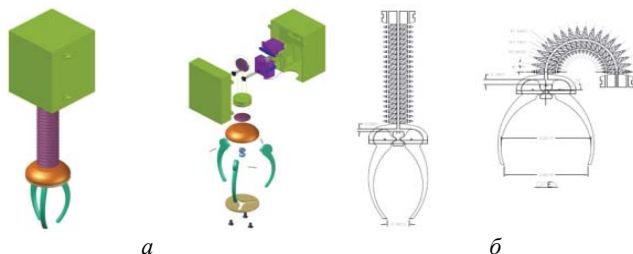


Рис. 1. Концептуальное проектирование системы щупальца (а) и (б) проектирование САПР

На рис. 1 представлены концептуальные и САД-проекты разработанной системы щупальца. Строка, обернутая вокруг шкива через десять дисковых щупалец, создает петлю, а с помощью шкива, управляемого сервомеханизмом, осуществляется управление движением системы щупальца. Второй сервопривод осуществляет цепкий захват. Сами щупальца весят 0,1 и 0,4 кг, включая два сервопривода и корпус. Через диски и нижний корпус проходят два металлических кабеля до конечного эффектора. На рис. 1 представлена реальная система щупальца с системой квадрокоптера. Здесь движение воздушной платформы не представляет интереса, поэтому не рассматривается.

Щупальцевые системы, рассмотренные в этой работе, показаны как новые конструктивные и необработанные аспекты незамедлительного использования малоразмерных воздушных роботов. Новый метод проектирования прост в применении и эффективен в управлении для мобильных манипуляций из-за минимальной полезной нагрузки от щупальца.

ЛИТЕРАТУРА

1. Йол Дж. Проектирование и эксплуатация небольшого беспилотного летательного аппарата с несколькими щупальцами // Труды конф. по робототехнике и биомиметике. Чжухай, Китай, 6–9 декабря 2015 г. – С. 1877–1881.
2. Корпела С.М. и др. Устойчивость полета в воздушных избыточных манипуляторах // Труды конф. по робототехнике и автоматизации, 14–18 мая 2012 г. – С. 3529–3530.
3. Корпела С.М., Данко Т.В., О П.Я. Мобильная манипуляция беспилотным летательным аппаратом // Журнал интеллектуальных и роботизированных систем. – 2012. – Т. 65, вып. 1-4. – С. 93–101.
4. Данко Т.В., О П.Я. Разработка и управление гиперизбыточным манипулятором для мобильных манипуляций с беспилотными летательными аппаратами // Журнал интеллектуальных и роботизированных систем. – 2014. – Т. 73. – С. 709–723.

МЕТОДЫ НАХОЖДЕНИЯ КРАТЧАЙШЕГО ПУТИ

В.Я. Лешков, А.А. Хоменко, Н.В. Кока, студенты каф. БИС

Научный руководитель О.В. Пехов, ст. преп. каф. КИБЭВС

г. Томск, ТУСУР, Vladissimo19@yandex.ru

Проект ГПО КИБЭВС-1813 «Коллективная робототехника»

Задачей данной работы является определение наиболее подходящего алгоритма и адаптация его под задачу поиска ближайшей неизвестной точки на карте.

Ключевые слова: Дейкстра, волновой, алгоритм, кратчайший путь.

Одна из задач, с которой мы столкнулись при написании программного обеспечения к группе роботов, занимающихся построением карты на неизведанной ранее области, – это нахождение ближайшей неизвестной точки на карте. Это необходимо для продолжения построения карты исследуемой области, в случае попадания робота в тупик или если пространство разделено на части и робот, полностью исследовав одну часть, должен перейти к исследованию других. Для разрешения данной проблемы мы обратили внимание на уже разработанные методы нахождения кратчайшего пути до определенной точки.

Поиск кратчайшего пути – это термин, который означает определение компьютерной программой наилучшего, оптимального маршрута между двумя точками. Одними из самых известных методов решения данной задачи являются алгоритм Дейкстры [1] и волновой алгоритм [2].

Рассмотрим решения, которые нам предлагает дискретная математика – для начала алгоритм Дейкстры [1, 3]. Алгоритм находит кратчайшие пути от одной вершины графа ко всем остальным. Он работает только для графов без рёбер отрицательного веса. Сложность алгоритма в простейшем случае составляет $O(n^2)$, а в более сложном – $O(n \log(n))$.

Метод заключается в том, что каждой вершине сопоставляют метку – минимальное известное расстояние от текущей вершины до начальной вершины. Метка начальной вершины полагается равной 0, метки остальных вершин – бесконечности. Это отражает то, что расстояние от начальной вершины до других вершин пока неизвестны. Все вершины графа помечаются как непосещённые. Если все вершины будут посещены, то алгоритм завершится. В противном случае среди не посещенных вершин выбирается вершина, имеющая минимальную метку. Мы рассматриваем все возможные маршруты, в которых эта вершина является предпоследним пунктом. Вершины, в которые ведут ребра из выбранной вершины, назовем соседями этой вершины. Для каждого соседа текущей вершины, кроме отмеченных как

посещённые, рассмотрим новую длину пути, равную сумме значений текущей метки данной вершины и длины ребра, соединяющего вершину с этим соседом. Если полученное значение длины меньше значения метки соседа, заменим значение метки полученным значением длины. Рассмотрев всех соседей, пометим выбранную вершину как посещённую и повторим шаг алгоритма. Работа алгоритма завершается, когда все вершины посещены (рис. 1).

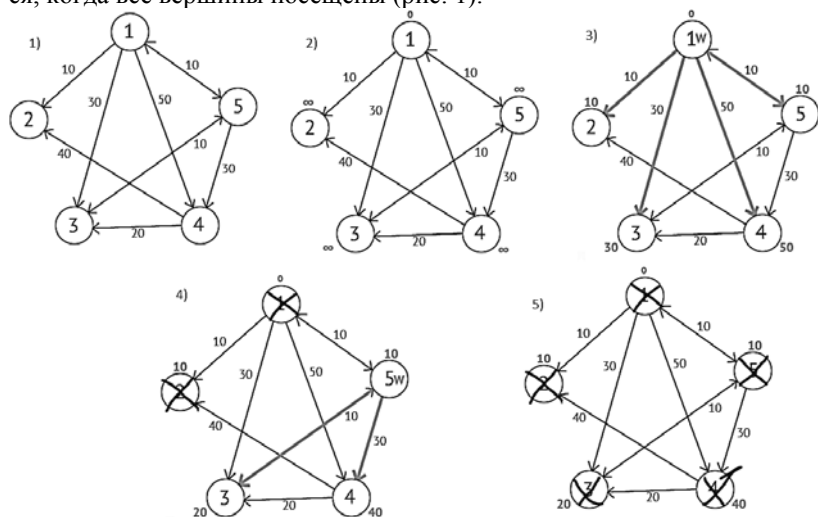


Рис. 1. Пример алгоритма Дейкстры

Далее рассмотрим алгоритм Ли [2] (волновой алгоритм). Предназначен для поиска кратчайшего пути от начальной к конечной точке на планарных графах. Сложность данного алгоритма составляет почти $O(n^2)$.

Алгоритм включает в себя три этапа: инициализацию, распространение волны и восстановление пути.

Этап инициализации. Строится образ множества точек обрабатываемого поля, каждой точке приписываются метки проходимости / непроходимости, запоминаются начальная и конечная точки.

Этап распространения волны. От начальной точки осуществляется шаг в соседнюю ячейку, при этом проверяется, проходимая ли она и не принадлежит ли ранее меченной в пути точке, где окрестностями точки являются 4 точки, располагающиеся по горизонтали и вертикали.

При выполнении условий проходимости и непринадлежности её к ранее помеченным в пути точкам, в метку точки записывается число, равное количеству шагов от начальной точки, от начальной точки на первом шаге это будет 1. Каждая точка, меченная числом шагов от начальной точки, становится начальной, и из неё порождаются оче-

редные шаги к соседним точкам. Очевидно, что при таком переборе будет найден путь от начальной точки к конечной, либо очередной шаг из любой порожденной в пути точки будет невозможен.

Этап восстановления пути. Восстановление происходит в обратном направлении: при выборе точки от конечной точки к начальной на каждом шаге выбирается точка, имеющая метку расстояния от начальной на единицу меньше текущей точки. Очевидно, что таким образом находится кратчайший путь между парой заданных точек.

Проведя анализ данных алгоритмов, мы сделали вывод, что в простой реализации алгоритма Дейкстры по сложности он примерно равен волновому алгоритму, но при этом немного сложнее в реализации. В реализации Дейкстры, что эффективнее по сложности, требуется перенести массив в граф, что потребует больше памяти. А так, как мы стремимся к минимизации затрат памяти и к более простой реализации, то был выбран волновой алгоритм. Примем за начальную точку – координату нахождения робота на карте в момент его остановки (по причине захода в тупик или конца части исследуемой области), а за конечную – одну из неизвестных координат. Проведя ряд вычислений с каждой из неизведанных координат, мы сможем определить ближайшую к расположению робота.

ЛИТЕРАТУРА

1. Алгоритм Дейкстра [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://ru.wikipedia.org/wiki/Алгоритм_Дейкстры
2. Волновой алгоритм [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://ru.wikipedia.org/wiki/Алгоритм_Ли
3. Поиск оптимальных маршрутов на графе [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://habr.com/ru/post/111361/>

УДК 004.896:621.865

РОБОТОТЕХНИЧЕСКАЯ ПЛАТФОРМА С МЕХАНИЧЕСКИМ МАНИПУЛЯТОРОМ НА БАЗЕ ARDUINO MEGA 2560

Р.В. Саблин, М.Д. Жумабек, студенты каф. КСУП;

Д.Т. Куликов, студент каф. ТУ

Научный руководитель В.П. Коцубинский, доцент каф. КСУП, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, kvr@kcup.tusur.ru

Проект ГПО КСУП-1801 «Экстремальная робототехника»

Оприсывается роботизированная рука-манипулятор, установленная на шестиколесной платформе с моторами постоянного тока. Рассмотрены и описаны возможности, а также проблемные части робота-манипулятора на базе Arduino 2560.

Ключевые слова: роботизированная рука-манипулятор, робототехническая платформа, робототехника, Arduino, ТУСУР, КСУП.

Сегодня все чаще человек направляет свою работу в те среды, где для его здоровья и жизни условия окружающего пространства представляют опасность. Поэтому задача создания роботов, способных выполнить задачу в опасных для человека условиях, стала жизненной необходимостью.

Робототехническая платформа представляет собой роботизированную руку-манипулятор, установленную на шестиколесную платформу с моторами постоянного тока. Платформа представлена на рис. 1.

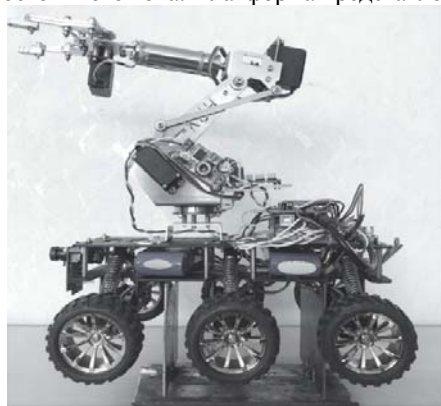


Рис. 1. Робототехническая платформа

Платформа создана на основе микроконтроллера Arduino Mega 2560. Движение руки-манипулятора осуществляется с помощью пяти сервоприводов, каждый из которых отвечает за один отдельный элемент конструкции.

Управление роботом на расстоянии осуществляется с помощью простой клиент-серверной части проекта. К текущему моменту интерфейс программы представляет собой некий функциональный пульт со следующими возможностями:

- кнопки перемещения платформы в пространстве (вперёд, назад, влево, вправо);
- кнопка, сообщающая платформе, что нужно захватить передстоящий объект;
- кнопка поиска платформы для последующего к ней подключения.

В общем виде визуальная часть приложения представлена на рис. 2.

В качестве клиента выступает устройство с операционной системой Windows либо Android, с поддержкой Bluetooth-подключения. В качестве серверной части выступает плата Arduino Mega 2560 в связке с Bluetooth-радиомодулем.



Рис. 2. Интерфейс программы клиента

На данный момент роботизированная платформа имеет низкую манёвренность из-за недостатка мощности платы управления моторами Motor Shield L293D. Также при автономной работе платформа не сможет объезжать препятствия из-за отсутствия ультразвуковых датчиков. Передача данных с камеры дает большую нагрузку на Bluetooth-соединение, что приводит к большим задержкам, из-за этого нет возможности передавать данные с камеры на устройство клиента в реальном времени.

В дальнейшем планируется разработка и отладка алгоритма движения роботизированной платформы путем замены электродвигателей на более мощные. Планируется замена платы Motor Shield L293D на более удобный аналог, позволяющий подключать все пары колес независимо друг от друга. Параллельно с этим рассматривается вариант замены колес гусеничной парой для улучшения манёвренности роботизированной платформы.

Проводятся эксперименты по выбору способов передачи изображений в режиме реального времени от платформы к клиенту.

Тестируются алгоритмы и выбирается конструктивное решение для движения роботизированной платформы в пространстве самостоятельно. Планируется установка ультразвуковых датчиков и RGB-сенсоров, с помощью которых будет осуществляться автономное передвижение.

Внесены изменения в роботизированную руку-манипулятор. Планируется заменить нынешние сервомоторы на более надежные

аналоги. Также подвергнутся изменениям и нынешние алгоритмы управления рукой-манипулятором. Целью этих изменений является улучшение координации манипулятора в пространстве посредством более точных движений.

Кроме того рассматривается вариант передачи полного управления манипулятором клиенту. Управление будет осуществляться в режиме реального времени с помощью пульта управления или же через приложение.

Развитие робототехнической платформы в указанных выше направлениях позволит вывести разработку на принципиально иной уровень, соответствующий требованиям к платформам-участникам международных соревнований Robocup и Extreme Robotics, что является конечной целью разработки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Уроки по работе с микроконтроллером Arduino [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://alexgyver.ru/arduino_lessons/ (дата обращения: 05.03.2019).

2. Техническая информация о плате Arduino Mega 2560 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://arduino.ru/Hardware/ArduinoBoardMega2560> (дата обращения: 04.03.2019).

3. Техническая информация о платах расширения для Arduino [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://arduinomaster.ru> (дата обращения: 05.03.2019).

4. Шестеров И.А. Робототехническая платформа с механическим манипулятором на базе Arduino MEGA 2560 // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР, Томск, 16–18 мая 2018 г.: в 3 ч. – Томск: В-Спектр, 2018. – Ч. 1. – С. 141–145.

УДК 681.5

СИСТЕМА ОБУЧЕНИЯ РОБОТОВ

Л.Е. Негрей, Р.А. Романов, студенты каф. АСУ

Научный руководитель М.Ю. Катаев, д.т.н., проф. каф. АСУ

г. Томск, ТУСУР, xdrond@gmail.com

Проект ГПО АСУ-1801 «Система обучения роботов»

Рассматривается проектирование документации для разработки унифицированного программно-аппаратного комплекса.

Ключевые слова: робототехника, образовательная робототехника, взаимодействие людей и роботов.

Задача и актуальность. Задачей данного проекта является создание унифицированного и документированного программно-аппа-

ратного комплекса для ускорения разработки новых робототехнических систем и для облегчения поддержки реализованных систем.

Этот вопрос является актуальным, так как во всём мире практически во всех сферах деятельности человека сейчас можно отметить стремление перехода к автоматизации рабочих процессов. Развитие молодого рынка привело к ряду побочных эффектов. Не существует единой технологической концепции, универсальной платформы, независимого набора интерфейсов, которых придерживались бы создатели роботов [1]. А это в свою очередь замедляет процесс разработки новых робототехнических систем, вынуждая разработчиков каждый раз решать однотипные задачи с нуля. При этом также повышается порог вхождения новых разработчиков в существующие проекты.

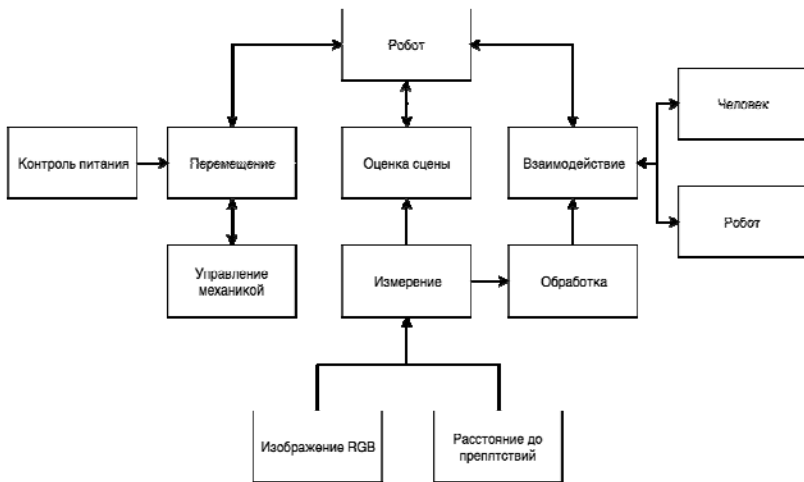
Описание проекта. Наш проект ориентирован в данный момент на сферу образовательной и соревновательной робототехники, что позволяет распространить в дальнейшем стандарты комплекса на все сферы робототехники, так как эти сферы робототехники подразумевают под собой изучение инструментария и подходов к проектированию в любом направлении робототехники на базовых примерах, приближенных к идеальным. Таким образом, мы охватываем документирование всех аспектов проектирования роботов без углубления в отдельно взятое направление робототехники, а впоследствии мы можем расширить описание на существующей структуре стандарта (рис. 1).

Постановка задачи и результаты работы. На этапе анализа требований было проведено исследование о новых подходах к образованию и рассмотрены возможные модели взаимодействия с роботом. В данный момент проект находится уже на этапе проектирования, где главной задачей становится описание стандартов к проектированию и взаимодействию с инструментами, используемыми в робототехнике, такими как сенсоры, актуаторы, программные модули.

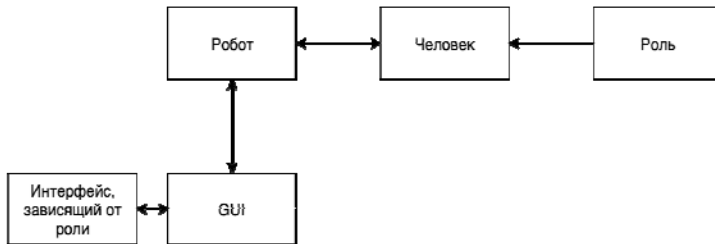
Ближайшие перспективы. В ближайших перспективах предполагается создание прототипа аппаратного комплекса, который будет включать в себя наиболее часто используемые элементы в робототехнике. Этот прототип будет использоваться для реализации программной части, опираясь на разработанные диаграммы классов и связи между аппаратно-программными блоками, такими как блок перемещения робота или оценка динамической сцены. На прототипе проводятся этап тестирования и анализ, который дает возможность глубже вникнуть в проблему и принять все необходимые проектные правки к документации еще на ранних этапах разработки. Таким образом, мы сможем оценить нашу документацию на реальном примере, и наш стандарт будет привязан к реальной практике, что повысит вероятность его дальнейшего распространения.

Программно-аппаратный комплекс для детской и юношеской робототехники

Аппаратная часть.



Софтверная часть.



Взаимодействие с человеком.



Рис. 1. Одна из диаграмм абстрактного уровня взаимодействия сущностей

ЛИТЕРАТУРА

1. Стандарты робототехники и открытые платформы [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.itweek.ru/themes/detail.php?ID=67500> (дата обращения: 1.12.2018).

ОСОБЕННОСТИ ОБРАБОТКИ ДАННЫХ В НЕЙРОУПРАВЛЕНИИ МЕХАТРОННОЙ РУКОЙ

*З.А. Гасымов, студент лечебного ф-та СибГМУ,
мед. статистик ООО «НейроМех»;*

*А.А. Немчанинов, студент института прикладной математики и
компьютерных наук ТГУ, гл. программист ООО «НейроМех»;*

Ю.О. Лобода, к.пед.н, доцент каф. КИБЭВС ТУСУРа;

С.Г. Катаев, к.ф.-м.н., д.т.н., зав. каф. общей физики ТГПУ

Приведён анализ экспериментальных нейроданных для построения алгоритмов.

Ключевые слова: нейроинтерфейс, интеллектуальное управление, мехатронные устройства.

Проблема управления мехатронными устройствами с использованием нейроинтерфейсов не является новой [1, 2]. Область нейроуправления активно развивается [3].

За последние полгода на нейроинтерфейсе Muse проведен ряд предварительных экспериментов для выбора алгоритма управления мехатронной рукой. Использовались следующие операции по каждому каналу нейроинтерфейса:

1. Усреднение сигнала по серии экспериментов. Эта операция, с одной стороны, позволяет избавиться от шума, но с другой – размывает границы временного интервала, в котором происходит действие.

2. Вычитание из значений сигнала линейного тренда. Эта процедура дает возможность оперировать относительными, а не абсолютными значениями сигнала.

3. Поиск всех экстремальных точек, удовлетворяющих заданному пороговому критерию. Очевидная процедура, поскольку действие проявляется именно в резком усилении сигнала.

4. Построение функции плотности экстремальных точек $F(t, \text{channel})$. Эта функция определяется как количество экстремумов, приходящихся на единицу времени.

5. Построение «гистограммы» функции $F(t, \text{channel})$. В сочетании с пороговым критерием эта функция позволяет локализовать временные интервалы, где происходят действия.

Обработка осуществлялась как с исходными сигналами, так и сигналами, усредненными по времени.

Эксперименту предшествовали опыты с разными временными интервалами для получения взаимодействия каналов.

Из сравнения сигналов разных действий по всем каналам и результатов обработки можно сделать следующие предварительные выводы:

1. Реакция (отклик) сигнала на действие проявляется в виде всплеска амплитуды.

2. Величина отклика на разных каналах различна.

3. Использование усредненных по времени сигналов часто дает хорошую визуальную локализацию пиков, однако при этом уменьшается количество экстремумов, что сказывается на качестве гистограммы.

4. Для уверенного принятия решения о наличии реакции в сигнале и локализации временного интервала необходимо учитывать все каналы, используя при этом как усредненные по времени, так и исходные сигналы.

Полученные данные позволили выбрать алгоритм и поставить уточненный эксперимент. Эксперимент был проведен на пятидесяти испытуемых с использованием более совершенного нейроинтерфейса Emotiv EPOC (14-канального). Во время эксперимента испытуемым демонстрировались изображения с соответствующими жестами для закрепления устойчивого состояния сигналов.

Подготовка оборудования: контакты нейроинтерфейса смачиваются специальным токопроводящим раствором. Проводится инструктаж: испытуемому объясняется последовательность его действий. Затем испытуемый принимает удобную нейтральную позу. Экспериментатор надевает на испытуемого нейроинтерфейс, добываясь наилучшего контакта электродов нейроинтерфейса с поверхностью кожи головы.

Запись сигналов проводится для каждого из четырех заранее обозначенных жестов и повторяется по три раза с временными промежутками для каждого отдельного человека. Для получения статистически значимых данных планируется провести эксперимент еще на пятидесяти испытуемых.

Описанный выше эксперимент является основой программы, позволяющей осуществлять управление четырьмя жестами мехатронной руки. Успешная реализация программы подтверждена свидетельством о государственной регистрации программ для ЭВМ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гасымов З.А., Лобода Ю.О., Функ А.В., Рачкован О.А. Управление мехатронными системами нейроинтерфейсом // Электронные средства и системы управления: матер. докладов XIII Междунар. науч.-практ. конф. 29 нояб. – 1 декаб. 2017 г.: в 2 ч. – Ч. 2. – Томск: В-Спектр, 2017. – С. 143–146

2. Гасымов З.А., Лобода Ю.О., Функ А.В. Использование нейроинтерфейса Brainlink lite для создания системы управления мехатронными устройствами // Гуманитарная информатика. – 2017. – № 12. – С. 23–31.

3. Лукоянов М.В., Гордлеева С.Ю., Пимашкин А.С. и др. Эффективность интерфейсов мозг-компьютер на основе представления движений с тактильной и визуальной обратной связью // Физиология человека. – 2018. – № 3(44) – С. 53–61.

УДК 004.932.75'1

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КОМПЬЮТЕРНОГО ЗРЕНИЯ В СИСТЕМАХ ТРАНСПОРТНЫХ СРЕДСТВ

В.А. Никонов, М.В. Сергеев, студенты каф. УИ

*Научный руководитель Г.Н. Нариманова, доцент каф. УИ, к.ф.-м.н.
г. Томск, ТУСУР, guftana@mail.ru*

Проведено исследование систем безопасности и контроля транспорта с целью повышения безопасности и надежности данных систем. Изучены принципы работы машинного зрения и применение данной технологии в автоиндустрии.

Ключевые слова: транспорт, видеопоток, изображение, техническое зрение, видеобработка, optical character recognition.

Автоиндустрия считается «первопроходцем» в области применения технологий машинного зрения и самым крупным их потребителем. По данным аналитиков, автомобильная индустрия формирует 23% рынка продуктов компьютерного зрения в Германии. А по данным VDMA, для Европы эта цифра составляет 21%.

Алгоритмы компьютерного зрения все активнее используются в различных системах автомобилей, и уже не только на этапах их производства. Они находят применение в технологиях автопилотирования, распознавания полос, в системах «умной парковки» и системах безопасности автомобиля.

Используя массивы датчиков и камер, автомобили научились распознавать различное окружение: движущиеся объекты, бортики, деревья, столбы и припаркованный транспорт. Принцип определения расстояния до объектов основывается на параллаксе движения. Когда объект движется влево или вправо, предметы вдалеке смещаются на порядок меньше, чем ближние к объекту. На основании этого правила смещения определяется расстояние от наблюдателя.

Анализ движения начинается с расчета оптического потока, который используется для вычисления карты смещений. Он позволяет отследить смещение точек, для этого необходимо найти их на втором изображении стереопары. Стереопара позволяет идентифицировать пары сопряженных точек в пространстве. На основании эти точек строится карта расстояний. Из простых методов определения сдвига

выделяют метод фазовой корреляции. Также применяется поблочное сравнение: находится сдвиг, минимизирующий норму разности изображений в окне.

Классическим подходом для вычисления потока является алгоритм Лукаса–Канаде. Его основа, что значения пикселей переходят из одного кадра в последующий без изменений. Делается допущение, что пиксели, которые относятся к одному и тому же объекту, могут сместиться в сторону, но их значение останется неизменным.

Есть и другие подходы: метод Гуннара–Фарнебака, который рассчитывает поток для всего изображения сразу, и алгоритм Хорна–Шранка, основанный на гипотезе об ограничении изменения проекций векторов оптического потока.

На основании информации из полученных карт, алгоритмы строят маршруты и оценивают различные траектории: уход от столкновений, маневрирование, экстренное торможение.

Автомобили также используют компьютерное зрение для определения полосы движения. Они научились предупреждать водителя о наезде на разметку и самостоятельно корректировать траекторию.

В данном проекте машинное зрение используется в двух подсистемах: визуального контроля процесса парковки и обработки изображений из видеопотока для экстренного торможения автомобиля.

Принцип работы системы контроля процесса парковки изображен на рис. 1.

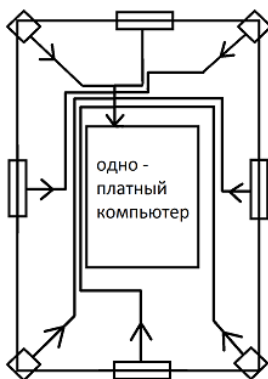


Рис. 1. Блок-схема работы системы контроля процесса парковки

Данные с датчиков расстояния, расположенных по периметру автотранспорта, обрабатываются одноплатным компьютером и отображаются на дисплее бортового компьютера в виде визуальных эффектов, с их помощью водитель может контролировать процесс парковки.

Альтернативной системой является система «smart parking», или «Парковочный радар». Но некоторые водители не доверяют данной системе, находят ее неудобной и недоработанной и предпочитают парковаться вручную. Соответственно разрабатываемая система со своим простым устройством и дружелюбным и понятным интерфейсом будет служить отличным помощником данному контингенту водителей автотранспорта.

Принцип работы системы обработки изображения из видеопотока показан на рис. 2 и изображен в виде блок-схемы.

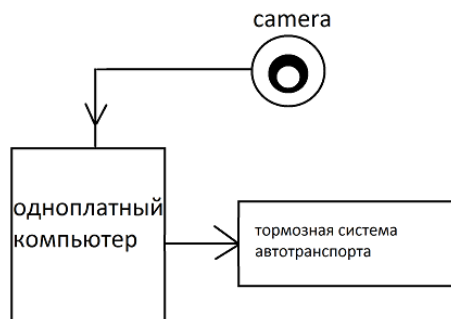


Рис. 2. Блок-схема работы системы обработки изображений из видеопотока

Данные из видеопотока поступают на одноплатный компьютер и обрабатываются соответствующими программными средствами. В зависимости от результата поступает сигнал на тормозную систему автотранспорта. На первом этапе планируется реализовать реакцию на свет светофора: если горит красный либо желтый свет, сработает тормозная система. В дальнейшем система будет тестироваться, и дорабатываться, а также будут реализованы новые функциональности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Оптический поток [Электронный ресурс]. – URL: <https://mydocx.ru/6-25256.html> (дата обращения: 8.03.2019).
2. Udacity Self-Driving Car Nanodegree [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.udacity.com/course/self-driving-car-engineer-nanodegree--nd013> (дата обращения: 28.02.2019).
3. Оптическое распознавание текста (OCR) [Электронный ресурс]. – URL: <https://habr.com/ru/post/201406/> (дата обращения: 5.03.2019).
4. The Role of Machine Vision in the Automotive Industry [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.photonics.com/Article.aspx?AID=58196> (дата обращения: 18.02.2019).

ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СКАНЕРОМ-МАНИПУЛЯТОРОМ

А.А. Вереетчук, магистр каф. УИ

*Научный руководитель Г.Н. Нариманова, зав. каф. УИ, к.ф.-м.н., доцент
г. Томск, ТУСУР, wereetchuk@mail.ru*

Описываются сканирующие комплексы, а также потенциальные улучшения, рекомендованные к применению в целях улучшения качества сканирования.

Ключевые слова: 3D-сканер, манипулятор, ПиКАД.

В современном мире, где требуется оперативно что-либо протестировать или модифицировать, не прибегая к тратам на реализацию проекта в материале, крайне выгодно использование компьютерных симуляций либо же предварительная распечатка тестового изделия на 3D-принтере для последующих испытаний.

Создание 3D-моделей подразумевает внушительное вложение труда и времени, что не соответствует понятию эффективного производства, для решения этой задачи были изобретены 3D-сканеры самых различных типов для сканирования объектов, чьи габариты варьируются в широком диапазоне.

Поставленной целью является исследование системы управления трёхкоординатным сканером-манипулятором. От корректной работы программного обеспечения и оптимальной конструкции сканера напрямую зависит качество моделей, которые будут получены в результате его работы.

3D-сканеры существуют нескольких типов, разделяющихся по типу и способу сканирования, а также по ценовым категориям, из них следует выделить самые наименее затратные: устройства с вращающейся рабочей зоной, которая соответственно вращает сканируемый объект, в то время как два сканирующих устройства осуществляют преимущественно акустическое сканирование.

Также выделяют продвинутые образцы, использующие множественные оптические сканирующие приспособления, перемещающиеся по специальным рельсам.

Данные устройства используются для сканирования крупногабаритных объектов, среди которых следует упомянуть автомобили [1], объёмные модели которых применяются в различных САПР для реализации сложных расчётов и проверок в условиях недостатка оборудования и места.

Исследуемый сканер, с которым производились манипуляции, собрал в себе технологии от каждого из них. В нём используются акустические сенсоры, сканирующий узел перемещается по трём осям с прямоугольной рабочей зоной по металлическим винтовым колоннам с помощью трёхшаговых двигателей.

Данный сканер (рис. 1) является опытным образцом, его конструкция будет подвергаться доработкам. На сегодняшний день в его конструкции применялись винтовые колонны со сравнительно невысокой способностью позиционирования, что негативно сказывается на качестве снимаемых данных, также на точность влияет качество сборки и материалов.

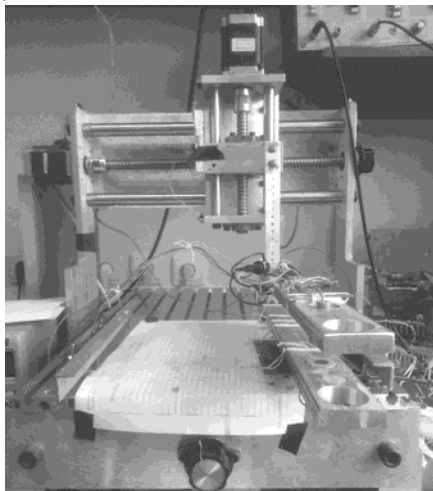


Рис. 1. Опытный образец

В целях исследования тестового варианта результата работы сканера была получена модель части дверной петли (рис. 2).



Рис. 2. 3D-модель дверной петли

Исходя из качества визуальной модели был дополнен список потенциальных улучшений, из которых основным выделена возможность замены акустического сенсора оптическим.

В ходе исследования конструкции роботизированного сканера-манипулятора была исследована аппаратная часть, которая состоит из платы с программируемым чипом, с которой в последующем будет производиться основная часть работы.

Плата, осуществляющая операцию по генерации управляющих сигналов, соединена с тремя драйверами, каждый из которых управляет одним из двигателей. Шаговые двигатели перемещают сенсорный узел вокруг объекта в рабочей зоне по траектории, определяемой программным обеспечением в соответствии с заданными параметрами.

Система работает в тесном взаимодействии с ПК, на котором установлено программное обеспечение PİCAD [3], в котором происходит формирование запроса и инициализация процедуры сбора данных. На этапе исследования взаимодействия компьютерного обеспечения и пользователя было выявлено низкое быстродействие системы при выводе изображения на экран, что было решено конвертацией модели в упрощенную и потенциальным улучшением компьютера-носителя путём замены устаревших модулей на современные

Развитие данного вида технологий позволит малому бизнесу в России упростить ряд задач, в которые входит создание 3D-моделей, и различные симуляции, связанные с ними.

ЛИТЕРАТУРА

1. New high accuracy optic scanners [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://3ddigitalcorp.com/> (дата обращения: 14.10.2018).
2. Optix 3D-Scanner [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://3ddigitalcorp.com/optix-500h-3d-scanner> (дата обращения: 20.10.2018).
3. 3D-Scanners, Digitizers and Software [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.simple3d.com/> (дата обращения: 10.11.2018).

УДК 681.5

ИССЛЕДОВАНИЕ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ РАСПАЙКИ ПЛАТ

Д.Ю. Журавлев, магистрант каф. УИ

*Научный руководитель Г.Н. Нариманова, зав. кафедрой УИ, к.ф.-м.н.
г. Томск, ТУСУР, gufana.n.narimanova@tusur.ru*

Предложена роботизированная система распайки печатных плат. Проведены патентный поиск аналогов и сравнительный анализ. Установлено, что основное конкурентное преимущество разработки обеспечивается способностью на высоком уровне распознавать компоненты печатной платы.

Ключевые слова: печатная плата, автоматизированная система распайки плат, патентный поиск.

В настоящее время производство печатных плат и их использование обусловлены множеством преимуществ, которые они обеспечивают при работе с электроникой. Гибкие печатные платы применяются главным образом как составляющая часть многих электронных приборов. Они присутствуют повсюду: в автомобильной электронике и бытовых приборах, в медицинской аппаратуре и средствах телекоммуникаций, в компьютерной технике и измерительных приборах, в военной технике и космической аппаратуре [1].

Как любое устройство, печатные платы в результате эксплуатации выходят из строя; при этом совсем не обязательно их выкидывать в мусор. Разумнее будет произвести выпаивание рабочих элементов микросхемы, но это довольно трудоемкий процесс, требующий значительных временных затрат и умения.

Для решения указанной проблемы предлагается роботизированная система распайки, обеспечивающая ряд преимуществ по сравнению с ручной пайкой:

- увеличение производительности производства;
- четкое соблюдение режима распайки;
- повышение повторяемости и качества распайки;
- исключение влияния «человеческого фактора».

При создании автоматизированной системы распайки плат осуществлен выбор аппаратной и программной платформ для обработки, распознавания и выпаивания компонентов на изображении. В качестве программных и аппаратных средств для создания системы выбраны Raspberry Pi 2 и библиотека OpenCV.

В совокупности система включает в себя видеоподсистему с камерами и датчиками и подсистему распайки и удаления компонентов. Функциональная схема разрабатываемой системы распайки печатных плат представлена на рис. 1. Согласно схеме, робот с помощью видеосистемы получает информацию о плате и нахождении компонентов на ней. В ходе данной работы исследуется специфика разработки системы распайки печатных плат [2].



Рис. 1. Функциональная схема системы

С целью установления наличия аналогов разрабатываемой системы, уровня достижений техники в данной области в России и мировой практике, а также для определения конкурентной среды были проведены патентные исследования с использованием информационно-поисковой системы.

Для проведения патентного поиска были выбраны российская база ФИПС [3], европейская база Espacenet patent search [4] и американская база Patent Full-Text and Image Database [5].

При отборе патентных документов принимались во внимание главным образом принципы работы разработки и области возможного применения. По указанным критериям патенты не были найдены.

В американской патентной базе в качестве предмета поиска была выбрана «soldering board» и также не были найдены патенты. Были найдены и отобраны 8 патентов в европейской патентной базе для изучения. Были найдены патенты, зарегистрированные в 2018 г.

Анализ результатов патентного поиска указывает на то, что разработка систем распайки печатных плат в настоящее время не теряет актуальность. Многие разработчики активно предпринимают попытки к созданию роботизированной системы.

В ходе изучения аналогов разрабатываемой системы в части их функциональных возможностей, технических характеристик и стоимости установлено, что для обеспечения конкурентоспособности на современном рынке система должна обладать в первую очередь способностью на высоком уровне распознавать компоненты печатной платы.

Дальнейшая работа направлена на создание алгоритма распознавания и разработку программного обеспечения на его основе.

ЛИТЕРАТУРА

1. Распайка плат [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://radiostorage.net/1683-raspajka-radiodetalej-na-plate-pripoi-flyusy-metodika.html>, свободный (дата обращения: 21.12.2018).

2. Способы распайки плат [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://volt-index.ru/muzhik-v-dome/hitriy-sposob-raspayki-plat.html>, свободный (дата обращения: 06.12.2018).

3. Федеральный институт промышленной собственности [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www1.fips.ru>, свободный (дата обращения: 23.12.2018).

4. Espacenet [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://worldwide.espacenet.com>, свободный (дата обращения: 20.12.2018).

5. US Patent & Trademark Office, Patent Full Text and Image Database [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://patft.uspto.gov/netahtml/PTO/index.html>, свободный (дата обращения: 16.11.2018).

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 004.428.4+621.3.049.774

ПРОГРАММА ПОСТРОЕНИЯ МАЛОСИГНАЛЬНЫХ МОДЕЛЕЙ СВЧ-ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ: ПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКИЙ ИНТЕРФЕЙС

*Д.А. Кожин, Т.Н. Файль, А.А. Кун, студенты каф. КСУП;
А.А. Калентьев, к.т.н., доцент каф. КСУП
Г. Томск, ТУСУР, treplays1@gmail.com*

Представлено описание пользовательского интерфейса программы «МЗ-Suite», предназначенной для построения малосигнальной модели GaAs-рНЕМТ СВЧ-полевого транзистора.

Ключевые слова: СВЧ-полевой транзистор, разработка ПО, малосигнальная модель.

Данная программа предназначена для построения малосигнальной модели транзистора, позволяющая значительно ускорить расчет параметров эквивалентной модели транзистора, тем самым облегчить труд инженера-разработчика. Программа позволяет строить модели полевого транзистора на основе параметров рассеяния, снятых в «холодном» и рабочем режимах, при этом возможно построение моделей в нескольких разных рабочих точках одновременно. Более подробно с методикой построения модели можно ознакомиться в [1]. Этапы развития приложения описаны в [2, 3].

В данном семестре была поставлена задача переработать пользовательский интерфейс в соответствии с замечаниями инженеров-разработчиков малосигнальных моделей транзисторов. А также добавить вкладку Gain&Stability для оценки качества полученной модели, посредством анализа уровня соответствия коэффициента устойчивости и коэффициента усиления модели и исходных измерений. Макет представлен на рис. 1.

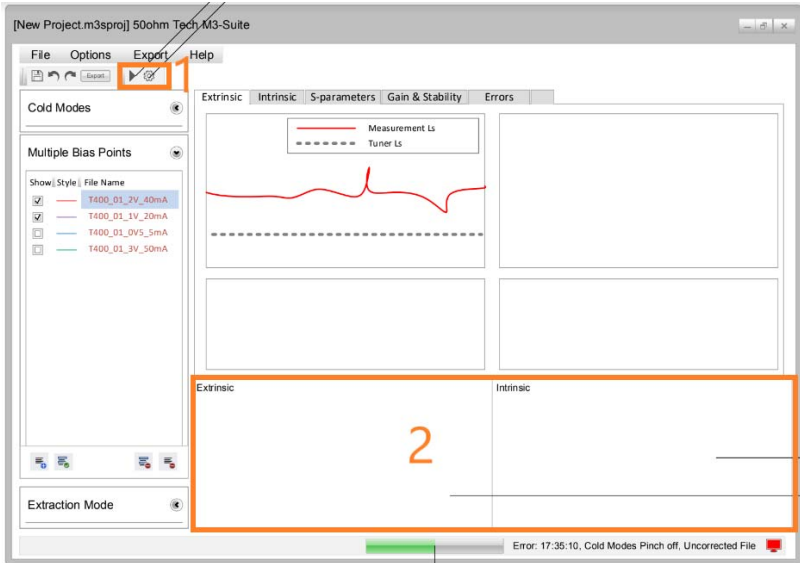


Рис. 1. Переработанный макет пользовательского интерфейса

Основным изменениям подверглись панель оптимизации (см. рис. 1) и панель «тюнеров» параметров (рис. 2). Теперь для начала оптимизации достаточно нажать на кнопку запуска оптимизации, а для вызова настроек нажать соответствующие кнопку настроек оптимизации.

Макет «тюнеров» параметров представлен на рис. 2.

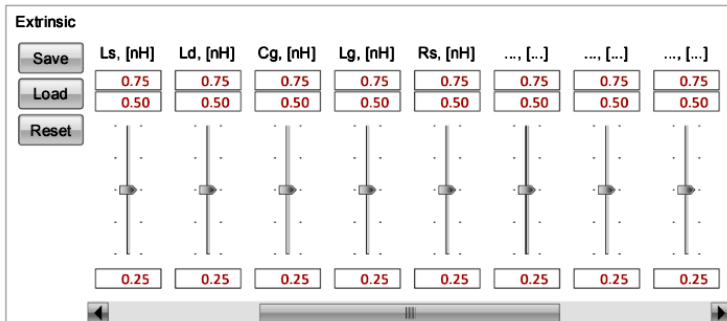


Рис. 2. Макет «тюнеров» внешних параметров модели

Можно заметить, что «тюнеры» изменили свою ориентацию с горизонтальной на вертикальную. Различия можно рассмотреть на рис. 3, а, б.

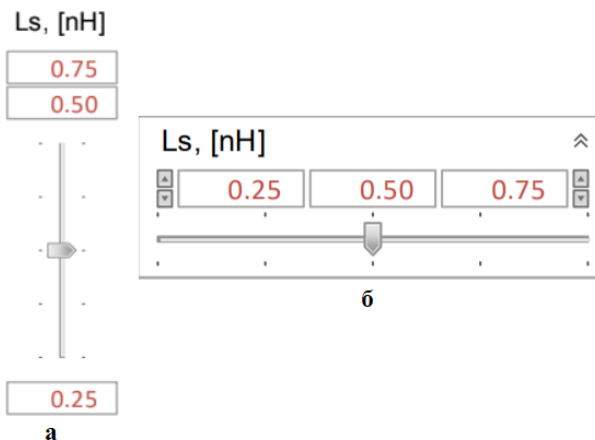


Рис. 3. Новая версия тюнера – а, старая версия тюнера – б

Также были добавлены кнопки для сохранения, загрузки и сброса (Save, Load, Reset на рис. 2) текущих параметров модели. Такая функциональная возможность позволит пользователю управлять экспортом и импортом внешних и внутренних параметров построенной модели независимо друг от друга.

Данные изменения полностью освобождают правую колонку (макет представлен в [2]), что решает проблему нехватки места на рабочей поверхности основного окна приложения. Появляется возможность разместить большее количество графиков и/или сделать их шире.

ЛИТЕРАТУРА

1. Tayrani R., Gerber J.E., Daniel T., Pengelly R.S., Rohde U.L. A new and reliable direct parasitic extraction method for MESFETs and HEMTs // Microwave Conference, 23 rd European. – 1993. – PP. 451–453.
2. Файль Т.Н., Кун А.Н., Кожин Д.А., Калентьев А.А. Модуль ручного подбора значений элементов малосигнальной модели СВЧ-полевого транзистора // Сб. избран. статей Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2018», Томск, 16–18 мая 2018 г. – Томск: В-Спектр, 2018. – Ч. 1 – С. 157–159.
3. Жохов К.С., Кун А.А., Кожин Д.А., Горяинов А.Е., Добуш И.М.. Программный модуль автоматизированного построения малосигнальных моделей СВЧ-полевых транзисторов // Сб. избран. статей Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2018», Томск, 16–18 мая 2018 г. – Томск: В-Спектр, 2018. – Ч. 1. – С. 126–129.

РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО ПРОДУКТА ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ НЕСИММЕТРИЧНЫХ СВЯЗАННЫХ ЛИНИЙ В ОДНОРОДНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СРЕДЕ

В.А. Бондарь, К.Б. Дагба, А.И. Степанюга, Р.А. Калменов

Научный руководитель А.Н. Сычев, проф. каф. КСУП, д.т.н.

г. Томск, ТУСУР, ans@main.tusur.ru

Проект ГПО КСУП-1902 «Моделирование пассивных компонентов СВЧ-устройств»

Ведется разработка программного продукта для расчета параметров описывающих несимметричные связанные линии с однородным диэлектрическим заполнением. Рассмотрено несколько вариантов расчета данных для разных входных параметров. Реализовано сохранение выходных параметров в файл, и последующее их использование.

Ключевые слова: несимметричные связанные линии, программный продукт AsymH.

В настоящее время связанные линии передачи (СЛ) являются одним из важнейших устройств платы, которые широко используются в технике СВЧ. При этом несимметричные СЛ, имеющие свойство межлинейной трансформации импеданса, отсутствующее в симметричных СЛ, позволяют создавать согласующие цепи для СВЧ-транзисторов, квадратурные делители мощности, совмещенные с трансформаторами импеданса для мостовых устройств, включая балансные усилители [1], и т.п.

Цель данной работы – разработка программного продукта для расчёта параметров, полностью описывающих несимметричные связанные линии с однородным диэлектрическим заполнением, а также дать им геометрическую интерпретацию для упрощения и обеспечения наглядности процесса поиска проектного решения.

Конструкции и схемы несимметричных связанных линий. Конструкции несимметричных СЛ с однородным диэлектрическим заполнением в поперечном сечении показаны на рис. 1.

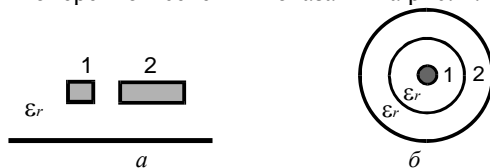


Рис. 1. Несимметричные связанные линии с однородным диэлектрическим заполнением ϵ_r : *a* – линии со слабой асимметрией; *б* – линии с сильной асимметрией (с двойным экраном)

Различают линии со слабой и сильной межлинейной асимметрией. К слабо асимметричным относят несимметричные полосковые линии с проводниками различной ширины без диэлектрической подложки в однородной, например воздушной, диэлектрической среде, показанные на рис. 1, а.

К сильно асимметричным можно отнести СЛ с двойным экраном (рис. 1, б), в которых одна из линий, например вторая, экранирует первую, лишая её собственной ёмкости на «землю». При идеальном экранировании такие линии можно назвать полностью асимметричными или триаксиальными [1].

Заметим, что любые несимметричные СЛ с близкими постоянными распространения и обладающие свойством противонаправленности тоже можно отнести к линиям с эквивалентно-однородным диэлектрическим заполнением [1].

Программный продукт AsymH. Целью данной работы являлось разработать программный продукт для расчёта параметров, полностью описывающих несимметричные связанные линии с однородным диэлектрическим заполнением, а также дать им геометрическую интерпретацию для упрощения и обеспечения наглядности процесса поиска проектного решения (рис. 2).

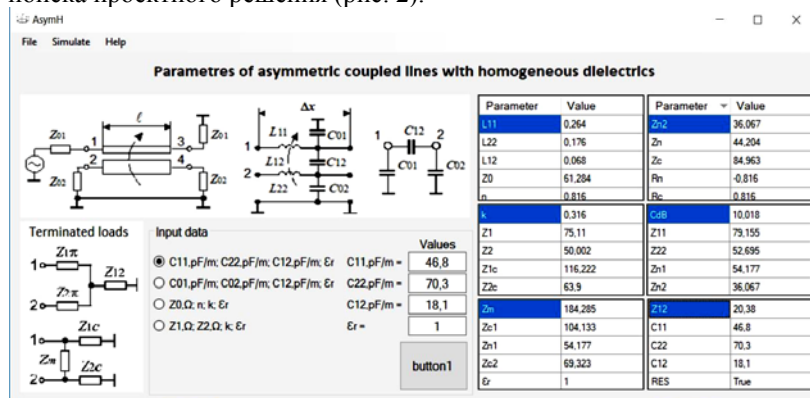


Рис. 2. Скриншот окна программы для расчета параметров, описывающих несимметричные связанные линии с однородным диэлектрическим заполнением

Данный программный продукт разрабатывался в среде разработки Microsoft Visual Studio 2017 на языке программирования C#. Microsoft Visual Studio – одна из интегрированных сред разработки, разработана на C++ и C#, поддерживается Windows OS. Данная среда разработки переведена на десять языков (также и на русский язык). В

Visual Studio создатель может вести разработку вебсайтов, веб-служб, писать консольные приложения, а также приложения с графическим интерфейсом. Также VS поддерживает разного рода дополнения. Данный программный продукт может использовать для работы данные как для анализа, как и для синтеза.

Моделирование. Для анализа пользователю необходимо ввести данные (три независимых коэффициента и величину относительной проницаемости реального диэлектрического заполнения). Для синтеза пользователь должен ввести коэффициент трансформации, коэффициент импедансной связи, волновое сопротивление и величину относительной проницаемости реального диэлектрического заполнения.

Поля для ввода и вывода данных показаны на рис. 2. Был создан программный продукт для расчёта параметров, полностью описывающих несимметричные связанные линии с однородным диэлектрическим заполнением.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сычев А.Н. Параметры несимметричных связанных линий с неоднородным диэлектриком / А.Н. Сычев, Н.Ю. Рудый // Доклады ТУСУР. – 2018. – Т. 21, № 4-1. – С. 7–15.

УДК 621.372.57

ПРОГРАММА АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПОСТРОЕНИЯ МАЛОСИГНАЛЬНЫХ МОДЕЛЕЙ СВЧ-ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

*К.С. Жохов, Т.Н. Файль, Д.А. Кожин, студенты;
А.Е. Горяинов, к.т.н., доцент каф. КСУП
г. Томск, ТУСУР, каф. КСУП, derpiend@gmail.com*

Представлено описание расширения функционала программы «АСМ», предназначенной для построения малосигнальной модели GaAs-pHEMT-СВЧ-полевого транзистора.

Ключевые слова: СВЧ, СВЧ-полевой транзистор, разработка ПО, малосигнальная модель, параметры рассеяния.

АСМ (Active Component Modelling) – программа, предназначенная для построения малосигнальной модели транзистора, позволяющая значительно ускорить расчет параметров эквивалентной модели транзистора, тем самым облегчая труд инженера-разработчика. Программа позволяет строить модели полевого транзистора на основе параметров рассеяния, снятых в «холодном» и рабочем режимах [2].

Для расчета значений параметров модели транзистора в программе используется методика Тайрани [1]. Методика позволяет производить экстракцию внутренних и внешних параметров транзистора, используя параметры рассеяния транзистора в диапазоне частот от 0.1 до 40 ГГц. Для экстракции внутренних параметров используется режим *bias* – параметры рассеяния транзистора в заданной рабочей точке. Для экстракции внешних параметров используются результаты измерений в «холодных» режимах *unbias* и *pinchoff*.

Малосигнальная модель предполагает, что у транзистора в разных рабочих точках будут одинаковые значения внешних параметров модели и разные значения внутренних параметров в каждой рабочей точке. В настоящий момент разработанная программа позволяет считать внутренние параметры модели только для одной рабочей точки.

Для более корректного функционирования программы необходимо реализовать:

- возможность расчета внутренних параметров для множества рабочих точек;
- включение на отображение нескольких рабочих режимов на графиках параметров рассеяния, графиков результатов экстракции внутренних параметров, а также на графиках коэффициентов устойчивости и усиления;
- просмотр графиков для нескольких рабочих режимов одновременно.

Для реализации поставленных задач будут использованы библиотеки компании 50 Ohm Technologies, уже используемые в данном приложении для отрисовки графиков. Предоставленные библиотеки позволяют отображать графики измерений и построенной модели транзистора, которые отображаются во вкладках *Extrinsic* и *Intrinsic*, а также для оценки качества полученной модели на графиках сравнения параметров рассеяния, доступных во вкладке *S-Parameters*, и на графиках коэффициентов устойчивости и усиления, которые будут доступны во вкладке *Gain&Stability*.

Когда пользователь загружает множество рабочих точек в программу и нажимает кнопку для автоматического расчета моделей, программа будет рассчитывать внутренние параметры для каждой загруженной рабочей точки. На графиках вкладки *Intrinsic* по умолчанию, отображаются результаты экстракции для первой загруженной рабочей точки, и в тюнеры внутренних параметров установлены значения соответствующей модели. Если пользователь выбирает другой файл рабочей точки в соответствующей панели (рис. 1), то программа будет показывать ему результаты для другой модели. На графиках

Intrinsic будут отображаться результаты экстракции нового выбранного файла, а в тюнеры устанавливаться параметры из новой выбранной рабочей точки.

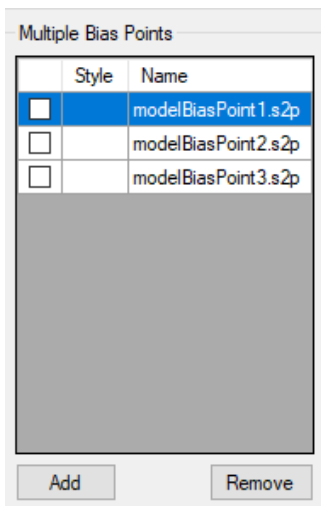


Рис. 1. Панель рабочих точек

При построении модели пользователь должен подобрать такие значения внешних параметров, когда значения экстракции внутренних параметров являются частотонезависимыми для всех рабочих режимов. Для того чтобы пользователь мог выбрать более качественные значения внешних параметров, необходимо реализовать просмотр графиков для нескольких рабочих режимов одновременно. Для этого в панели рабочих точек будет возможность выбора сразу нескольких файлов при помощи галочки, которую можно будет поставить напротив каждой рабочей точки. При выборе пользователем определённого количества файлов их можно будет сравнить во вкладке *S-Parameters*, где будут отображаться параметры рассеяния выбранных файлов и их моделей.

Реализация поставленных задач позволит ускорить процесс ручного подбора оптимальных значений элементов транзистора. Данная работа будет выполнена в рамках выпускной квалификационной работы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Tayrani R., Gerber J.E., Daniel T., Pengelly R.S., Rohde U.L. A new and reliable direct parasitic extraction method for MESFETs and HEMTs // Microwave Conference, 23 rd European. – 1993. – P. 451–453.

2. Жохов К.С., Кун А.А., Кожин Д.А., Горяинов А.Е., Добуш И.М. Программный модуль автоматизированного построения малосигнальных моделей СВЧ-полевых транзисторов // Сб. избр. статей Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2018», Томск, 16–18 мая 2018 г. – Томск: В-Спектр, 2018. – Ч. 1. – С. 126–129.

УДК 004.415.25

ПРОГРАММНЫЙ МОДУЛЬ ОПТИМИЗАЦИИ МАЛОСИГНАЛЬНЫХ МОДЕЛЕЙ СВЧ-ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

***Т.Н. Файль, К.С. Жохов, Д.А. Кожин, студенты каф. КСУП
А.Е. Горяинов, к.т.н., доцент каф. КСУП, ТУСУР
г. Томск, ТУСУР, timafayl@gmail.com***

Дано описание модуля параметрической оптимизации малосигнальных моделей СВЧ-полевых транзисторов, использующихся методов оптимизации, целевых параметров, а также программной архитектуры модуля.

Ключевые слова: малосигнальная модель, полевой транзистор, оптимизация, параметрическая оптимизация.

Малосигнальная модель. При проектировании СВЧ-устройств, таких как радиопередатчики, WiFi и др., для моделирования СВЧ-полевого транзистора используются малосигнальные модели. Малосигнальная модель СВЧ-полевого транзистора представляет собой набор элементов электрической схемы: источник тока, резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности и др. Все эти элементы составляют эквивалентную схему транзистора. Схема состоит из двух частей: внешние параметры и внутренние. Внешние параметры отображают паразитные эффекты подводящих контактов транзистора, внутренние отображают поведение работы самого транзистора. Для нахождения значений данных элементов, т.е. расчета модели, используются аналитические методики [1, 2], предоставляющие набор расчетных математических формул, основанных на измерениях компонента.

Данные методики позволяют получить хорошее начальное приближение значений параметров модели, которые будут хорошо описывать характеристики компонента в небольшом частотном диапазоне. Для того чтобы рассчитанная модель могла описывать характеристики компонента в более широких частотных диапазонах, проводится параметрическая дооптимизация модели. Дооптимизация модели может проводиться разработчиком вручную, а может быть автоматизирована программными средствами. Цель данной работы – разработать программный модуль для осуществления автоматизированной

параметрической дооптимизации малосигнальной модели СВЧ-полевого транзистора.

Функциональные требования. Разрабатываемый модуль параметрической оптимизации осуществляет многокритериальную оптимизацию по множеству параметров малосигнальной модели во множестве частотных точек, а также по множеству характеристик. Цель оптимизации – уменьшение отклонения целевых характеристик модели от характеристик компонента, полученных с помощью измерений или электромагнитного моделирования [3, 4]. Целевыми характеристиками модели в процессе параметрической оптимизации являются: параметры рассеяния, максимальная крутизна, коэффициент усиления, а также модуль коэффициента передачи по току. По данным характеристикам производится расчет ошибки для целевой функции. В качестве функции свертки для найденных ошибок в выбранном диапазоне частотных точек используется функция среднеквадратичного отклонения. При этом среднеквадратичная ошибка по параметрам рассеяния является основной и рассчитывается всегда, включение в расчет ошибки по остальным характеристикам остается на выбор разработчика. Таким образом, целевая функция, например, может быть рассчитана как сумма отклонений модуля параметров рассеяния во всём частотном диапазоне.

Касательно оптимизации по множеству параметров модели важно отметить, что внешние параметры являются общими для всех рабочих режимов транзистора, но для каждого рабочего режима внутренние параметры индивидуальны.

В процессе оптимизации будут варьироваться выбранные разработчиком параметры модели. В качестве ограничений для значений параметров модели задаются диапазоны допустимых значений. В процессе оптимизации могут использоваться следующие методики оптимизации: симплекс-метод и метод выбора случайных точек [5–7], осуществляющие локальную оптимизацию модели, а также метод дифференциальной эволюции [8], осуществляющий глобальную оптимизацию. Выбор алгоритма остается за разработчиком. Также разработчик может задать необходимое количество итераций оптимизации.

Архитектура модуля. Модуль разрабатывается для внедрения в архитектуру программы Active Component Modeling (ACM). Программа уже содержит такие классы, как SSModel и TransistorMeasurements, отвечающие за малосигнальную модель и измерения компонента, по которым будет рассчитываться модель, соответственно. Ключевым классом модуля является класс ModelOptimizer – именно он хранит логику инициализации и проведения параметрической

оптимизации малосигнальной модели. Для проведения оптимизации класс ModelOptimizer должен хранить ссылку на класс малосигнальной модели SSMoдел, хранящей параметры модели; а также исходные измерения, описываемые с помощью комплексных матриц. Для возможности выбора различных методов параметрической оптимизации создан интерфейс IOptimizer, реализациями которого являются симплекс-метод, метод дифференциальной эволюции и др. Классы, реализующие интерфейс IModelGoalFitness, отвечают за расчет среднеквадратичной ошибки по целевым характеристикам, описанным ранее.

После реализации модуля будет проведено его тестирование на построение малосигнальных моделей на основе идеализированных измерений и измерений реальных компонентов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Tayrani R., Gerber J.E., Daniel T., Pengelly R.S., Rohde U.L. A new and reliable direct parasitic extraction method for MESFETs and HEMTs // Microwave Conference, 23rd European. – 1993. – P. 451–453.
2. Dambrine G. et. al. A new method for determining the FET small-signal equivalent circuit // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 07/1988. – Vol. 36, №7. – P. 1151–1159.
3. Angiulli G. Microwave Devices and Antennas Modelling by Support Vector Re-gression Machines / G. Angiulli, M. Cacciola, M. Versaci // IEEE Transactions on Mag-netics, 2007. – Vol. 43, №4. – P. 1589–1592.
4. Yao J. Scalable Compact Modeling for On-Chip Passive Elements with Correlated Parameter Extraction and Adaptive Boundary Compression / J. Yao, Z. Ye, Y. Wang // IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems. – 2014. – Т. 33, № 9. – P. 1424–1428.
5. Bahl I.J. Lumped elements for RF and microwave circuits. – Artech House. – Boston, London, 2003. – 488 p.
6. Добуш И.М., Черкашин М.В., Бабак Л.И. Программа экстракции эквивалентных схем пассивных СВЧ-компонентов в среде символьных вычислений / И.М. Добуш, М.В. Черкашин, Л.И. Бабак // Электронные средства и системы управления: матер. докл. междунар. науч.-практ. конф. – Томск: В-Спектр, 2011. – С. 161–168.
7. Горяинов А.Е. Программа для экстракции параметров эквивалентных схем пассивных компонентов СВЧ-монокристаллических интегральных схем / А.Е. Горяинов, А.В. Степачева, И.М. Добуш, Л.И. Бабак // Сб. трудов 22-й Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – Севастополь: Вебер, 2012. – Т. 1. – С. 129–130.
8. Yun I. Extraction of Passive Device Model Parameters Using Genetic Algorithms / I. Yun, L.A. Carastro, R. Poddar et al. // ETRI Journal. – 2000. – Vol. 22, № 1. – P. 38–46.

**ПРОГРАММА ПОСТРОЕНИЯ МАЛОСИГНАЛЬНЫХ
МОДЕЛЕЙ СВЧ-ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ:
МОДУЛЬ ЭКСПОРТА МОДЕЛЕЙ**

*А.А. Кун, Т.Н. Файль, Д.А. Кожин, студенты;
А.А. Калентьев, доцент каф. КСУП, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. КСУП? akun971@gmail.com*

Представлено описание модуля экспорта моделей программы «МЗ-Suite», предназначенной для построения малосигнальной модели GaAs pHEMT СВЧ-полевого транзистора.

Ключевые слова: СВЧ, СВЧ-полевой транзистор, разработка ПО, малосигнальная модель, экспорт моделей.

АСМ – программа, предназначенная для построения малосигнальной модели транзистора. Программа дает возможность строить модели полевого транзистора на основе параметров рассеяния, снятых в «холодном» и рабочем режимах, тем самым позволяет значительно ускорить расчет параметров эквивалентной модели транзистора, т.е. облегчить труд инженера-разработчика [1].

В программе АСМ модель транзистора представлена в виде класса SSMoдел. SSMoдел в свою очередь содержит в себе классы ExtrinsicModel и IntrinsicModel. ExtrinsicModel описывает внешнюю часть малосигнальной модели транзистора и моделирует импедансы внешних элементов модели. IntrinsicModel – описывает внутреннюю часть модели транзистора и в заданном диапазоне частот моделирует импедансы внутренних элементов модели. Так как программа позволяет строить несколько моделей транзистора – класс SSMoдел инкапсулирует в себе набор IntrinsicModel [2, 3].

Для интегрирования моделей транзистора в сторонние САПР и для упрощения процесса ручного подбора значений элементов будет разработан модуль экспорта моделей. Модуль будет включать в себя следующие возможности:

- экспорт параметров рассеяния модели в двух вариантах – экспорт параметров активной модели в программе, экспорт параметров всех построенных программой моделей;
- сохранение внешних параметров модели;
- сохранение внутренних параметров модели;
- разгрузка ранее сохраненных внутренних и внешних параметров модели.

Для реализации экспорта параметров рассеяния модели будут использованы библиотеки компании 50 Ohm Techhнологies, уже ис-

пользуемые в данном приложении для загрузки результатов измерений в программу. Предоставленные библиотеки позволяют сохранять параметры в файл TouchStone с расширением «.s2p». Экспорт в программе будет доступен во вкладке Export (рис. 1).

В зависимости от выбранной вкладки на панели Tuners (см. рис. 1) будут сохраняться данные внутренних или внешних параметров модели транзистора. Загрузка и сохранение параметров происходит через кнопки, Save и Load, кнопка Reset сбрасывает настройки параметров до последних сохраненных. Так, пользователь, сохраняя настройки параметров, сможет выбрать наиболее его удовлетворяющие значения параметров [3]. Кнопки показаны на рис. 2. Возможность сохранения и загрузки списка внешних и внутренних параметров модели будет производиться с помощью формата Netlist, файл которого имеет расширение «.net».

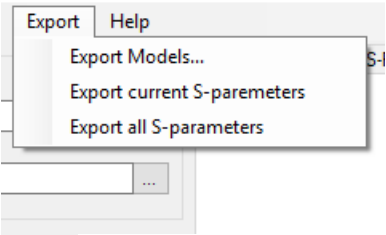


Рис. 1. Вкладка Export

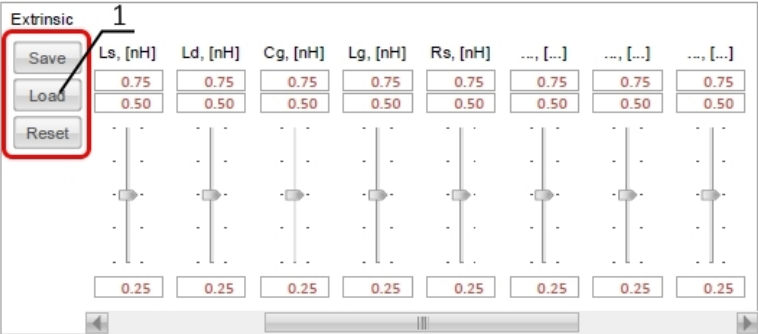


Рис. 2. Панель Tuners

Благодаря модулю экспорта, инженер-разработчик сможет интегрировать модели, построенные программой АСМ, в сторонние САПР, а сохранение значений элементов упростит процесс ручного подбора наилучших значений элементов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Tayrani R., Gerber J.E., Daniel T., Pengelly R.S., Rohde U.L. A new and reliable direct parasitic extraction method for MESFETs and HEMTs // Microwave Conference, 23 rd European. – 1993. – P. 451–453.

2. Жохов К.С., Кун А.А., Кожин Д.А., Горяинов А.Е., Добуш И.М. Программный модуль автоматизированного построения малосигнальных моделей СВЧ-полевых транзисторов // Сб. избран. статей Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2018», Томск, 16–18 мая, 2018 г. – Томск: В-Спектр, 2018. – Ч. 1. – С. 126–129.

3. Горяинов А.Е. Автоматизированное построение моделей пассивных компонентов и их применение при структурно-параметрическом синтезе малошумящих СВЧ-транзисторных усилителей: дис. ... канд. техн. наук. – Томск, 2016. – 168 с.

УДК 004.415.53

АВТОМАТИЗАЦИЯ ТЕСТИРОВАНИЯ ПРОГРАММЫ DATAVIEWER

Ю.А. Новичкова, Д.А. Мех, Ф.И. Кропачев, студенты каф. КСУП

Руководители проекта ГПО: А.Е. Горяинов, к.т.н., доцент;

А.А. Калентьев, к.т.н., доцент

г. Томск, ТУСУР, каф. КСУП, yulya.novichkova21@gmail.com

Проект ГПО КСУП-1807 «Разработка программного обеспечения в области радиоэлектроники-4»

Представлены средства автоматизации тестирования программы DataViewer, отмечена основная проблема тестирования, а также подведены итоги.

Ключевые слова: СВЧ, САПР, ПО, DataViever, тестовый сценарий, автоматизация.

Разработка СВЧ-устройств – сложный многоэтапный процесс, требующий специализированных инструментов для контроля: от измерительного оборудования до САПР и программ анализа результатов измерений.

Для выпускаемого специализированного программного обеспечения в области радиоэлектроники предъявляются строгие требования надежности. Допущение ошибки в расчетах или неверный вывод результатов анализа измерений могут повлечь за собой траты в виде многих человеко-месяцев работы, а также расход дорогостоящих компонентов при изготовлении. Однако часть проверок при тестировании рутинны и однообразны. И если бы это производилось вручную, то заняло бы немалое количество времени, что не исключает возникновения ошибок, связанных с человеческим фактором. Автома-

тизация тестирования повышает надежность тестов, сокращает время разработки ПО и поставки продукта пользователям.

50ohm Technologies DataViewer [1] – десктоп-приложение, упрощающее анализ и обработку результатов измерений СВЧ-компонентов и устройств, представленных в различных типах файлов данных (рис. 1).

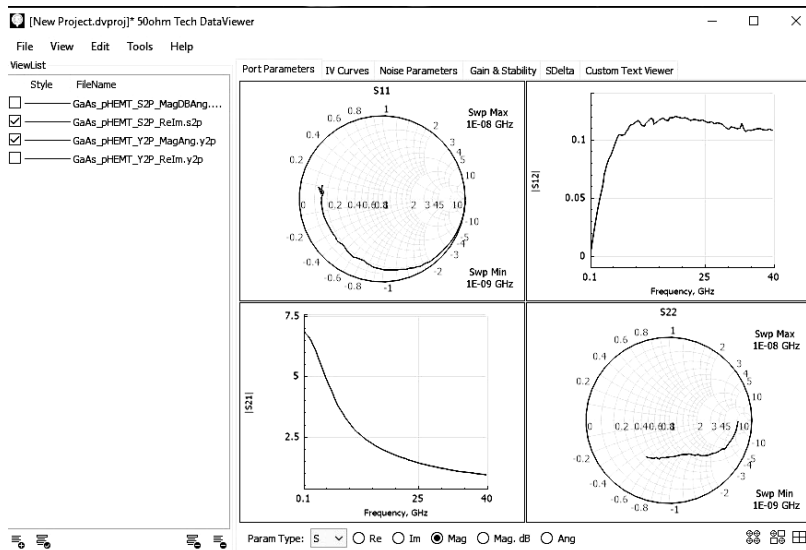


Рис. 1. Программа DataViewer компании 50ohm Technologies

На текущий семестр была поставлена задача – написать тестовые случаи, а также составить и провести автоматические тесты программы DataViewer.

В качестве инструментов для автоматизации были выбраны такие инструменты, как AutoIT [2] и AutoHotkey [3]. Работа с ними заключалась в написании тестовых сценариев для выполнения однотипных задач: запуск программы, добавление файлов, открытие разных вкладок, а также проверка графиков на соответствие с эталонами.

Ниже приведен пример тестового сценария, который выполняет открытие программы DataViewer и нажатие на контекстное меню по относительным координатам.

```
Run('F:\DataViewer\bin\DataViewer.exe')
Sleep(8000)
Opt("CaretCoordMode", 2)
Opt("MouseCoordMode", 2)
MouseDown("left", 23, 14, 1)
Sleep(500)
```

Основная проблема автоматизации тестирования DataViewer заключается в том, что если программа состоит из графиков, сгруппированных по вкладкам, то тестирование на основе обращения к целевым элементам управления невозможно, так как графики отрисовываются на OpenGL, и тестирование графиков выполняется на основе эталонных скриншотов.

В заключение можно отметить, что по итогу работы в семестре ожидается написание более ста тестовых сценариев, примерно пятьдесят человеко-часов будет выделено на разработку тестов и тестовых сценариев, а также ускорение в выполнении тестирования в пять раз по сравнению с ручным тестированием.

ЛИТЕРАТУРА

1. 50 Ohm Technologies DataViewer [Электронный ресурс]. – URL: <https://50ohm.tech/dataviewer/> (дата обращения: 06.09.2018).
2. AutoIT [Электронный ресурс]. – URL: <https://autoit.ru.uptodown.com/windows> (дата обращения: 06.09.2018).
3. AutoHotkey. [Электронный ресурс]. – URL: <https://autohotkey.com/download/> (дата обращения: 14.02.2019).

УДК 621.372.5

ПРИЛОЖЕНИЕ ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЧЕТЫРЕХПОЛУСНЫХ ЦЕПЕЙ

Ф.И. Кропачев, Д.А. Мех, Ю.А. Новичкова, студенты

Научные руководители А.Е. Горяинов, к.т.н., доцент;

А.А. Калентьев к.т.н., доцент

г. Томск, ТУСУР, каф. КСУП, uncle.thed@gmail.com

Описана разрабатываемая программа для создания каскадных четырехполусных цепей с возможностью расчета характеристик и вывода их на графики.

Ключевые слова: каскадное соединение четырехполусников, Touchstone-файл, S-, Y-, Z-параметры.

Современные САПР позволяют создавать схемы любой сложности. Однако такие СВЧ-устройства, как фильтры, аттенуаторы, усилители, согласующие и корректирующие цепи, часто проектируются в виде каскадного соединения четырехполусников [1]. Целью работы является написание небольшой утилиты для создания каскадных четырехполусных цепей.

Приложение можно применить:

- 1) в задачах проектирования небольших СВЧ-устройств;

2) в образованных курсах для ознакомления студентов с основами проектирования радиоэлектронных устройств.

Приложение имеет следующие функции:

1. Пользователь может составлять каскадную цепь из произвольных четырехполюсников.

2. В качестве четырехполюсников пользователь может выбрать разные элементы (R, L, C, LC-, RC-, RL-цепи), а также загрузить Touchstone-файл [2]. В программе существует predetermined набор шаблонов четырехполюсников.

3. Для полученной цепи пользователь может смоделировать её характеристики (S-, Y-, Z-параметры) и вывести на графики.

4. Пользователь может экспортировать смоделированные характеристики в виде Touchstone-файла.

5. Пользователь может сохранить/загрузить сделанную им цепь в файл.

Для демонстрации функциональности приложения создана модель интерфейса, которая представлена на рис. 1.

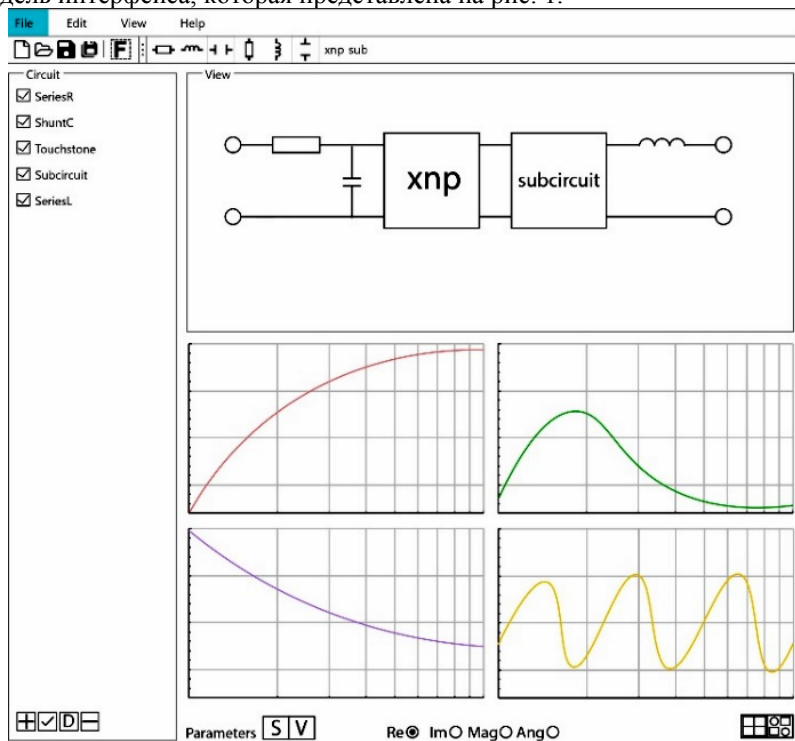


Рис. 1. Модель интерфейса приложения

Основное окно программы содержит следующие элементы:

1. Меню команд. Содержит вкладки: File, Edit, View, Help.
2. Панель инструментов. Содержит пиктограммы кнопок основных команд для быстрого использования.
3. Список компонентов цепи.
4. Отображение четырехполюсной цепи для заданных компонентов.
5. Графики частотных характеристик для заданных параметров цепи.

Дополнительные функции имеет вкладка Edit. Она реализована следующими командами:

1. Добавить компонент.
2. Редактировать компонент.
3. Удалить компонент.
4. Дублировать компонент.
5. Экспортировать в формат для сторонних САПР.
6. Экспортировать рассчитанные характеристики.
7. Экспортировать созданную цепь в векторный файл.
8. Редактировать частоты расчета характеристик.

Разработка ведётся в рамках ГПО и дисциплины МИМАПР для специальности САПР [3].

ЛИТЕРАТУРА

1. Основы теории цепей: Каскадное соединение четырехполюсников // Сайт цифровых учебно-методических материалов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://abc.vvsu.ru/books/osnov_teor_zepci/page0003.asp (дата обращения: 10.03.2019).

2. Touchstone File Format Specification: ver. 2.0 // IBIS Open Forum: сайт открытого форума компаний. – 1995 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://ibis.org/touchstone_ver2.0/touchstone_ver2_0.pdf (дата обращения: 12.03.2019).

3. Образовательная программа 09.03.01. Информатика и вычислительная техника // Научно-образовательный портал ТУСУР [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://edu.tusur.ru/programs/841> (дата обращения: 12.03.2019).

РЕФАКТОРИНГ МОДУЛЕЙ АНАЛИЗА ШУМОВЫХ И УСИЛИТЕЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК В ПРОГРАММЕ DATA VIEWER

Ф.И. Кропочев, Д.А. Мех, Ю.А. Новичкова, студенты каф. КСУП

Научные руководители: А.Е. Горяинов, к.т.н., доцент;

А.А. Калентьев, к.т.н., доцент

г. Томск, ТУСУР, каф. КСУП, uncle.thed@gmail.com

Для модулей анализа шумовых и усилительных характеристик проведен анализ кода и выявлена необходимость в рефакторинге кода.

Ключевые слова: ПО, рефакторинг, модульные тесты, дублирование кода.

Рефакторинг (англ. refactoring) – изменение во внутренней структуре программного обеспечения, имеющее целью облегчить понимание его работы и упростить модификацию, не затрагивая наблюдаемого поведения [1]. Основная цель рефакторинга заключается в облегчении понимания работы кода и упрощении будущих модификаций.

Рассмотрев модули шумовых и усилительных характеристик в программе DataViewer, выявлена сложность в понимании работы вкладок [2]. Модуль усилительных характеристик представлен на рис. 1.

В рассмотренных вкладках обнаружено большое количество признаков плохого кода:

1. Присутствует большое количество дублирования кода. Во многих методах для разных параметров последовательно выполняют-ся одни и те же действия, что увеличивает объем кода и уменьшает его читаемость.

2. В обеих вкладках присутствуют длинные методы (более 50 строк кода), которые можно разбить на несколько атомарных.

3. В модуле анализа усилительных характеристик класс GainParametersData необходимо вынести в отдельный файл.

4. Некоторые алгоритмы требуют пояснений в виде комментариев.

Таким образом, решено провести рефакторинг, поскольку есть возможность не только облегчить понимание кода для других разработчиков, но и упростить модификацию программы.

Для проведения рефакторинга необходимо покрыть код модульными тестами. Они позволят менять внутреннюю структуру программы, не боясь изменить ее поведение. Код необходимо изменять постепенно, после каждого шага проверяя модульные тесты на успешное выполнение. Если функциональность программы перестанет корректно работать, один или несколько тестов завершатся неуспешно, указывая на место или причину ошибки.

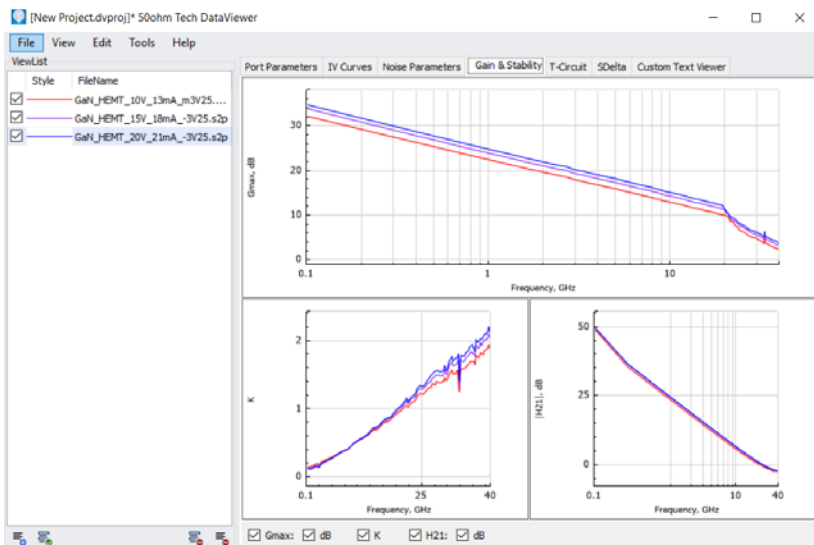


Рис. 1. Модуль усилительных характеристик в программе DataViewer

На данный момент в проекте отсутствуют модульные тесты, поэтому перед началом рефакторинга необходимо полностью покрыть тестами весь изменяемый код.

ЛИТЕРАТУРА

1. Фаулер М. Рефакторинг: улучшение существующего кода: пер. с англ. / М. Фаулер, К. Бек, Д. Брант, Д. Робертс, У. Апдайк – СПб.: Символ-Плюс, 2003. – 432 с.
2. Страница программы DataViewer на сайте компании 50 Ohm Technologies // DataViewer [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://50ohm.tech/dataviewer> (дата обращения: 09.03.2019).

УДК 621.311.001.57

ВСЕРЕЖИМНЫЙ МОДЕЛИРУЮЩИЙ КОМПЛЕКС РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ СИСТЕМ

*Я.Ю. Малькова, В.Е. Рудник, студенты;
Р.А. Уфа, ст. преп. ОЭЭ ИШЭ, к.т.н.
г. Томск, ТПУ, yamalkova96@gmail.com*

Обоснована необходимость применения новых средств моделирования, позволяющих получить полную и достоверную информацию о процессах в электроэнергетических системах. Представлены структурная схема и резуль-

таты воспроизведения процесса регулирования мощности через вставку несинхронной связи.

Ключевые слова: электроэнергетические системы, моделирование, достоверность, реальное время, непрерывность, неограниченный интервал.

Объективность результатов исследований электроэнергетических систем (ЭЭС) во многом определяется полнотой и адекватностью используемой информации о процессах, протекающих в них, при нормальных, аварийных и послеаварийных режимах работы. В связи с внедрением новых технологий и соответствующим усложнением структуры и конфигурации ЭЭС описание современной модели предполагает использование довольно сложного математического аппарата, вынужденное упрощение которого (ограничение размерности моделируемых систем, интервала воспроизведения процессов и др.) препятствует получению объективных сведений о квазиустановившихся и переходных процессах в реальных ЭЭС при всевозможных режимах работы. В настоящее время в качестве альтернативы численному методу моделирования можно выделить так называемое гибридное моделирование, предполагающее концептуальное агрегирование различных методов и принципов их реализации, способствующее решению проблемы адекватности получаемых результатов моделирования. В данной статье представлено описание всережимного моделирующего комплекса реального времени электроэнергетических систем (ВМК РВ ЭЭС), концепция которого основана на непрерывном моделировании в реальном времени и на неограниченном интервале единого спектра трехфазных квазиустановившихся и переходных процессов в ЭЭС при всевозможных нормальных, аварийных и послеаварийных режимах их функционирования (рис. 1, а) [1].

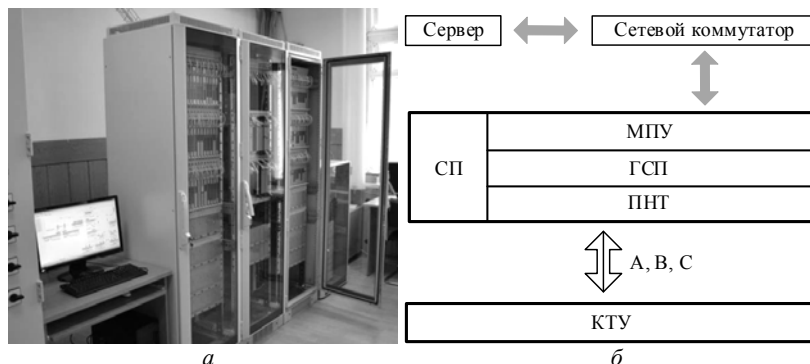


Рис. 1. Внешний вид (а) и структурная схема (б) ВМК РВ ЭЭС

Разработанный ВМК РВ ЭЭС, помимо обеспечения непрерывного и методически точного решения в реальном времени и на неограниченном интервале с гарантированной приемлемой инструментальной точностью нелинейных систем дифференциальных уравнений большой размерности, вследствие чего любой квазиустановившийся и переходный процесс является текущим результатом решения на частоте близкой 50 Гц, способствует повышению надежности верификации осуществляемого моделирования и соответствующей идентификации моделируемых ЭЭС, включая конкретное силовое оборудование, релейную защиту, технологическую и противоаварийную автоматику, а также различного рода системы автоматического управления и информационно-управляющие системы [2].

Основу ВМК РВ ЭЭС образуют специализированные гибридные процессоры (СП), в которых осуществляется воспроизведение каждого оборудования моделируемой ЭЭС: электрической машины, трансформатора, нагрузки и т.д. В СП все информационно-управляющие функции выполняет микропроцессорный узел (МПУ), гибридный сопроцессор (ГСП) осуществляет решение математических моделей оборудования ЭЭС, а преобразователи напряжение/ток (ПНТ) сопоставляют математическим переменным физические токи, позволяя на физическом уровне объединять СП согласно топологии моделируемой ЭЭС при использовании коммутатора трехфазных узлов (КТУ) (см. рис. 1, б) [3].

На рис. 2 приведены осциллограммы регулирования перетока мощности через вставку несинхронной связи (ВНТ), модель которой реализована в одном из СП.

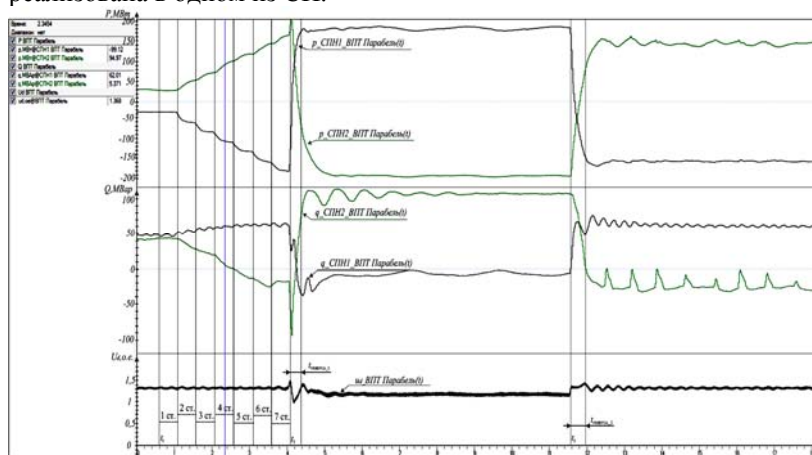


Рис. 2. Процессы регулирования перетока мощности через ВНТ

Свойства и возможности ВМК РВ ЭЭС [1–3] позволяют воспроизводить достаточно полно и достоверно в реальном времени и на неограниченном интервале весь непрерывный значимый спектр квазиустановившихся и переходных процессов в ЭЭС, что необходимо для эффективного и надежного решения задач исследования, проектирования и последующей эксплуатации энергосистем.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-38-00862.

ЛИТЕРАТУРА

1. Боровиков Ю.С. Информационно-управляющая система мультипроцессорного комплекса моделирования в реальном времени энергосистем / Ю.С. Боровиков, А.О. Сулайманов // Электротехника. – 2013. – № 5. – С. 56–63.
2. Суворов А.А. Проблема верификации средств моделирования электроэнергетических систем и концепция ее решения / А.А. Суворов, А.С. Гусев, А.О. Сулайманов, М.В. Андреев // Вестник Ивановского гос. энергетического ун-та. – 2017. – № 1. – С. 11–23.
3. Андреев М.В. Концепция и базовая структура всережимного моделирующего комплекса / М.В. Андреев, Ю.С. Боровиков, А.С. Гусев и др. // Газовая промышленность. – 2017. – № 5 (752). – С. 18–27.

СЕКЦИЯ 2

ЭЛЕКТРОНИКА И ПРИБОРОСТРОЕНИЕ

ПОДСЕКЦИЯ 2.1

ПРОЕКТИРОВАНИЕ БИОМЕДИЦИНСКИХ ЭЛЕКТРОННЫХ И НАНОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

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

УДК 616-71

УЛЬТРАЗВУКОВОЕ УСТРОЙСТВО ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ УРОВНЯ ЗАПОЛНЕНИЯ ГАЙМОРОВЫХ ПАЗУХ

*К.Д. Иконникова, школьница; А.С. Крыгин, аспирант ОЭИ
Научный руководитель А.И. Солдатов, проф. ОЭИ, д.т.н.
г. Томск, НИ ТПУ, ask50@tpu.ru*

Существует много диагностических методов для определения уровня заполнения гайморовых пазух. Они обладают существенными недостатками, поэтому предлагается метод ультразвукового контроля.

Ключевые слова: компьютерная томография (далее – КТ), магнитно-резонансная томография (далее – МРТ), термографический метод, пункция, ультразвуковой метод, гайморит.

Симптомы начинающегося гайморита мало чем отличаются от признаков обычного простудного заболевания, и мало кто обращает на них повышенное внимание. Поэтому возникает идея разработать портативное устройство, чтобы пациент мог наблюдать за своим здоровьем, не посещая специализированных клиник.

На сегодняшний день существует пять методов диагностики, рассмотрим их относительно ультразвукового метода и выделим недостатки.

Недостатки КТ:

– Более высокая доза излучения, чем при рентгеновском обследовании.

– При наличии беременности нужно обязательно сообщить врачу.

– При введении некоторых контрастных веществ (например, йод) появляется аллергическая реакция.

Недостатки МРТ:

– Противопоказано больным с инородными металлическими телами.

– Невозможность выполнения МРТ больным с имплантированными жизнеобеспечивающими устройствами.

– Худшая, чем при КТ, визуализация острых кровоизлияний.

Недостатки термографического метода:

– Температура тела зависит от множества факторов.

– Диапазон нормы даже у здорового человека колеблется от 35,5 до 37,0 °С. Поэтому оценивать результаты полученной термограммы нужно индивидуально.

– В некоторых случаях достоверность термографии составляет всего 60%.

Недостатки пункции:

– Вероятность ВИЧ-инфицирования и инфицирования гайморовых пазух иными микроорганизмами и вирусами.

– Вероятность инфицирования гепатитом.

– Высокий процент осложнений, опасных для здоровья и жизни, а также просто неприятных для больного.

Применение ультразвукового исследования позволяет обнаружить скопление жидкости в гайморовых пазухах и утолщение воспаленной слизистой оболочки.

Достоинства:

– безвредность (отсутствие лучевой нагрузки);

– относительная дешевизна;

– безопасность для беременных и детей;

– кратковременность исследования;

– отсутствие инвазивного вмешательства;

– возможность получения информации (о движении крови по сосудам, скорости кровотока) в реальном времени.

Недостатки:

– ограничение четкости изображения площадью датчика;

– более низкое разрешение, чем при МРТ и КТГ/

Из вышеперечисленных методов, нами был выбран ультразвуковой. На рис. 1 представлена схема планируемого устройства [1], которое, при определении гайморита будет показывать, насколько заполнена пазуха, с помощью определения времени отражения волны от жидкости в пазухе.

В заключение хочется отметить, что для работы портативного устройства будет использован эхометод, т.к. другими методами это исследование не провести. В дальнейшем будет разработана математическая модель портативного прибора.

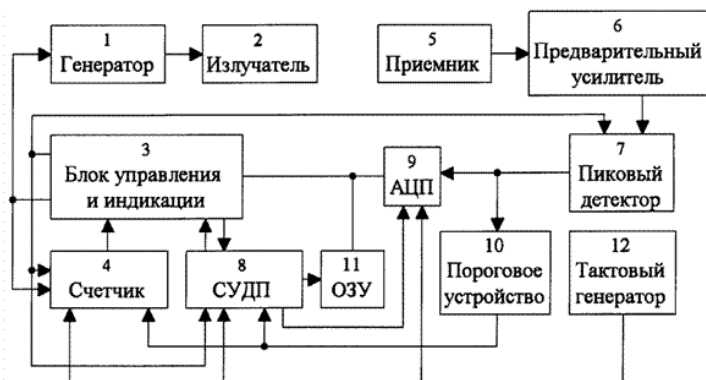


Рис. 1. Схема устройства: генератор – 1, излучатель – 2, блок управления и индикации – 3, счетчик – 4, приемник – 5, предварительный усилитель – 6, пиковый детектор – 7, система управления доступом к памяти – 8, аналого-цифровой преобразователь – 9, пороговое устройство – 10, оперативное запоминающее устройство – 11, тактовый генератор – 12

ЛИТЕРАТУРА

1. Солдатов А.И., Селезнев А.И., Солдатов А.А., Фикс И.И. Патент 2471158 РФ. Способ компенсации погрешности измерения ультразвукового уровнямера. – Бюл. – 2012. – № 36. – 4 с.

УДК 615.831.6

ВАРИАБЕЛЬНОСТЬ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ ЧЕЛОВЕКА-ОПЕРАТОРА

Ю.А. Кувшинова, К.С. Суханова, студентки

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

Рассмотрены результаты экспериментального анализа динамики сложных сенсомоторных реакций человека-оператора в последовательности тренировочных (без внешних воздействий) функциональных проб.

Ключевые слова: пропускная способность человека-оператора, тренировочные пробы, вариабельность пропускной способности, корреляционно-регрессионный анализ.

Основной характеристикой сложных сенсомоторных реакций человека-оператора является его пропускная способность (ПС). Регистрация ПС предполагает выполнение ряда условий [1]: 1) установка реагировать как можно быстрее; 2) тренировочные пробы (ТП); 3) достаточное количество контрольных проб (не менее 10); 4) случайный порядок появления сигналов, позволяющий ослабить привы-

кание, т.е. избежать уменьшения реакции на повторяющиеся раздражители.

Ритмическая стимуляция головного мозга и другие методы модифицирования паттерна электроэнцефалограммы приводят к изменению функционального состояния человека-оператора. Для корректного оценивания такого рода эффектов необходимо учитывать возможную вариабельность ПС, не связанную с влиянием внешних факторов [1, 2].

Цель настоящей работы – экспериментальный анализ динамики сложных сенсомоторных реакций человека-оператора в последовательности тренировочных (без внешних воздействий) функциональных проб.

В работе участвовали студенты первого и (отдельно) третьего курса кафедры КУДР ТУСУР. Для регистрации ПС использовали компьютерную программу [3], выводившую на монитор в случайном порядке одиночные символы, представленные на клавиатуре.

ТП студентов первого курса приводят к значительному увеличению ПС (рис. 1). Увеличивается также коэффициент парной корреляции R в последовательности первых трех ТП (табл. 1), сопряженные регрессионные прямые ПС приближаются к линии $y = x$. С развитием утомления (через 2 ч работы за компьютером, табл. 1) теснота связи пар ПС в последовательности ТП существенно ослабляется.

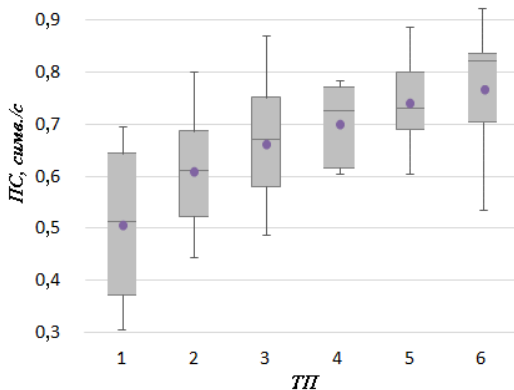


Рис. 1. Диаграммы размаха ПС в последовательности ТП для первокурсников

Связь пар ПС в последовательности ТП у студентов третьего курса (табл. 2) выше, чем у первокурсников. Эффект утомления менее выражен. После трех первых ТП и 4 ч работы за компьютером выборочные средние и медианы ПС очень близки. Сопряженные регресси-

онные прямые пары ПС для четвертой и шестой ТП практически совпадают с диагональю поля корреляции $y = x$.

Таблица 1

Коэффициенты корреляции (R) и параметры сопряженной парной регрессии ПС ($y=ax+b$, $x=ay+b$) в последовательности первых шести ТП для первокурсников

ТП	R	$y(x)$		$x(y)$	
		a	b	a	b
1, 2	0,5501	0,423	0,3973	0,7129	0,0721
2, 3	0,7595	0,8465	0,1465	0,6815	0,1593
4, 5*	0,7237	0,7433	0,2201	0,7046	0,1794
5, 6	0,5197	0,7745	0,1936	0,3487	0,4741

* Через 2 ч работы за компьютером.

Таблица 2

Коэффициенты корреляции и параметры сопряженной парной регрессии ПС в последовательности шести ТП для третьекурсников

ТП	R	$y(x)$		$x(y)$	
		a	b	a	b
1, 2	0,6202	0,6039	0,3460	0,6370	0,1781
2, 3	0,8698	0,7672	0,1997	0,9863	-0,0175
4, 5*	0,9218	0,8311	0,1388	1,0224	-0,0162
5, 6	0,8006	0,8889	0,0986	0,8091	0,1599

* Через 4 ч работы за компьютером.

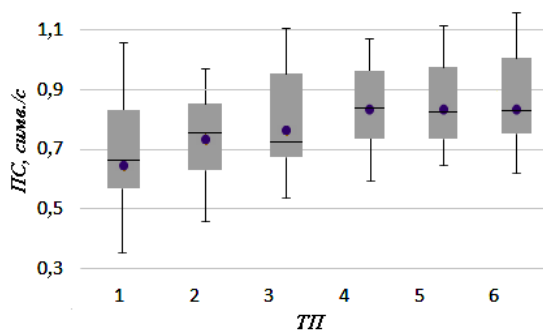


Рис. 2. Диаграммы размаха ПС в последовательности ТП для третьекурсников

Согласно [5], совершенствование моторного акта сопровождается минимизацией взаимодействия уровней управления двигательной активностью. Взросление, регулярная работа с клавиатурой на протяжении трех учебных лет с необходимостью приводят к развитию и закреплению у студентов соответствующих навыков, что объясняет бо-

лее низкую вариабельность ПС для третьекурсников. Значительный рост ПС студентов первого курса в последовательности ТП ограничивает их участие в экспериментах по исследованию влияния на ПС внешних воздействий. Можно заключить, что на этапе формирования группы испытуемых и в последующих исследованиях необходимо проведение контрольных функциональных проб.

ЛИТЕРАТУРА

1. Нехорошкова А.Н., Грибанов А.В., Депутат И.С. Сенсомоторные реакции в психофизиологических исследованиях (обзор) // Журнал медико-биологических исследований. – 2015. – № 1. – С. 38–48.
2. Ильин Е.П. Психомоторная организация человека: учебник для вузов. – СПб.: Питер, 2003. – 382 с.
3. Ахраров Н.М., Баранова Ю.А., Васильева М.В., Романовский М.Н. Ритмическая стимуляция пропускной способности человека-оператора // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. – 2015. – Т. 15, № 5. – С. 60–63.
4. Бернштейн Н.А. Физиология движений и активность. – М.: Наука, 1990. – 494 с.

УДК 615.831.6

О КОРРЕЛЯЦИИ КРИТИЧЕСКОЙ ЧАСТОТЫ СВЕТОВЫХ МЕЛЬКАНИЙ И СЕНСОМОТОРНОЙ РЕАКЦИИ ЧЕЛОВЕКА-ОПЕРАТОРА

Д.Н. Вахрушева, П.С. Матросова, студентки

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

Представлены результаты корреляционно-регрессионного анализа стохастической связи критической частоты световых мельканий (КЧСМ) и пропускной способности (ПС) человека-оператора. Измерение КЧСМ чередовали с определением ПС в последовательности функциональных проб. В большинстве случаев связь ПС и КЧСМ обратная и умеренная (по шкале Чеддока).

Ключевые слова: критическая частота световых мельканий, сенсомоторная реакция человека-оператора, корреляционно-регрессионный анализ.

Человек-оператор около 90% всей информации получает через зрительный анализатор. Критическая частота световых мельканий (КЧСМ) – минимальная частота мельканий, при которой свечение субъективно воспринимается им как постоянное [1]. Пропускную способность (ПС) оператора зачастую ограничивает скорость сенсомоторных реакций [2]. Принято считать, что лица с более высокой лабильностью, определяемой по КЧСМ, быстрее воспринимают инфор-

мацию, способны совершать движения в более высоком темпе. Цель настоящей работы – анализ стохастической связи КЧСМ и ПС человека-оператора.

В работе участвовали восемь мужчин и две женщины с нормальным или скорректированным зрением в возрасте от 18 до 20 лет. ПС оценивали с помощью компьютерной программы для исследования сенсомоторных реакций [3] в режиме с черными символами на зеленом фоне. Для определения КЧСМ использовали зеленые индикаторные светодиоды в оправе аппарата визуальной световой терапии [4]. Электропитание светодиодов осуществляли от генератора прямоугольных импульсов Tektronix AFG3021 при коэффициенте заполнения импульсов 50%. Измерения КЧСМ чередовали с определением ПС в последовательности восьми функциональных проб (ФП). Серии ФП начинали и заканчивали измерением КЧСМ.

Индивидуальные коэффициенты парной корреляции КЧСМ до ПС–ПС и КЧСМ после ПС–ПС операторов изменяются от $-0,61$ до $0,58$. В большинстве случаев связь ПС и КЧСМ обратная и умеренная по шкале Чеддока. Связь выборочных средних и медианных значений ПС и КЧСМ обратная и слабая (рис. 1).

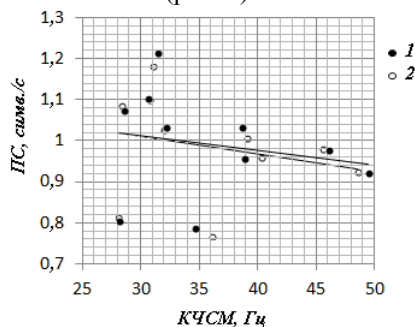


Рис. 1. Регрессия медианных (1) и средних (2) значений ПС и КЧСМ

Для девяти операторов из десяти КЧСМ уменьшается (табл. 1), а ПС увеличивается (табл. 2, рис. 2) в последовательности ФП. Теснота связи пар КЧСМ соседних ФП весьма высокая. В случае первой и восьмой ФП связь высокая и прямая. Характерно чередование знаков параметра a линейной регрессии $y = a + b x$ пар КЧСМ в последовательности ФП. Аналогично [4], коэффициент детерминации тесно связан с параметрами a ($R = 0,89$) и b ($R = 0,78$) линейной регрессии ПС.

Можно заключить, что теснота и характер стохастической связи КЧСМ и ПС сильно зависят от индивидуальных особенностей человека-оператора. В большинстве случаев связь КЧСМ и ПС обратная и

умеренная по шкале Чеддока. Процедура измерения КЧСМ довольно слабо влияет на скорость сенсомоторных реакций человека-оператора.

Таблица 1

Коэффициенты детерминации (R^2) и параметры сопряженной линейной регрессии $y = a + b x$ пар КЧСМ в последовательности ФП

ФП	R^2	R	$y(x)$		$x(y)$	
			a	b	a	b
1–2	0,8682	0,9318	2,1669	0,8906	3,0419	0,9748
2–3	0,8280	0,9099	-3,8097	1,0559	9,3515	0,7841
3–4	0,8951	0,9461	10,519	0,7110	-9,5468	1,2590
4–5	0,8903	0,9435	-5,5789	1,1429	8,2488	0,7790
5–6	0,9096	0,9537	4,2913	0,8885	-1,2213	1,0238
6–7	0,9860	0,9930	-2,123	1,0545	2,4806	0,9351
7–8	0,9914	0,9957	0,1516	0,9956	0,4557	0,9957
1–8	0,5846	0,7646	5,1103	0,7637	12,332	0,7656

Таблица 2

Коэффициенты детерминации (R^2) и параметры сопряженной линейной регрессии $y = a + b x$ пар ПС в последовательности ФП

ФП	R^2	R	$y(x)$		$x(y)$	
			a	b	a	b
1–2	0,8824	0,9394	-0,0214	1,0526	0,1302	0,8383
2–3	0,7219	0,8496	-0,0083	1,0144	0,2793	0,7117
3–4	0,6669	0,8166	0,3211	0,6658	0,0078	1,0016
4–5	0,3934	0,6272	0,3764	0,6491	0,3606	0,6061
5–6	0,4701	0,6856	0,4567	0,5215	0,1217	0,9013
6–7	0,7795	0,8829	0,0339	1,0480	0,1912	0,7438
1–7	0,5587	0,7475	0,3464	0,7506	0,1632	0,7444

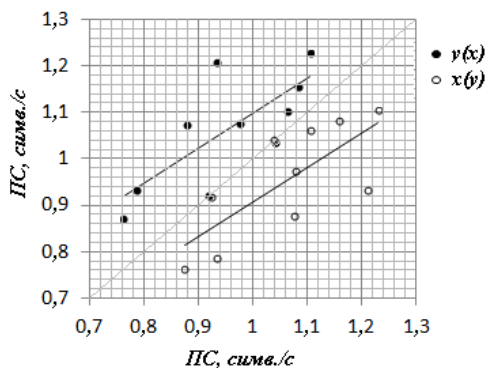


Рис. 2. Сопряженные регрессионные прямые ПС для первой–седьмой ФП

ЛИТЕРАТУРА

1. Кирой В.Н. Физиологические методы в психологии: учеб. пособие. – Ростов-н/Д.: ООО «ЦВВР», 2003. – 224 с.
2. Ильин Е.П. Психомоторная организация человека: учеб. для вузов. – СПб.: Питер, 2003. – 382 с.
3. Канина М.А. Компьютерная программа для исследования ритмической визуальной стимуляции сенсомоторных реакций человека-оператора // Научная сессия ТУСУР–2018: матер. Междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 16–18 мая 2018 г.: в 5 ч. – Томск: В-Спектр, 2018. – Ч. 2. – С. 12–15.
4. Бугров Е.В. Аппарат визуальной светотерапии / Е.В. Бугров, А.А. Бомбизов, М.Н. Романовский // Доклады ТУСУР. – 2012. – № 1 (25), ч. 2. – С. 270–272.
5. Суханова К.С., Матросова П.С., Канина М.А., Романовский М.Н. Ритмическая визуальная стимуляция и функциональное состояние человека-оператора // Электронные средства и системы управления: матер. докл. XIV Междунар. науч.-практ. конф. (28–30 ноября 2018 г.): в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2018. – С. 114–117.

УДК 615.831.6

К ВЛИЯНИЮ СКВАЖНОСТИ ИМПУЛЬСОВ РИТМИЧЕСКОЙ ВИЗУАЛЬНОЙ СТИМУЛЯЦИИ НА ПРОПУСКНУЮ СПОСОБНОСТЬ ЧЕЛОВЕКА-ОПЕРАТОРА

К.С. Суханова, П.С. Матросова, студентки

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

Рассмотрено влияние скважности импульсов Q ритмической визуальной стимуляции (ВС) на пропускную способность (ПС) человека-оператора. И осознаваемая ($Q = 2$), и неосознаваемая ($Q = 50$) ВС с частотой 10 Гц приводят к статистически достоверному повышению ПС.

Ключевые слова: пропускная способность человека-оператора, ритмическая визуальная стимуляция, корреляционно-регрессионный анализ.

Сигналы ритмической визуальной стимуляции (ВС) головного мозга, близкие по форме к прямоугольным импульсам, порождают дискретные (линейчатые) спектры, зависящие от скважности. Коэффициенты тригонометрического ряда Фурье (амплитуды гармоник) [1]

$$A_n = \frac{2E\tau}{T} \operatorname{sinc}(n\omega_1 \frac{\tau}{2}) = \frac{E}{Q} \operatorname{sinc}(\frac{n\pi}{Q}),$$

где E , T , τ – соответственно амплитуда, период, длительность импульсов; n – номер гармоники, $\omega_1 = 2\pi/T$ – угловая частота первой гармоники, $Q = T/\tau$ – скважность последовательности импульсов.

Так называемый «первый нуль» N спектра численно равен Q . Следующие нули кратны этой величине, т.е. амплитуды гармоник с номерами, кратными скажности импульсов, обращаются в ноль.

Представляет интерес исследование влияния скажности последовательности импульсов ВС на пропускную способность (ПС) человека-оператора. Цель настоящей работы – оценить влияние скажности на эффективность ВС.

В экспериментах участвовали 10 мужчин и 10 женщин в возрасте от 20 до 22 лет с нормальным зрением. ВС достигалась за счет модуляции яркости светодиодной подсветки рабочего места оператора, цвет излучения – зеленый. Для контроля параметров ВС использовали люксметр RADEX LUPIN [2]. ПС определяли аналогично [3] в последовательности: 1) до; 2) под воздействием и 3) после ВС. Частота следования импульсов ВС составляла 10 Гц, длительность – 50 и 2 мс. Первым проведен эксперимент при длительности 50 мс ($Q = 2$, видимые мерцания), через неделю – при 2 мс ($Q = 50$, неосознаваемая ВС).

В спектре последовательности импульсов ВС с $Q = 2$ закономерно доминируют нечетные гармоники. С ростом скажности амплитуда первой гармоники резко уменьшается, уменьшается и скорость затухания высших гармоник спектра.

Под воздействием ВС в первом эксперименте выборочные средние ПС операторов мужчин возросли на 9%, во втором – еще на 7%; прирост ПС операторов женщин составил 24 и 9% соответственно (рис. 1). Отметим, что и для женщин, и для мужчин выборочные средние и медианы ПС не уменьшились, а даже несколько увеличились за неделю перерыва между двумя экспериментами. После ВС во втором эксперименте ПС несколько ниже, чем под воздействием ВС.

Среднеквадратичные отклонения, дисперсии, коэффициенты вариации выборок увеличиваются, как правило, в последовательности ФП. Для женщин все указанные параметры значительно меньше, чем для мужчин. Стохастическая связь ПС до и под воздействием ВС (таблица) для мужчин прямая и высокая в первом и весьма высокая во втором эксперименте, для женщин – слабая в первом и заметная во втором. Уравнения регрессии статистически значимы. Связь ПС после ВС в первом и до ВС во втором экспериментах также прямая и высокая для мужчин и заметная для женщин.

Таким образом, и осознаваемая ($Q = 2$), и неосознаваемая ($Q = 50$) ВС с частотой 10 Гц приводят к статистически достоверному повышению ПС человека-оператора. С увеличением Q закономерно изменяется амплитудный спектр последовательности импульсов. Поскольку во втором эксперименте ПС операторов до ВС выше, чем после ВС в первом, можно предположить, что некоторое снижение эффективно-

сти ВС по результатам второго эксперимента связано не столько с изменениями спектра последовательности импульсов, сколько с последствием ВС. Последнее весьма важно с точки зрения курсового применения ВС для нормализации функционального состояния человека-оператора.

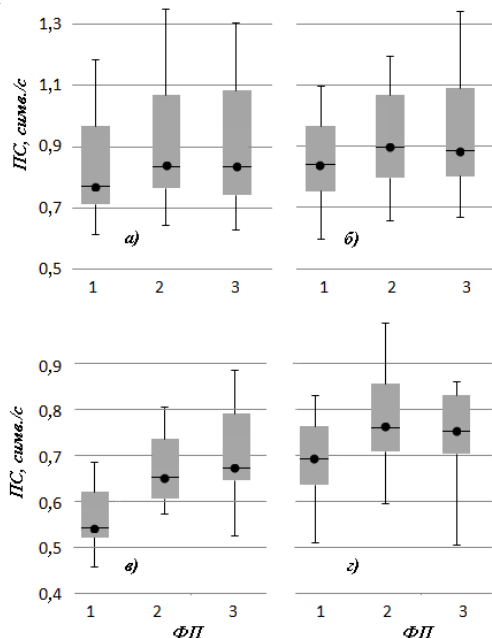


Рис. 1. Диаграммы размаха ПС операторов мужчин (а, б) и женщин (в, з) в последовательности ФП при скважности 2 (а, в) и 50 (б, з)

Коэффициенты корреляции R и параметры сопряженной парной регрессии ($y = ax + b$, $x = ay + b$) ПС до и под воздействием ВС, а также после ВС в первом и до ВС во втором экспериментах для мужчин (числитель) и женщин (знаменатель)

ФП	Q	y(x)			x(y)		
		R	a	b	R	a	b
1-2	2	0,884	1,1448	-0,0433	0,884	0,7722	0,1229
		0,246	0,6636	0,2931	0,246	0,3715	0,3013
	50	0,929	1,1516	-0,0672	0,929	0,8072	0,1135
		0,573	0,7303	0,2568	0,573	0,785	0,0947
3-1	2-50	0,880	0,8319	0,1429	0,880	1,0574	-0,0502
		0,620	0,8635	0,1113	0,620	0,7186	0,1763
3-1*	2-50	0,844	0,9975	-	0,877	0,9991	-
		0,598	1,0256	-	0,544	0,9677	-

* При пересечении регрессионной прямой точки $y = x = 0$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высшая школа, 2000. – 462 с.
2. Люксметр-пульсметр-яркомер RADEX LUPIN [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.quarta-rad.ru/catalog/luxmetr/luxmetr-pulsmetr-yarkomer-radex-lupin/>, свободный (дата обращения: 19.06.2015).
3. Ахраров Н.М., Баранова Ю.А., Васильева М.В., Романовский М.Н. Ритмическая стимуляция пропускной способности человека-оператора // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. – 2015. – Т. 15, №5. – С. 60–63.

УДК 53.06

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТИ НЕЛОКАЛЬНОЙ ПЕРЕДАЧИ ГРАФИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ

Д.Ю. Медведев, студент

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

Рассмотрены несколько возможных способов нелокальной передачи информации с помощью запутанных электронов в ионных ловушках и формирования изображений в щелочно-галоидных кристаллах (ЩГК). Предложен способ создания и нелокальной передачи изображений в ЩГК.

Ключевые слова: квантовая запутанность, нелокальная передача графической информации, щелочно-галоидные кристаллы.

Известны способ и устройство дистанционной связи при интерпретации термолюминесцентных или фотолюминесцентных сигналов, вызванных запутанными захваченными электронами [1]. Два образца из термолюминесцентного (или фотолюминесцентного) материала были облучены тормозным излучением с целью создания запутанных ловушек – электронных центров окраски. Запутанные таким образом образцы были затем пространственно разнесены. Один из образцов – «ведущий» – подвергают нагреву с выстраиванием кривой этого нагрева. Одновременно с этим у второго – «ведомого» – образца, который не нагревают, наблюдают высвечивание, интенсивность которого повторяет кривую нагрева «ведущего» образца. В этом случае стимуляция излучения происходит при тепловой энергии, приблизительно равной энергии освобождения ловушек. Стимуляция роста температуры в «ведущем» образце вызывает свечение удаленного «ведомого» запутанного образца, которое воспроизводится независимо от расстояния.

Недостатками этого способа является то, что тепловая стимуляция приводит к высвечиванию «ведущего» образца, вследствие чего

происходит разрушение центров окраски в обоих образцах, кроме того, процесс интерпретации сигналов крайне сложен из-за невозможности применения в этом способе принципов бинарного кодирования информации.

В [2] на основе метода, изложенного в [1], предложен способ не локальной передачи информации двумя источниками фотонов, которые излучают фотоны попарно в запутанном квантово-механическом состоянии. Эти фотоны направляются на один из двух оптически прозрачных термоллюминесцентных кристаллов, содержащих квантово-механически запутанные между ними электронные центры окраски. Запутанные с этими фотонами парные фотоны направляют на измерительное устройство, модулирующее информацию в соответствии с одним из передаваемых двоичных символов. Фотоны из каждой пары второго источника направляют на второй оптически прозрачный термоллюминесцентный кристалл, а запутанные с этими фотонами парные фотоны направляют на детектирующее устройство таким образом, что при одном значении двоичного символа происходит нарушение интерференционной картины, а при другом его значении – восстановление интерференционной картины. Выделение информации осуществляют на детектирующем устройстве по состоянию интерференционной картины [2].

Техническим результатом [2] является передача информации без применения радиоволн и кабельных линий связи, а также исключение тепловой стимуляции как фактора, приводящего к высвечиванию и, следовательно, нарушению когерентного суперпозиционного состояния центров окраски.

В сообщении [3] показана возможность применения аддитивно окрашенных кристаллов NaCl, легированных кислородосодержащими примесями, для УФ-записи с использованием эффекта образования в них центров окраски. В спектрах поглощения таких кристаллов при различных условиях температурной обработки можно наблюдать 4 полосы поглощения: при 210, 228, 265 и 290 нм. Измерения оптического поглощения и диэлектрических потерь дали возможность установить, что полосы обусловлены диполями (0^2 – анионная вакансия) и комплексами из этих диполей.

Фотохимически активным действием обладает свет из области полосы поглощения при 228 нм. Можно считать, что полоса является полосой, определяющей спектральную светочувствительность кристалла. Под действием света из этой полосы при повышенной температуре она разрушается, и в кристалле образуются центры окраски, обладающие высокой стабильностью. Полученные результаты в ста-

тье [3] показали, что аддитивно окрашенные кристаллы NaCl могут быть использованы для регистрации изображения. Изображение, записанное на кристалле, сохраняется при комнатной и повышенной температуре неограниченное время. Стирание изображения осуществляется путем нагревания кристалла до 500 °С в течение 10 мин, после чего возможна повторная запись.

В статье [3] использовались фотохимически окрашенные кристаллы NaCl, в которых центры окраски создавались аддитивным методом. Создание изображения планировалось проводить облучением кристалла УФ-области, что позволяло создавать устойчивые к облучению видимым светом и комнатной температуре изображения. Но для реализации такой процедуры необходимы сложные технологические приемы. В статье [4] так же, как и в статье [1], используется окрашивание с помощью облучения гамма-квантами кобальтовой пушки. При этом в кристалле NaCl создается целый набор центров окраски относящихся к F-центрам (F-, F₂-, F₃-). Эти центры окраски являются устойчивыми при комнатной температуре и слабом освещении. Кроме того, технология создания этих центров существенно проще, чем описано в статье [3]. Следует также иметь в виду, что облучение кристаллов кобальтовой пушкой приводит к созданию квантово-запутанных электронных состояний в ионных ловушках этих кристаллов [1].

Таким образом, появляется возможность нелокальной передачи не только бинарной информации, но и графических изображений на основе радиационно-окрашенных щелочно-галогидных кристаллов с запутанными электронными состояниями. Набор центров окраски из трех составляющих позволит формировать в отличие от результатов, представленных в работе [3], информацию для нелокальной передачи цветных изображений.

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. Пат. 2591202 РФ МПК Н04В 10/00. Способ нелокальной передачи информации / С.В. Конов. – № 2015113804/07; заяв. 14.04.2015; опубл. 20.07.2016. – Бюл. № 20.
3. Гольдберг А.Б., Голубцов З.З., Лукашук С.Б. Применение кристаллов NaCl, сенсibilизированных для прямой записи изображения // Тезисы докладов: Всерос. науч. конф. «Физика диэлектриков и новые области их применения». Информационные технологии. – Караганда, 1978. – С. 74–75.
4. 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 620.179.162

РАЗВИТИЕ МЕТОДА УЛЬТРАЗВУКОВОГО КОНТРОЛЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МНОГОЭЛЕМЕНТНЫХ РЕШЕТОК

***И.В. Фролова, инженер-конструктор АО «НПЦ «Полюс»,
аспирант НИ ТПУ***

*Научный руководитель А.И. Солдатов, проф., д.т.н. НИ ТПУ
г. Томск, АО «НПЦ «Полюс», info@polus-tomsk.ru*

Рассмотрен метод ультразвукового контроля. Предложен алгоритм TFM, позволяющий произвести обработку данных сканирования, их двухмерную и трехмерную визуализацию.

Ключевые слова: неразрушающий контроль, фазированные активные решетки, визуализация и анализ данных, алгоритм полной фокусировки.

Неразрушающий контроль имеет важное значение для оценки качества производственных процессов, что позволяет на ранних стадиях производства выявить внутренние дефекты, которые могут препятствовать эффективной эксплуатации изделий или привести к аварии. Для диагностики и оценки обнаруженных дефектов широко используют различные ультразвуковые методы неразрушающего контроля, основанные на генерировании упругих колебаний, их вводе в объект контроля, приеме и анализе прошедшей или отраженной волны [1].

На сегодняшний день актуальным для контроля промышленных компонентов является метод фазированных (многоэлементных) решеток. Рассмотрим этот метод и применимые к нему алгоритмы, позволяющие провести постобработку данных сканирования, их двухмерную и трехмерную визуализацию. Он обладает следующими особенностями:

- более быстрый процесс контроля;
- получение объемного изображения;

– легкость интерпретации ультразвукового изображения, что требует минимального обучения оператора;

– возможность мгновенного обнаружения и оценки дефектов.

Метод основан на отражении упругих волн от неоднородностей. Реконструкция акустического изображения с помощью линейных антенных решеток позволяет выявить взаимное расположение нескольких дефектов, расположенных в зоне контроля, с достаточно высокой разрешающей способностью. Для получения четкого изображения внутренней структуры образца требуется фокусировка сигнала в каждую точку зоны контроля. Она может осуществляться на этапе излучения, где применяют соответствующие законы задержки, с тем, чтобы излучение каждого элемента проходило с некоторой задержкой либо на этапе постобработки – путем сдвига и отбора А-сканов (одномерных изображений).

Существует несколько алгоритмов визуализации данных. Первый из них, известный как алгоритм обратного рассеяния, основан на создании сфокусированного поля в заданных областях контроля путем сканирования многоэлементной антенной решеткой и когерентной обработки принятых сигналов. Используется антенная решетка, каждый элемент которой излучает поочередно, а отраженный сигнал принимается всеми элементами.

Для реализации второго алгоритма, называемого полной фокусировкой (Total focusing method – TFM), требуется полный набор данных во временной области из любой возможной комбинации «излучатель – приемник акустической решетки» и вычисление амплитуды сигнала в каждой точке зоны контроля путем суммирования амплитуд сдвинутых А-сканов во времени, что позволяет провести фокусировку на этапе постобработки.

Несмотря на это, вначале данный алгоритм не нашел большого применения в области неразрушающего контроля из-за громоздких вычислений и большого времени обработки, особенно в тех случаях, когда требуется отобразить результат контроля в виде трехмерного изображения [2]. В настоящее время благодаря современной вычислительной технике он широко применяется для двухмерных и трехмерных реконструкций объектов контроля [3]. Алгоритм TFM может быть реализован во временной или частотной области. К его преимуществам можно отнести более быстрый процесс контроля, легкость интерпретации ультразвукового изображения, быстроту обнаружения и оценки дефектов, возможность получения объемного изображения [4].

Сканирование алгоритмом TFM обеспечивает стационарная система ультразвукового контроля IDEalSystem3D компании IDEal-

Technologies [5]. Система состоит из двухосевого манипулятора для сканирования, ультразвукового датчика, водяной ванны для введения ультразвука в объект контроля и персонального компьютера (рис. 1). После сканирования полученные данные обрабатываются, и оператору предоставляется изображение дефектов.



Рис. 1. Стационарная система IDEalSystem3D для ультразвукового контроля

Особенно перспективен данный алгоритм для контроля ответственных изделий, применяемых в ракетно-космической отрасли. Зондирование под разными ракурсами позволяет повысить разрешающую способность, чувствительность, отношение сигнал/шум и обнаружить дефекты, находящиеся в акустической тени других дефектов. Выявление скрытых дефектов в изделиях ракетно-космического назначения и их своевременная отбраковка дают возможность повысить надежность ракетно-космической техники и тем самым увеличить срок службы космического аппарата.

ЛИТЕРАТУРА

1. Федосов А.В., Гайнуллина Л.А. Методы неразрушающего контроля // Электротехнические и информационные комплексные системы. – 2015. – Т. 11, № 2. – С. 73–78.
2. Болотина И.О. и др. Особенности ультразвуковой 3-визуализации в современных средствах контроля // Контроль. Диагностика. – 2013. – № 13. – С. 154–157.
3. Буй Д.В. и др. Трехмерная реконструкция объектов контроля методом SAFT во временной области с использованием корреляционной функции // Контроль. Диагностика. – 2014. – № 13. – С. 128–132.
4. Солдатов А.И., Борталевич С.И., Шульгина Ю.В. Система управления построением изображения с фазированной антенной решеткой при обработке данных в режиме реального времени // Евразийская экономическая интеграция как фактор повышения стабильного и поступательного развития национальных хозяйственных систем: матер. междунар. науч.-практ. конф. – М.: ИПР РАН, 2016. – С. 220–221.
5. IDEalSystem3D: технический паспорт [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.i-deal-technologies.com/files/pdf/IDEal%20System%20CFK-Line.pdf> (дата обращения: 01.11.2017).

РАЗРАБОТКА ВЫСОКОСТАБИЛЬНОГО РЕГУЛИРУЕМОГО БЛОКА УПРАВЛЕНИЯ ТОКОМ НАКАЧКИ ЛАЗЕРА

Р.М. Муратов, ст. преподаватель; К.Н. Каримов, Ю.В. Липатов, Р.К. Хайбуллин, студенты каф. КИПЭС

г. Казань, Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева (КАИ), muratov_radik@mail.ru, Khaybullin2@gmail.com

Настоящая работа посвящена разработке блока управления током накачки лазерного модуля. Спроектировано несколько вариантов исполнения данного блока. Путем сравнения и исключения выбран наилучший вариант исполнения.

Ключевые слова: управление током накачки, лазерный модуль, элемент Пельтье, интерфейс TWI (I2C), термостабилизация, сопротивление терморезистора, фотодиод обратной связи.

В различных областях, а особенно в сферах, связанных с безопасностью, можно заметить тенденцию перехода от электрического измерения различных параметров к измерениям, которые проводятся с применением линейных волоконно-оптических датчиков. Это связано с тем, что в волоконно-оптических линиях не протекает электрический ток. Некоторые преимущества волоконно-оптического измерения: точная локализация наиболее нагретых мест или места растяжения(сжатия) волокна, компьютерный анализ и оценка временного и локального измерения температуры, незначительный затраты на техобслуживание, возможность применения в условиях высокого давления, компактность, гибкость и др. Различают два типа измерения с помощью волоконно-оптических датчиков: классическая техника временной оптической рефлектометрии (OTDR, Optical Time Domain Reflectometry) и техника частотной оптической рефлектометрии (OFDR, Optical Frequency Domain Reflectometry). Для обоих методов требуется высокостабильный источник света.

Целью работы является разработка данного источника света, а именно блока управления током накачки лазерного модуля LFD-18/2-i. В данном блоке будет обеспечена возможность установки максимального тока лазера в диапазоне от 10 до 400 мА. Это необходимо в случае несанкционированного увеличения регулируемого тока диода. Шаг установки тока лазерного модуля 0,1 мА. Охлаждение лазерного модуля (микрохолодильник) встроено в лазерный модуль и представляет собой элемент Пельтье с максимальным напряжением 5 В и током 1200 мА. Диапазон изменения сопротивления терморезистора составляет 6...19,9 кОм. Стабилизируемый диапазон температур со-

ставляет от +10 до +40 °С. Также в модуль встроен фотодиод обратной связи с напряжением 5 В и током до 20 мА.

Сложностью при разработке данного блока является обеспечение точности поддержания температуры в одну десятую доли градуса по Цельсию, а также шаг регулировки тока лазерного модуля в 0,1 мА. Для обеспечения такой точности необходимо использовать цифровую схему, так как при использовании аналоговой схемы данный блок будет на порядок более дорогостоящим и сложным. В дальнейшем был выбран микроконтроллер Atmega 8 с внешним цифроаналоговым преобразователем, поскольку такое решение обеспечивало более надежное и стабильное регулирование, чем микроконтроллер STM32 со встроенным цифроаналоговым преобразователем. ЦАП был подобран MAX5822 – 12-битный, последовательный, с интерфейсом I2C фирмы MAXIM. Так как для обеспечения тока до 400 мА с шагом 0,1 мА необходимо 4000 значений, выбранный 12-битный ЦАП обеспечивает дискретизацию до 4096 значений, что удовлетворяет условиям технического задания.

В качестве источника опорного напряжения была выбрана микросхема AD1584BRTZ-REEL7 фирмы ANALOG DEVICES со значением выходного напряжения 4,096 В, что позволило несколько упростить процесс программирования. Также в плате был предусмотрен интерфейс SPI для прошивания микроконтроллера через программатор AVR USBASP. Для управления микрохолодильником был подобран драйвер MAX8520 который сможет обеспечить ток до 1,5 А. В качестве силового элемента для обеспечения тока накачки был выбран MOSFET транзистор ZXMP6A17G. Операционные усилители AD8601 обеспечивали управление затвором MOSFET-транзистора и обратную связь с фотодиодом обратной связи. Для отображения информации по максимальному, устанавливаемому и текущему току лазерного диода, текущего и устанавливаемого значения сопротивления термистора, а также для отображения текущего тока элемента Пельтье и тока фотодиода использовался ЖК-дисплей 1602 с контроллером HD44780.

Использование современной элементной базы и принципов построения систем управления позволило удовлетворить все требования технического задания и разработать высокоточный регулируемый блок управления током накачки лазерного модуля.

ЛИТЕРАТУРА

1. Белов А.В., Микроконтроллеры AVR: от азов программирования до создания практических устройств. – М.: Наука и техника, 2016.
2. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. – М.: Бином, 2015.
3. Китаев Ю.В. Основы цифровой техники: учеб. пособие. – СПб.: СПбГУ ИТМО, 2007.
4. Бенуэлл К. Основы молекулярной спектроскопии. – М.: Мир, 1985.

РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВА ДЛЯ ТЕСТИРОВАНИЯ И АНАЛИЗА КАБЕЛЬНЫХ СБОРОК

С.М. Салиев, студент каф. КУДР;

В.М. Кобзев, магистрант каф. РСС

*Научный руководитель С.П. Караульных, преп. каф. КУДР
г. Томск, ТУСУР, ksgm0289@gmail.com*

Целью данной работы является разработка устройства тестирования кабельных сборок. В результате выполнения работы был изготовлен макет для тестирования и проведены предварительные испытания.

Ключевые слова: кабельные сборки, тестирование и анализ кабельных сборок, коммутатор, измеритель.

Изготовление кабельных сборок – очень трудоёмкий процесс, подразумевающий одинаково жёсткие требования как к качеству самих разъемов и кабеля, так и к процессу сборки [1].

Изготовление кабельных сборок состоит из следующих этапов:

1. Обрезка провода под нужный размер и зачистка концов провода.
2. Скручивание проводов между собой (при необходимости).
3. Обжимка концов провода.
4. Конечная сборка и проверка работоспособности кабеля.

Первые три операции выполняются с помощью специальных инструментов и станков. Сборка кабеля выполняется вручную, тестирование кабеля выполняется вручную с помощью мультиметра. Тестирование кабеля на работоспособность при мелкосерийном или в серийном производстве кабелей занимает много времени. В целях уменьшения времени на тестирование кабеля была поставлена задача разработать устройство для быстрого теста и анализа работоспособности кабеля.

Ранее коллективом СКБ «Смена» для исследований в области электроимпедансной томографии был разработан управляемый коммутатор. На рис. 1 представлен печатный узел коммутации. Для организации непосредственной связи каждого из электродов на плате-коммутаторе предусмотрены четыре микросхемы-мультиплексора ADG706BRUZ, сопротивления выводов мультиплексора при включенном состоянии и при постоянном напряжении питания мультиплексора 5 В составляют $R_{ON} = 2,5$ Ом [3]; управление адресными выводами микросхем осуществляется посредством микроконтроллера, соединитель типа розетка D-sub 37, выполняющая функцию входа, и четыре разъема BNC 1–1337543-0 для соединения с измерителем импеданса [2].

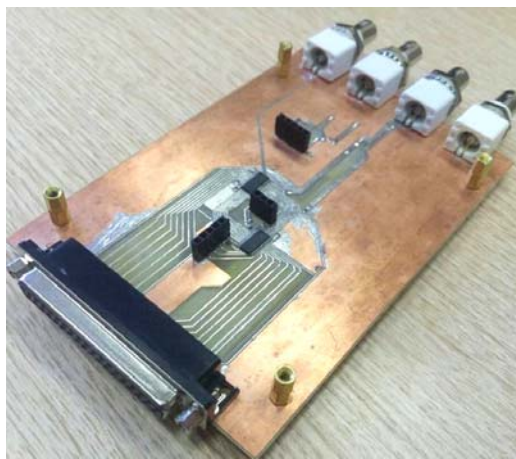


Рис. 1. Печатный узел коммутации

Учитывая, что разработанный коммутатор позволял производить измерения по четырёхпроводной схеме с числом подключений до 16 выводов. Было принято решение оценить возможность использования данного печатного узла коммутации для тестирования кабелей.

Была разработана электрическая структурная схема коммутатора (рис. 2).

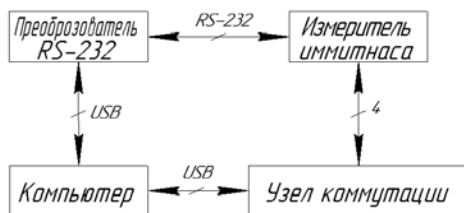


Рис. 2. Электрическая структурная схема управляемого коммутатора

Разработанный макет устройства по электрической структурной схеме приведен на рис. 3, а. Переключение выводов ножек мультиплексора осуществляется посредством микроконтроллера Arduino MEGA. На жидкокристаллическом экране LCD 1602 отображаются каналы мультиплексора, переключенные на выход.

Для теста макета было проведено измерение сопротивления провода FF46–1-0,2 с длиной 20 см обжатыми концами через коммутатор (см. рис. 3, а) и прямое измерение с помощью четырёхпроводной системы (см. рис. 3, б). При прямом измерении сопротивление кабеля составило 590 мОм.

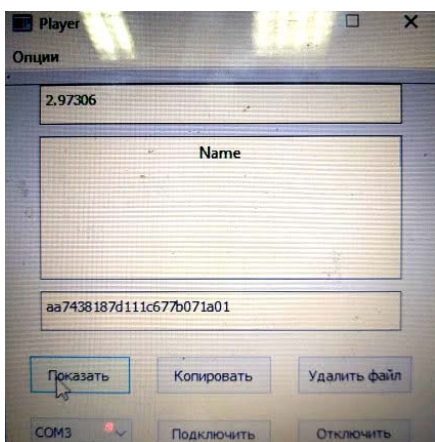


Рис. 3. Макет устройства для теста и анализа кабеля:
a – измерение через коммутатор; *б* – прямое измерение

Полученный результат сопротивления – 2,97306 Ом, при измерении через коммутатор, получается из суммы сопротивлений кабеля и сопротивления каналов мультиплексора при включенном состоянии равное и сопротивления разъемов D-sub 37. Из этого был сделан вывод: вычсть сопротивления каналов мультиплексора и разъемов (1):

$$R_K = R_{И} - R_C = 2,97306 - 2,5 = 0,473 \text{ Ом}, \quad (1)$$

где R_K – сопротивление кабеля; $R_{И}$ – измеренное сопротивление кабеля; R_C – сопротивление каналов мультиплексора и разъемов.



Разработана программное обеспечение для компьютера (рис. 4). Оно принимает значение с измерителя иммитанса E7-21 через интерфейс RS232 в виде последовательности байт и преобразовывает его в числовое значение.

Рис. 4. Программное обеспечение

Заключение. В результате работы был разработан макет устройства для теста и анализа кабельных сборок.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кабельные сборки [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.partnerelc.com/index.php?option=com_content&view=article&id=138:kabelnie-sborki&catid=67:kabelniesborki&Itemid (дата обращения: 18.10.2018).

2. Кобзев В.М. Исследование возможности применения электроимпедансной томографии для обследования головного мозга / В.М. Кобзев // Научная сессия ТУСУР–2017: матер. междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 10–12 мая 2017 г.: в 8 ч. – Томск: В-Спектр, 2017. – Ч. 2. – С. 73–77.

3. Микросхемы мультиплексора ADG706BRUZ [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/adg706_707.pdf

УДК 796.001.89

УСТРОЙСТВО ДЛЯ КОНТРОЛЯ ФИЗИЧЕСКОЙ АКТИВНОСТИ ЧЕЛОВЕКА

*М.Е. Акентьев, В.С. Баранюк, К.А. Зверев, М.И. Латыпова,
Д.А. Парфенов, студенты ОЯТЦ ИЯШТ НИ ТПУ
Научный руководитель Н.В. Ливенцова, доцент ОЯТЦ ИЯТШ
г. Томск, НИ ТПУ, meab@tpu.ru*

Разработано устройство для контроля физической активности человека на основе акселерометра MPU-6050 и платы Arduino Uno.

Ключевые слова: шагомер, акселерометр, физическая активность человека.

В современном мире многие люди оказываются прикованными к компьютерам и могут находиться перед ними несколько часов подряд, не изменяя положения тела. Как итог человек имеет проблемы со зрением, позвоночником, и не только. Для того чтобы избежать таких проблем, требуются устройства активности, которые будут следить за физической активностью человека и сообщать о ее недостатке.

Вначале практическое применение шагомер нашел у спортсменов и военных при тренировках и строевых учениях. Со временем популярность его расширялась, и теперь он стал необходимой вещью для всех, кто заинтересован или нуждается в улучшении и стабильности здоровья. В нынешних условиях малоподвижности он становится не лишним и в целях профилактических.

В самом простом варианте фитнес-трекер – это браслет, оснащенный гироскопом, акселерометром и модулем bluetooth для син-

хронизации со смартфоном. Однако есть и более функциональные «умные часы», с большими экранами для вывода уведомлений и динамиком с микрофоном для совершения звонков. Такой электронный шагомер собирает статистику активности и служит постоянным напоминанием, что путь к здоровью лежит через пройденное расстояние.

Для разработки подобного устройства, как, например, в [1], мы использовали текстовый дисплей, акселерометр MPU-6050 и плату Arduino Uno. Был написан программный код в среде разработки Arduino для платы, который считывает входные данные с акселерометра и с их помощью подсчитывает выполненное человеком количество шагов и выводит информацию на дисплей. Схема устройства представлена на рис. 1.

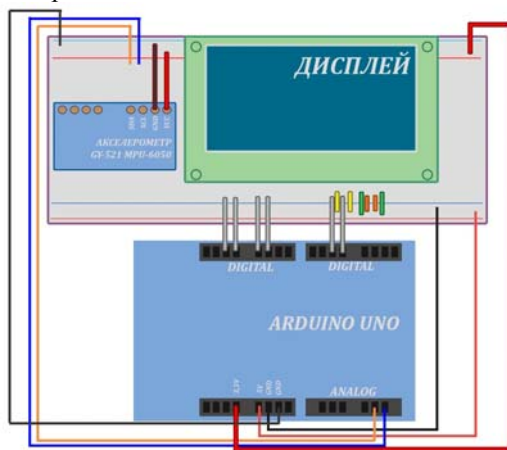


Рис. 1. Схема устройства активности

В ходе выполнения экспериментов по проверке работоспособности устройства были вычислены его погрешность при подсчете шагов и зависимость показаний от роста испытателя.

Результаты, полученные в ходе экспериментов, сравнивались с погрешностью аналогичных устройств [2], при этом учитывались экономические значения каждого из устройств. В целом разработанное устройство уступает аналогам по внешним характеристикам и функциональности, часто избыточной для пользователей.

Далее планируется провести работы по дополнению кода для определения длины шага, пройденного расстояния и расходуемых калорий, а также работы по разработке приложения на телефон, куда будут передаваться данные, полученные с устройства, и представления их в графике.

ЛИТЕРАТУРА

1. A Pedometer in the Real World [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.aosabook.org/en/500L/a-pedometer-in-the-real-world.html>, свободный. – Загл. с экрана.
2. Большой тест фитнес-трекеров и умных часов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://habr.com/ru/post/381301/>, свободный. – Загл. с экрана.

УДК 621.311.22

ОБ АКТУАЛЬНОСТИ СОЗДАНИЯ АКУСТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА ТЕХНИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ ОБОРУДОВАНИЯ ТЭС

*Д.С. Лужковой, аспирант НОЦ; И.Н. Бутакова, д.т.н., НИ ТПУ
Научный руководитель В.В. Литвак, проф. НОЦ
г. Томск, НИ ТПУ, mintrondo@yandex.ru*

Известно большое количество методов неразрушающего контроля состояния технических устройств. Применение многих из них на тепловых электростанциях ограничивается режимом работы энергетического оборудования, отсутствием доступа к элементам агрегатов по технологическим причинам. Между тем, анализ звука, издаваемого работающим энергетическим оборудованием, недостаточно изучен как альтернатива неинвазивным методам диагностики. Ввод в эксплуатацию на ТЭС системы мониторинга технического состояния установок, основывающейся на спектральном анализе издаваемого им звука, позволит диагностировать наличие неисправности на раннем этапе её развития.

Ключевые слова: диагностика, дефект, акустические методы неразрушающего контроля, техническое состояние.

Диагностика состояния и прогнозирование работоспособности оборудования электростанций является одной из составляющих проблемы обеспечения его надёжной работы, способствует предотвращению аварий, оптимизации производственных и ремонтных процессов, рационализации расхода ресурсов для проведения поддерживающих работоспособность профилактических мероприятий, обеспечению безопасных условий труда.

Зачастую поломка оборудования обнаруживается персоналом ТЭС по нехарактерному резкому звуку, внезапно возникающему при работе контролируемых агрегатов [1, 2]. Диапазон слышимого человеком звука в зависимости от индивидуальных особенностей колеблется в интервале частот от 20 Гц до 20 кГц, тогда как диапазон улавливаемых частот звукового сигнала современными приборами записи значительно шире. Кроме того, работники станции находятся на неко-

тором удалении от оборудования, поэтому услышан может быть только достаточно громкий звук.

Так как возникающие в оборудовании дефекты связаны с разрушением конструкционного металла, а процессы разрушения металла характеризуются постепенностью своего течения, есть основания предполагать, что шум, который издаёт неисправный элемент оборудования, появляется задолго до того, как его обнаружит обслуживающий оборудование персонал. При этом сила звука со временем возрастает из-за развития дефекта. Своевременное обнаружение дефекта в оборудовании позволило бы предотвратить распространение разрушающего воздействия неисправной детали на соседние или связанные с ней технологические узлы, сократить расходы на ремонтные работы.

Учитывая вышеизложенное, можно говорить о том, что разработка автоматической системы диагностики дефектов оборудования ТЭС на ранней стадии их развития на основе акустического метода контроля – это актуальная задача в рамках проблемы повышения надёжности энергетического оборудования.

Имеется большое количество методов неразрушающего контроля оборудования. Среди акустических методов выделяют две группы: активные и пассивные. Активные акустические методы основаны на возбуждении упругих волн в контролируемом объекте и последующем их приёме, пассивные – на приёме волн, источником которых служит контролируемый объект. Среди акустических методов только пассивный шумодиагностический метод пригоден для заявленной цели, так как для его использования не требуется непосредственный контакт чувствительных элементов с объектом контроля [3–8]. Это особенно важно для оборудования ТЭС, потому что в таком случае возможна диагностика внутренних деталей устройств в процессе работы оборудования, имеется возможность контролировать узлы, к которым нет доступа по технологическим причинам.

В зарубежной литературе [2, 9–12] имеются примеры экспериментальных исследований с успешным применением систем дефектоскопии на основе спектрального анализа звука работающего оборудования для выявления неисправностей электродвигателей [9, 10], обнаружения утечек пара из труб [11], диагностики дутьевых вентиляторов и дымососов [2, 12]. В отечественной литературе данный вопрос недостаточно проработан.

Таким образом, разработка программно-аппаратного комплекса для диагностики технического состояния оборудования отечественных ТЭС и прогнозирования его остаточного ресурса актуальна для решения задачи повышения надёжности его работы. Перспективным

представляется создание такого комплекса на основе шумодиагностического метода, поскольку в таком случае будет возможна дефектоскопия энергетического оборудования в процессе его работы, в том числе деталей и узлов, находящихся в движении или работающих в недопустимых для диагностирующих приборов условиях. Реализация такого подхода позволит добиться снижения расхода ресурсов на техническое обслуживание и ремонт оборудования ТЭС, повысить эффективность и надёжность работы установок и станций в целом.

ЛИТЕРАТУРА

1. Беляев С.А. Надёжность теплоэнергетического оборудования ТЭС: учеб. пособие / С.А. Беляев, А.В. Воробьёв, В.В. Литвак. – Томск: Изд-во Том. политехн. ун-та, 2015. – 248 с.
2. Oikawa T., Tomizawa M., Degawa S. New monitoring system for thermal power plants using digital image processing and sound analysis // Control Engineering Practice. – 1997. – Vol. 5, No. 1. – С. 75–78.
3. Зацепин А.Ф. Акустический контроль: учеб/ пособие / под ред. В.Е. Щербинина. – Екатеринбург: Изд-во Урал. ун-та, 2016. – 211 с.
4. Носов В.В. Диагностика машин и оборудования: учеб. пособие. – 4-е изд., стер. – СПб.: Лань, 2017.
5. Герасимова А.Г. Контроль и диагностика тепломеханического оборудования ТЭС и АЭС: учеб. пособие. – Минск: Выш. шк., 2011. – 272 с.
6. Козлов С.А., Хатунцев В.В., Рожнов А.Б. Акустические методы измерения и контроля параметров технического состояния и оборудования // Матер. 69-й науч.-практ. конф. студентов и аспирантов. – 2017. – С. 227–235.
7. Яковлев Н.Н., Воронова Ю.В., Тармаев А.А. Исследование возможностей акустических методов контроля // Проблемы транспорта Восточной Сибири: сб. трудов. – С. 114–117.
8. Горбаш В.Г. и др. Неразрушающий контроль в промышленности. Акустический контроль // Неразрушающий контроль и диагностика. – 2011. – № 4.
9. Garcia-Perez A. et al. Application of high-resolution spectral analysis for identifying faults in induction motors by means of sound // Journal of Vibration and Control. – 2012. – Т. 18, №. 11. – P. 1585–1594.
10. Glowacz A. Diagnostics of synchronous motor based on analysis of acoustic signals with the use of line spectral frequencies and K-nearest neighbor classifier // Archives of Acoustics. – 2014. – Vol. 39. – No. 2. – P. 189–194.
11. Shindoi T. et al. Plant equipment diagnosis by sound processing // IECON'99. Conference Proceedings. 25th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat. No. 99CH37029). – IEEE, 1999. – Vol. 2. – P. 1020–1026.
12. Oikawa T. et al. New monitoring system for thermal power generation plants using digital image processing and sound analysis. Application to No. 2 unit of Noshiro thermal power station // Ishikawajima-Harima Giho (Ishikawajima-Harima Engineering Review). – 1995. – P. 346–350.

КОНСТРУКЦИЯ УСТРОЙСТВА МОНИТОРИНГА ПЧЕЛИНОГО УЛЬЯ

А.К. Пащенко, студент каф. КУДР

*Научный руководитель А.Г. Лоцилов, доцент каф. КУДР, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, mid150@mail.ru*

Переработана конструкция устройства мониторинга состояния пчелиного улья с целью уменьшения ширины конечного изделия.

Ключевые слова: пчеловодство, мониторинг улья, корпус, проектирование.

В связи с выбранным ранее формфактором дадановской рамки [1], возникла проблема занимаемого всей конструкцией объема улья.

После проектирования итоговая конструкция имела слишком большую ширину (рис. 1). Это было вызвано использованием в составе устройства записи нескольких плат, расположенных друг над другом.

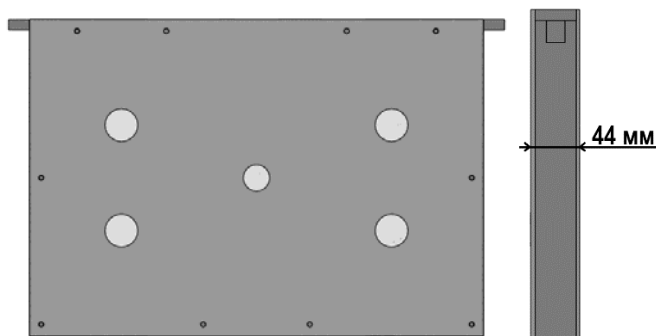


Рис. 1. Устройство мониторинга

Как видно из рис. 1, рамка устройства мониторинга имеет толщину 44 мм, что превосходит стандартную толщину дадановской рамки на 7 мм и делает невозможным размещение ещё одной рамки с заготовками для развития пчелосемьи.

Так как толщина рамы зависит от узла, отвечающего за обработку информации, его конфигурация была изменена [2]. Все элементы были перенесены на одну плату.

Такое решение способствовало возможности уменьшения корпуса устройства мониторинга состояния пчелиного улья.

Ниже на рис. 2 представлено сравнение двух версий конструкции корпуса блока обработки данных.

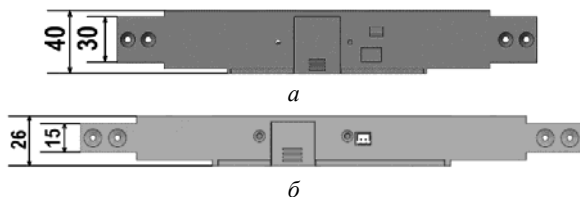


Рис. 2. Варианты корпусов устройств: *а* – старый вариант; *б* – текущий вариант

Как видно из рис. 2, варианты корпусов не претерпели каких-либо кардинальных изменений лицевой панели. Итоговая ширина всего корпуса была уменьшена на 14 мм, а креплений на 15 мм. Однако, оба варианта корпусов изображены без учёта фанерной стенки, которая добавит ещё 3–4 мм.

Расположение самого устройства показано на рис. 3.

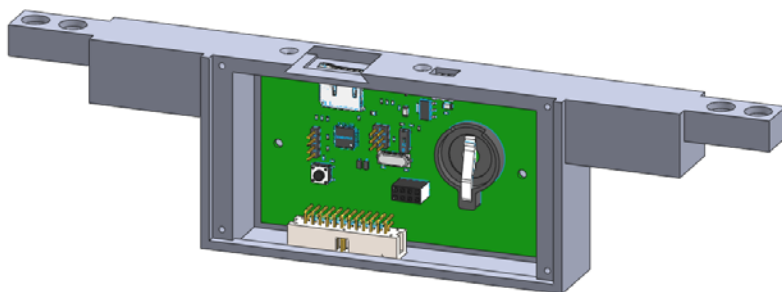


Рис. 3. Печатный узел в корпусе

В итоге желаемый результат был достигнут. Ширина устройства мониторинга состояния пчелиного улья была снижена до 30 мм, что меньше ширины дадановской рамки. Таким образом, конечное устройство занимает место всего одной рамки, а не двух, как это было ранее.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дадановские ульи своими руками. Ваша пасека – ваше царство // Bolshemeda. – 2019. – URL: <http://bolshemeda.ru/pchelovodstvo/ulej-dadan.html> (дата обращения: 13.03.2019).
2. Пашенко А.К. Система мониторинга пасечного хозяйства // Матер. междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2018». – Томск: В-Спектр, 2018. – Ч. 2. – С. 24–26.

СИСТЕМА МОНИТОРИНГА ПАСЕЧНОГО ХОЗЯЙСТВА

А.К. Пащенко, студент каф. КУДР

*Научный руководитель А.Г. Лоцилов, доцент каф. КУДР, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, mid150@mail.ru*

Предложено альтернативное решение устройства записи акустических сигналов. Был спроектирован печатный узел, который позволил уменьшить толщину всей конструкции конечного изделия.

Ключевые слова: пчеловодство, мониторинг улья, проектирование, печатная плата.

Расхождение данных о значимых спектральных составляющих в различных научных трудах [1, 2] не позволяет спроектировать готовое устройство для анализа текущего состояния улья. В связи с этим, изначально требовалось собрать базу данных акустического шума ульев различных пород пчёл с целью поиска закономерностей в изменении спектра.

Весной, в период развития пчелосемьи, предполагалось разместить предложенное ранее устройство для сбора данных [3] внутри улья, используя его в качестве ограничивающей перегородки.

Однако исполнение звукозаписывающего устройства нуждалось в доработке, так как конструкция была спроектирована с использованием нескольких плат, наложенных друг на друга (рис. 1).

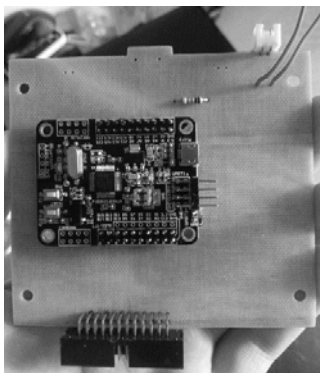


Рис. 1. Устройство записи

Как следствие такого расположения плат толщина всей конструкции получилась равной 43 мм. Для уменьшения толщины изделия и затрат на материалы устройство записи было спроектировано на одной плате (рис. 2).

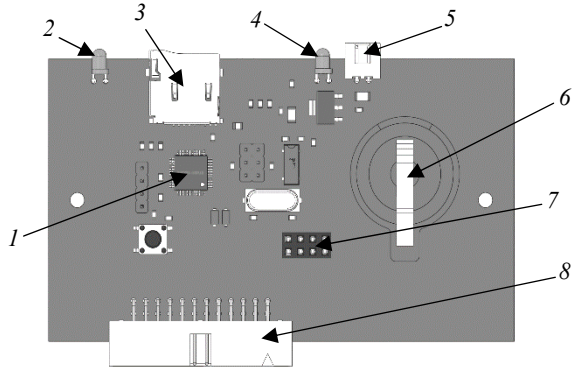


Рис. 2. Одноплатное устройство записи: 1 – микроконтроллер; 2 – индикатор записи; 3 – разъём для microSD; 4 – индикатор питания; 5 – разъём питания; 6 – батарейный отсек; 7 – разъём для Wi-Fi модуля; 8 – сигнальный разъём

После включения устройства загорается индикатор питания (см. рис. 2, 4). При записи соответствующий индикатор (см. рис. 2, 2) мерцает с периодичностью в пять секунд. В это время данные с сигнального разъёма (см. рис. 2, 8) обрабатываются микроконтроллером (см. рис. 2, 1) и поступают для хранения на карту памяти (см. рис. 2, 3).

При подаче на разъём питания (см. рис. 2, 5) напряжения 5 В возможна зарядка аккумулятора устройства или питание микроконтроллера.

Для фиксации даты и времени записи файлов на microSD-карту, в микроконтроллере настроены часы реального времени, которые питаются либо от основного источника тока, либо от батареи в соответствующем отсеке (см. рис. 2, 6).

Используя конечный вариант, представленный на рис. 2, удалось снизить толщину несущей конструкции до 29 мм с учётом дополнительного места для элемента питания, который будет размещён под платой, и Wi-Fi-модуля (см. рис. 2, 8).

ЛИТЕРАТУРА

1. Еськов Е.К. Акустическая сигнализация общественных насекомых. – М.: Наука, 1979. – 209 с.
2. Рыбочкин А.Ф. Контроль состояния пчелиных семей по частотному спектру / А.Ф. Рыбочкин, И.С. Захаров // Международный сборник. – Швейцария, Лозанна, 1995. – С. 58.
3. Пашенко А.К. Система автоматизации пасечного хозяйства // Матер. регион. науч.-практ. конф. «Наука и практика: проектная деятельность – от идеи до внедрения». – Томск: Изд-во ТУСУРа, 2018. – С. 365–358.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕПЛООВОГО РЕЖИМА ПОМЕЩЕНИЯ В НЕСТАЦИОНАРНЫХ УСЛОВИЯХ

А.И. Арзамасцев, магистрант;

А.С. Житникова, К.В. Петровский, студенты

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

г. Томск, ТУСУР, каф. ТОР, pugovkinav@ngs.ru

В наше время большое внимание уделяется тепловому режиму помещений. Для его поддержания используют различные методы: обогрев, вентиляцию, утепление помещений и др. В большинстве случаев стараются применять наиболее экономически выгодные методы. Но делается это напрямую без учета характеристик помещения: с помощью улучшения качества материалов или же более выгодно расположения устройств. Мы используем тепловые характеристики помещения для более выгодного управления тепловым режимом нашей лаборатории.

Ключевые слова: моделирование, тепловой режим, экспериментальные данные, теплоемкость помещения, математическая модель, коэффициент теплоотдачи, тепловая мощность.

Одним из главных условий лаборатории является комфортное нахождение в них человека, а также приемлемые условия для использования различного технического оборудования. Для нахождения тепловых характеристик помещения и более выгодного управления тепловым режимом была построена математическая модель

$$C_1 \frac{dT_1}{dt} P_{\text{вх}1} - G_{\text{внеш}} (T_1 - T_{\text{внеш}}) - G_{12} (T_1 - T_2);$$

$$C_2 \frac{dT_2}{dt} P_{\text{вх}2} - G_{\text{внеш}} (T_1 - T_2) - G_{\text{смеж}} (T_2 - T_{\text{смеж}});$$

$$P_{\text{вх}1} + P_{\text{вх}2} = P_{\text{вх}},$$

где C_1 – теплоемкость помещения; T_1 – температура воздуха в помещении, °С; $p_{\text{вх}1}$ – мощность, которую отопительный прибор отдает воздуху и мебели, [Вт]; $T_{\text{внеш}}$ – температура внешней среды, °С; $T_{\text{смеж}}$ – температура смежного помещения, °С; G_{12} – коэффициент теплоотдачи от воздуха в стены (сколько тепла уходит в стены), Вт/°С; $G_{\text{смеж}}$ – коэффициент теплоотдачи от стен в смежное помещение, Вт/°С; $G_{\text{внеш}}$ – коэффициент теплопередачи во внешнюю среду, Вт/°С; T_2 – температура внутренних ограждений, °С; C_2 – теплоемкость внутренних ограждений, Дж/°С; $P_{\text{вх}1}$ – мощность которую отопительный прибор отдает стенам, Вт; $P_{\text{вх}2}$ – мощность которую отопительный прибор отдает стенам, Вт; $P_{\text{вх}}$ – тепловая мощность, поступающая на отопительный прибор, Вт.

В 1-м уравнении прибыль тепловой энергии происходит за счет тепловой мощности, которую отопительный прибор отдает воздуху и мебели, а расход – за счет теплоотдачи во внешнюю среду и теплоотдачи от воздуха в стены.

Во 2-м уравнении прибыль тепловой энергии происходит за счет тепловой мощности, которую отопительный прибор отдает стенам, и за счет тепла от воздуха в стены, а расход – за счет теплоотдачи в соседнее помещение.

Данная модель работает со средними температурами воздуха помещения, стен и внешней среды. Для доказательства того, что модель работает правильно, были проведены моделирование и эксперимент.

Моделирование проводится с определенными параметрами для получения наиболее правдоподобного графика температур (рис. 1).

$G_{\text{вн}} = 25$; $G_{12} = 10$; $G_{\text{смеж}} = 50$; $P = 1000$; $P_1 = 0,6 \times P$; $P_2 = 0,4 \times P$;
 $C_1 = 54000$; $C_2 = 2,4 \times C_1$; $T_{1\text{нач}} = 21$; $T_{2\text{нач}} = 20$; $T_{\text{вн}} = 20$; $T_{\text{смеж}} = 21$.

Получим график

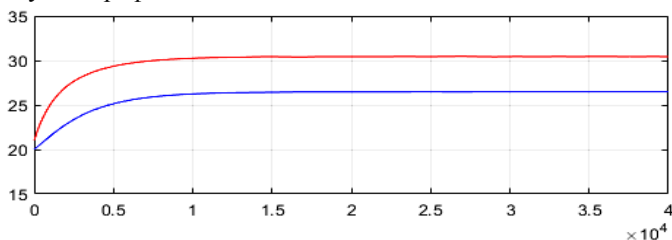


Рис. 1. Нагревание

Для охлаждения, где входная мощность равна 0 (рис. 2).

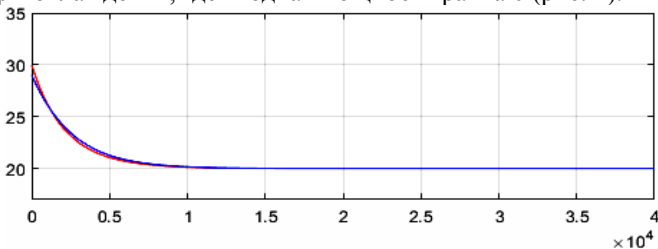


Рис. 2. Охлаждение

Как видно из графиков, температура воздуха изменяется быстрее, чем температура стен, и имеет более высокий режим насыщения.

Изменяя различные параметры, изучим их влияние на кривые температур.

Теплоемкости C_1 и C_2 одинаково влияют на графики температур воздуха и стен. Чем больше C , тем дольше устанавливается режим насыщения.

Для подтверждения математической модели был проведен эксперимент в помещении и получены реальные кривые нагрева и охлаждения (рис. 3).

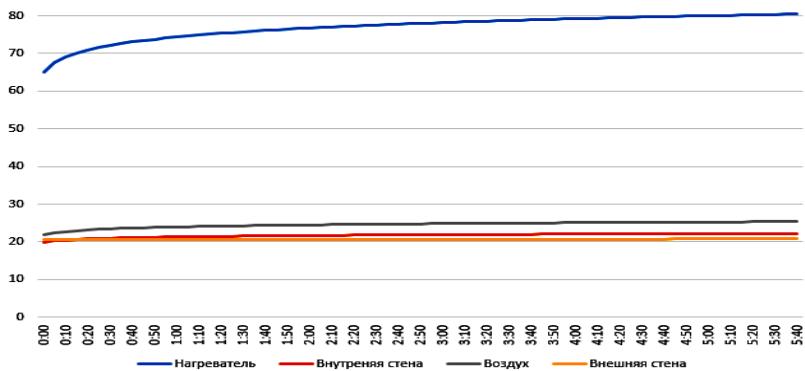


Рис. 3. Аппроксимированные кривые нагрева

Исходя из полученных данных в ходе моделирования и эксперимента, мы можем сказать, что математическая модель была составлена верно и с помощью этой модели мы можем высчитывать отдельные параметры, исходя из условий в помещении.

ЛИТЕРАТУРА

1. Пуговкин А.В., Муслимова Н.И., Купреков С.В. Автоматизация мониторинга и управления теплоснабжением зданий и помещений. – Томск: ТУСУР.

ПРОГРАММА МОДЕЛИРОВАНИЯ ЛЧМ-СИГНАЛОВ И ИХ ОБРАБОТКИ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫМИ И КОРРЕКТИРУЮЩИМИ УСТРОЙСТВАМИ

Р.М. Шарабудинов, магистрант каф. РТС, СКБ «Смена»

Научный руководитель Н.Д. Малютин, проф. каф. КУДР, д.т.н.

г. Томск, ТУСУР, ndm@main.tusur.ru

Приводится моделирование широкополосного сигнала с линейной частотной модуляцией с последующей обработкой частотно-селективными и корректирующими устройствами.

Ключевые слова: ЛЧМ-сигнал, моделирование, полосно-пропускающий фильтр, корректор группового времени запаздывания.

В современных радиолокационных системах в настоящее время большое распространение получили сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) несущей частоты. ЛЧМ-сигналы относятся к классу широкополосных сигналов, обеспечивающих высокую разрешающую способность по дальности без уменьшения длительности зондирующих импульсов [1]. Кроме этого, ЛЧМ-сигналы нашли применение в телекоммуникационных системах, в радиоизмерительной технике (измерители АЧХ, анализаторы спектра) [2].

Целью настоящей работы является описание программы для расчета и обработки ЛЧМ-сигналов в среде MathCad. В программе моделируется ЛЧМ-сигнал по заданным параметрам, рассчитывается прохождение ЛЧМ-сигнала через цепи, включающие частотно-селективные и корректирующие устройства. В качестве них используются полосно-пропускающий фильтр (ППФ) и корректор группового времени запаздывания (КГВЗ) [3].

Рассмотрим алгоритм обработки ЛЧМ-сигнала при прохождении его по структурной схеме, которая показана на рис. 1.



Рис. 1. Структурная схема цепи

Моделирование ЛЧМ-сигнала. С помощью программы математического моделирования MathCad был смоделирован ЛЧМ-сигнал по заданным параметрам [4]: $T_c = 60 \times 10^{-8}$ – длительность импульса; $\Delta f = 400 \times 10^6$ – полоса частот (девиация); $f_0 = 1310 \times 10^6$ – центральная частота, Гц.

Для скорости изменения частоты внутри импульса можно записать формулу для расчёта массива отсчётов ЛЧМ-радиоимпульса

$$\beta = 2\pi \times \frac{\Delta f}{T_c}, \quad U_j = a_j \times \cos \left[\left[2\pi \times \left(f_0 - \frac{\Delta f}{2} \right) \times t_j + \beta \times \frac{(t_j)^2}{2} \right] \right],$$

где a_j – амплитудный множитель.

После были построены временные зависимости, определились спектральные составляющие ЛЧМ-сигнала. Также была построена автокорреляционная функция (АКФ).

Обработка ЛЧМ-сигнала. Поставленные задачи на этапе обработки ЛЧМ-сигнала: 1) пропустить ЛЧМ-сигнал через полосно-пропускающий фильтр (ППФ); 2) пропустить ЛЧМ-сигнал через кор-

ректор ГВЗ; 3) пропустить ЛЧМ-сигнал через полосно-пропускающий фильтр (ППФ) и корректор ГВЗ. Оценивались результаты прохождения ЛЧМ-сигнала после пропускания через цепи, включающие частотно-селективные и корректирующие устройства.

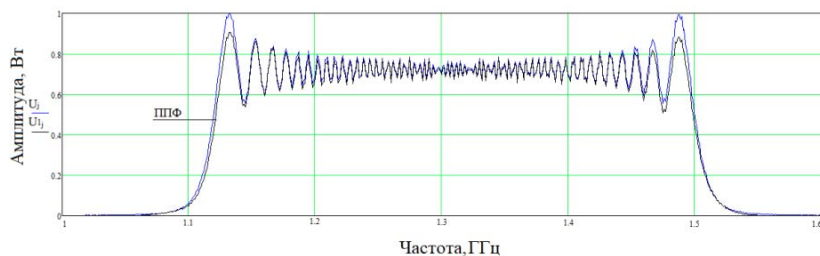


Рис. 2. Амплитудный спектр ЛЧМ-радиоимпульса после ППФ

Как видно из рис. 2, ППФ изменяет параметры амплитудного спектра ЛЧМ-радиоимпульса после пропускания. На рис. 4 проиллюстрирован амплитудный спектр ЛЧМ-радиоимпульса после пропускания корректора ГВЗ.

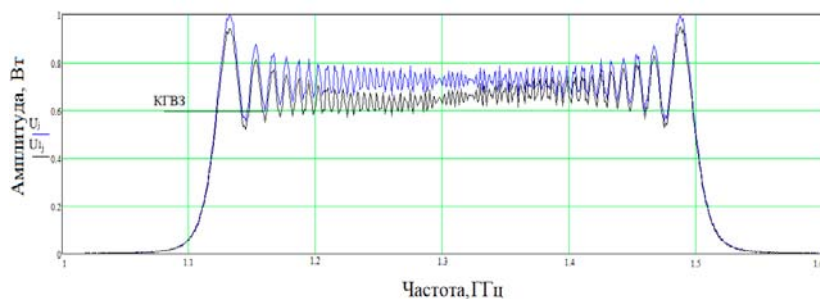


Рис. 3. Амплитудный спектр ЛЧМ-радиоимпульса после корректора ГВЗ

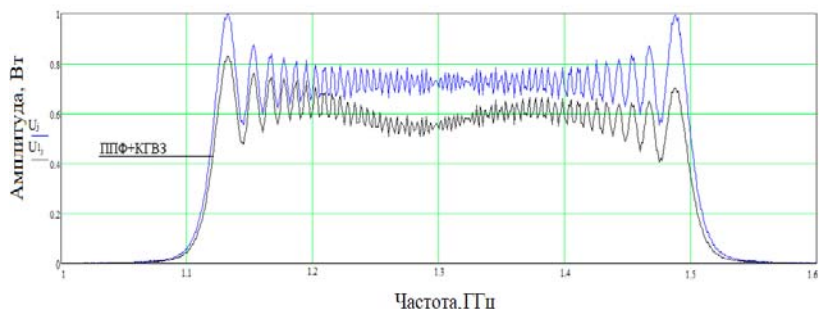


Рис. 4. Амплитудный спектр ЛЧМ-радиоимпульса после ППФ и корректора ГВЗ

На рис. 4 показан амплитудный спектр ЛЧМ-радиоимпульса после ППФ и корректора ГВЗ.

Заключение. В результате работы была разработана программа для расчета и обработки ЛЧМ-сигналов в среде MathCad с последующим прохождением ЛЧМ-сигнала через цепи, включающие частотно-селективные и корректирующие устройства.

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» ТУСУР.

Литература

1. Кочемасов В.Н., Белов Л.А., Оконешников В.С. Формирование сигнала с линейной частотной модуляцией. – М.: Радио связь, 1983. – 192 с.
2. Доматырко Д.Г. Моделирование ЛЧМ-сигналов и их достоинства перед другими сложными сигналами // Междунар. конф. – ВГТУ, 2013.
3. Malyutin N., Malyutina A., Fedorov V., Loschilov A., Sharabudinov R. Wave properties of the group delay correctors based on coupled strip-lines with different inphase and antiphase wave phase velocities // Journal of Electromagnetic Waves and Applications. – 2019. – Vol. 33, No. 3. – P. 367–381.
4. Антипов Р. Моделирование источников сложных сигналов // Современная электроника. – 2007. – № 9. – С. 46–49.

УДК 621.9.06

УСТАНОВКА КОНТРОЛЯ ТОРЦОВ ДЕТАЛЕЙ, ВЫПОЛНЕННЫХ ИЗ ПОРОШКОВЫХ МАТЕРИАЛОВ ПУТЕМ ПРЕССОВАНИЯ

Е.В. Соколы, студент

*Научный руководитель А.С. Верецагина, доцент
г. Новосибирск, НГТУ, tetekli@mail.ru*

В современном машиностроении для установления соответствия продукции заданным требованиям проводится технический контроль. В работе проведен обзор методов контроля внешнего вида и дефектов торцовых поверхностей деталей, выполненных из порошковых материалов путем прессования и спекания. На основе анализа достоинств и недостатков применения описанных методов осуществлен выбор наиболее рационального.

Ключевые слова: контроль деталей, визуальный способ, инструментальное измерение, установка.

Качество продукции любого предприятия является залогом его конкурентоспособности на рынке. Контроль качества необходимо осуществлять на всех этапах производства. Дефекты готовой продукции могут повлиять на работоспособность изделия или вызвать за-

труднения при сборке и монтаже всего оборудования, для которого оно предназначено.

В качестве контролируемых рассмотрим детали, выполненные из порошкового материала путем холодного прессования и спекания, высота которых варьируется от 9 до 12 мм, а диаметр – от 7,54 до 7,8 мм, представленные на рис. 1 [1].

Виды выявляемых отклонений: сколы, выкрашивания, отпечатки на торцевой поверхности с выходом и без выхода на цилиндрическую поверхность и с выходом или без выхода на осевое отверстие, площадь одного дефекта не менее 5 мм²; отсутствие центрального отверстия.

Контроль деталей может производиться визуальным способом или инструментальным измерением геометрических параметров.

Визуальный контроль является одним из наиболее простых и эффективных методов (рис. 2), он позволяет установить наличие или отсутствие поверхностных дефектов. Оператор находит дефекты путём визуального осмотра. Поэтому точность и достоверность метода зависят от квалификации, навыков и способностей лиц, определяющих их [2].



Рис. 1. Контролируемые детали



Рис. 2. Визуальный контроль деталей

Под инструментальным измерением подразумевается оборудование, при котором функции контроля, выполнявшиеся человеком, передаются приборам и автоматическим устройствам. В качестве измерительного оборудования рассмотрим «установку контроля торцов деталей» (рис. 3), разработанную в Конструкторско-технологическом институте научного приспособления Сибирского отделения Российской академии наук (КТИ НП СО РАН).

Установка является программно-управляемым комплексом и предназначена для автоматизированного контроля внешнего вида и дефектов торцовых поверхностей деталей.

Установка состоит из блока оптико-механического и стойки электронного оборудования, которые при эксплуатации подключаются в соответствии с электрической схемой.



Рис. 3. Установка контроля торцов деталей

Принцип действия установки основан на визуальном методе осмотра торцов деталей с помощью трёх высокоскоростных видеокамер и сравнении полученных изображений с изображениями, хранящимися в атласе допустимых отклонений, в автоматическом режиме.

Установка управляется специально разработанной программой, установленной в персональный компьютер, встроенный в стойку электронного оборудования.

Производительность установки 6 шт./с.

Для выбора оптимального метода был проведен анализ (таблица) визуального и инструментального методов. Эти методы имеют свои достоинства и недостатки.

Анализ методов контроля деталей

Визуальный метод	
<p>Достоинства:</p> <ol style="list-style-type: none"> 1. Простота контроля. 2. Низкая стоимость 	<p>Недостатки:</p> <ol style="list-style-type: none"> 1. Трудоемкость. 2. Занимает большое количество времени. 3. Субъективный фактор
Инструментальный метод	
<p>Достоинства:</p> <ol style="list-style-type: none"> 1. Высокая производительность. 2. Высокая точность. 3. Отсутствие человеческих факторов (усталость, переутомление) 	<p>Недостатки:</p> <ol style="list-style-type: none"> 1. Высокая стоимость оборудования

В настоящее время визуальный контроль деталей, выпускаемых на различных производствах, все в большей степени заменяется автоматизированным. Но наиболее точные датчики, камеры и приборы закупаются у производителей других стран, что увеличивает стоимость измерительных устройств и усложняет их адаптацию.

В результате обзора методов контроля торцовых поверхностей деталей, выполненных из порошковых материалов, наиболее предпочтительным является инструментальный метод контроля геометрических параметров с применением спроектированной КТИ НП СО РАН установкой. Оборудование позволит исключить брак и повысить производительность.

ЛИТЕРАТУРА

1. Промышленность Новосибирска [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://magspace.ru/blog/production/324291.html> (дата обращения: 07.02.2019).
2. Никитин В.А., Бойко С.В. Методы и средства измерений, испытаний и контроля: учеб. пособие – 2-е изд. перераб. и доп. – Оренбург ГОУ ОГУ, 2004. – 462 с.

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 621.382.3

ТЕХНОЛОГИЯ ПРОИЗВОДСТВА СИЛОВЫХ GaN-ТРАНЗИСТОРОВ И ХАРАКТЕРИЗАЦИЯ ИХ ПАРАМЕТРОВ

Д.П. Аргунов, аспирант каф. ФЭ
Научный руководитель П.Е. Троян, зав. каф. ФЭ, д.т.н.
г. Томск, ТУСУР, tre@tusur.ru

Кратко рассмотрены современные перспективы и ниши развития нитрид-галлиевой технологии в производстве силовых транзисторов и систем на их основе, а также рассмотрен один из методов характеризации транзисторов в динамическом режиме.

Ключевые слова: GaN-транзистор, импульсные измерения, динамическое сопротивление.

Мощные транзисторы на основе нитрида галлия являются перспективным направлением разработки, поскольку приборы, построенные на основе нитрида галлия, обладают более высокими пробивными напряжениями в закрытом состоянии и более низкими сопротивлениями канала в открытом состоянии по сравнению с транзисторами на основе арсенида галлия, что позволяет строить на их основе более мощные, компактные и эффективные приборы.

Известные мировые производители, такие как Toshiba, Nitrontex, Eudyna Cree, сообщают о ведении работ по созданию GaN-транзисторов С- (4–8 ГГц) и Х- (8–12,5 ГГц) диапазонов частот с выходной мощностью до 80 Вт в непрерывном и до 400 Вт в импульсном режимах [1].

Поскольку нитрид-галлиевые транзисторы позволяют повысить как рабочие мощности, так и энерго эффективность устройств и комплексов, их разработка и реализация чрезвычайно интересны для сфер как военной, так и гражданской радиосвязи, радиолокации, компактных и эффективных импульсных преобразователей энергии и т.д.

Возможности СВЧ-приборов напрямую связаны с электрофизическими параметрами применяемых полупроводниковых материалов. В С- и Х-диапазонах возможности приборов на кремнии и арсениде галлия в части мощных СВЧ-приборов и аналогово-цифровых схем практически исчерпаны. В этих диапазонах на первый план выходят приборы на нитриде галлия и кремнии-германии (рис. 1) [2].

Силовые транзисторы на GaN могут соперничать со своими конкурентами, только если они демонстрируют переключательные характеристики превосходящие конкурирующие технологии. Из-за эффектов захвата статическое сопротивление во включенном состоянии может увеличиваться при переключении устройства, что приводит к появлению динамического сопротивления во включенном состоянии.

Динамическое сопротивление в открытом состоянии можно извлечь из импульсных измерений выходных вольт-амперных характеристик при различных напряжениях смещения (рис. 2).

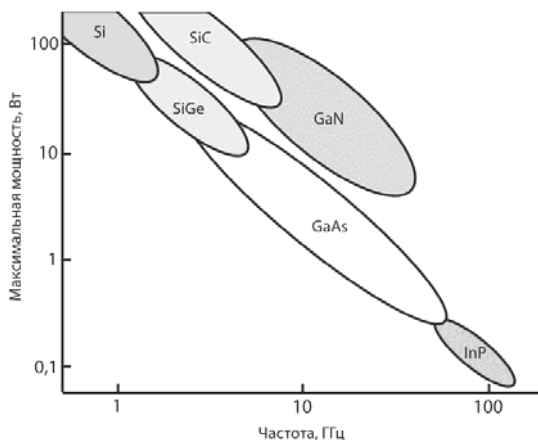


Рис. 1. Достижимые параметры выходной мощности транзисторов, изготовленных на различных полупроводниковых материалах, в зависимости от рабочей частоты [2]

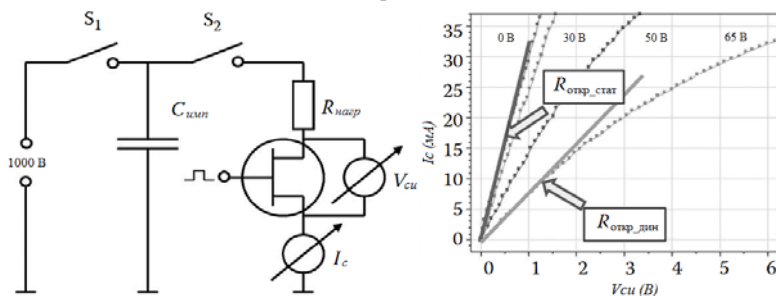


Рис. 2. Измерение динамического сопротивления в импульсном режиме [3]

Однако для характеристики устройств, имеющих малое динамическое сопротивление в открытом состоянии, данный метод может быть неточным, поскольку малое напряжение падения на транзисторе при открытии транзистора должно быть измерено при помощи высоковольтной конфигурации осциллографа. В этом случае для осуществления измерений можно воспользоваться достаточно эффективной цепью ограничения, предложенной В. Лу и др. [4].

Заключение. Исходя из рассмотренных современных перспектив развития и ниш применения нитрид-галлиевой технологии, в производстве силовых транзисторов и систем на их основе, необходимо отметить важность ведения разработок в данной области на отечественных предприятиях, поскольку своевременное освоение и внедрение данной технологии позволит поддерживать конкурентоспособность как отдельных предприятий, так и в целом отечественной микроэлектроники на мировой арене.

ЛИТЕРАТУРА

1. Васильев А.Г., Колковский Ю.В., Концевой Ю.А. СВЧ-приборы и устройства на широкозонных полупроводниках. – М.: Техносфера, 2011. – С. 10–18.
2. Кулиев М.В. Обзор современных GaN-транзисторов и направления развития // Электронная техника. – Сер. 2. Полупроводниковые приборы. – 2017. – Вып. 2 (245). – С. 18–28.
3. Medjdoub F. Gallium Nitride (GaN) Physics, Devices, and Technology / F. Medjdoub. – CRC Press, 2016. – 372 p.
4. Lu B. Extraction of dynamic on-resistance in GaN transistors: under soft- and hard-switching conditions / B. Lu et al. // IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS). – 2011.

УДК 666.1.037.97

ПЛАВЛЕНИЕ ПОРИСТЫХ ЧАСТИЦ ДИОКСИДА КРЕМНИЯ В ПЛАЗМЕННОЙ СТРУЕ

***В.В. Шеховцов¹, аспирант каф. ПМиМ; П.Е. Гафаров¹, студент;
В.А. Архипов², проф., д.ф.-м.н.***

*Научный руководитель О.Г. Волокитин¹, доцент каф. ПМиМ, д.т.н.
¹г. Томск, ТГАСУ; ²г. Томск, ТГУ, GreexRayne@gmail.com*

Представлены результаты математического моделирования динамики движения, нагрева и плавления пористых частиц кремнезема в электроплазменной установке в процессе получения полых микросфер. На основе имею-

щихся аналитических решений и численного решения уравнений движения и энергии частиц проанализированы закономерности эволюции параметров частиц в потоке плазмы при варьировании их диаметра в диапазоне $D = (250\text{--}350)$ мкм и объемной пористости в диапазоне $\Pi = (0\text{--}0,6)$.

Ключевые слова: полые микросферы, пористые частицы, кремнезем, низкотемпературная плазма, математическое моделирование.

Разработка технологий термической обработки различных по составу порошковых материалов с целью получения полых сферических частиц диаметром в десятки микрон является актуальной задачей в связи с широким спектром областей их применения в различных отраслях промышленности. В настоящее время интенсивно развиваются плазменные технологии получения полых керамических микросфер из порошков диоксида циркония [1, 2], диоксида кремния [3, 4] и других материалов, а также плазмохимическая технология (Spray pyrolysis) получения порошков оксидов металлов из раствора прекурсора [5].

В данной работе для получения пористых частиц в качестве сырья использовался кварцевый песок Туганского месторождения (Томская область), состоящий на (98–99)% из кремнезема (SiO_2). С помощью математической модели, описывающей процессы движения, нагрева, плавления и испарения частиц, проведены расчеты для частиц кремнезема диаметром $D = (250\text{--}350)$ мкм и объемной пористостью $\Pi = (0\text{--}0,6)$.

Проведенная серия расчетов показала, что пористость частицы существенно влияет на динамику плавления при ее движении в плазменном потоке. На рис. 1 представлены зависимости доли расплавленной массы частицы кремнезема от расстояния до выходного сечения сопла в потоке термической плазмы. Из графиков видно, что эти зависимости имеют четкое разделение для частиц с разной пористостью. Полное расплавление реализуется на расстоянии (15–70) мм для частиц диаметром 250 мкм при любом значении пористости и для пористых частиц диаметром 300 мкм. Для частиц диаметром 350 мкм оно реализуется только для значений объемной пористости $\Pi \geq 0,4$.

Полученные результаты расчетов по динамике движения и нагреву частиц кремнезема были проанализированы совместно с результатами, полученными в работе [2] для частиц SiO_2 . Анализ показал удовлетворительное согласование расчетных данных, из которых следует, что пористые частицы ускоряются и нагреваются более интенсивно, чем сплошные частицы того же диаметра.

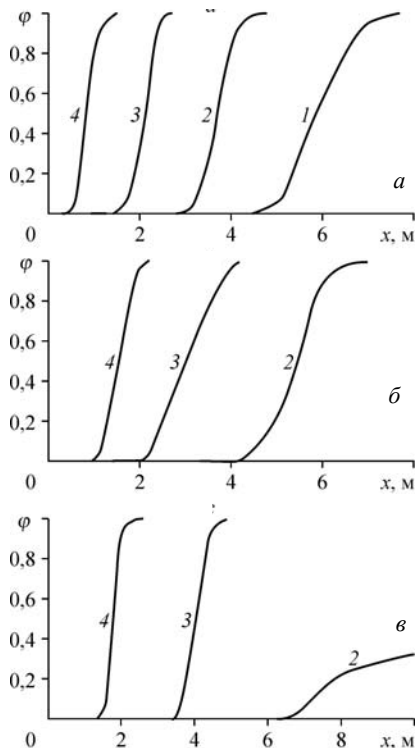


Рис. 1. Зависимость доли расплавленной массы от пройденного пути для частиц диаметром $D = 250$ (а); 300 (б); 350 (в) мкм; $\Pi = 0$ (1); 0,2 (2); 0,4 (3); 0,6 (4)

ЛИТЕРАТУРА

1. Гуляев И.П. Особенности получения и обработки полых частиц диоксида циркония в плазменных потоках // Вестник Югорского гос. ун-та. – 2009. – Т. 13, вып. 2. – С. 10–22.
2. Гуляев И.П., Солоненко О.П. Моделирование поведения полых частиц ZrO_2 в плазменной струе с учетом их термического расширения // Теплофизика и аэромеханика. – 2013. – Т. 20, № 6. – С. 789–802.
3. Шеховцов В.В., Власов В.А., Волокитин Г.Г., Волокитин О.Г. Использование низкотемпературной плазмы для получения зольных микросфер // Изв. вузов. Физика. – 2016. – Т. 59, № 9-3. – С. 305–308.
4. Власов В.А., Волокитин О.Г., Волокитин Г.Г., Скрипникова Н.К., Шеховцов В.В. Расчет процесса плавления частицы кварца в условиях низкотемпературной плазмы // Инж.-физ. журн. – 2016. – Т. 89, № 1. – С. 143–147.
5. Жуков А.С., Архипов В.А., Бондарчук С.С., Гольдин В.Д. Оценка морфологии частиц при плазмохимическом синтезе керамических порошков // Химическая физика. – 2013. – Т. 32, № 12. – С. 52–58.

ТОЛСТОПЛОЧНЫЕ РЕЗИСТОРЫ НА ПОДЛОЖКАХ ИЗ НИТРИДА АЛЮМИНИЯ

Ю.С. Гапонова, студентка каф. ФЭ;

В.А. Кириллов, нач. лаб.; В.П. Парначев, и.о. нач. лаб.

г. Томск, АО «НПЦ «Полюс», gaponova0707@mail.ru

Разработана технология получения толстопленочных резисторов на подложке из нитрида алюминия, изготовлены и исследованы макетные образцы, тест-плат, проведен фазовый анализ состава резистивных и проводниковых элементов методом рентгеноструктурного анализа.

Ключевые слова: нитрид алюминия, толстопленочная технология, температурный коэффициент сопротивления, удельное сопротивление.

В современной радиоэлектронной аппаратуре широко используются резисторы – пассивные электрорадиоизделия, изготовленные в том числе по толстопленочной технологии.

Толстопленочные резисторы должны обладать широким диапазоном и высокой точностью значений номиналов сопротивлений, временной и температурной стабильностью, обеспечивать рассеивание мощности. Среди требований к ним особенно важны высокая адгезия резистивных и проводниковых элементов к подложкам из нитрида алюминия [1], а также температурная стабильность резисторов, которая характеризуется температурным коэффициентом сопротивления (ТКС).

Исходя из этого, в АО «НПЦ «Полюс» разрабатывается технология получения толстопленочных резисторов на подложках из нитрида алюминия [1] с применением разработанных ООО «Элма-Пасты» новых специальных паст – резистивных на основе диоксида рутения [2] и проводниковых на основе серебра – палладия паст [3].

Технология изготовления резисторов включает в себя следующие операции.

А. Подготовка поверхности подложки. Сначала проводилась в ультразвуковой ванне промывка подложек в течение 5 мин в этиловом спирте, затем в течение 3 мин в ацетоне. Промытые подложки сушились в сушильном шкафу в течение 10 мин при температуре 100 °С. Затем проводился отжиг подложек по термопрофилю в конвейерной печи при температуре (700±10) °С в течение 1 ч.

Б. Получение проводниковых элементов и контактных площадок. На подложку наносилась через сетчатый трафарет и вжигалась проводниковая паста ПП-НА-15 в конвейерной печи по термопрофилю в течение 60 мин с последующей выдержкой при максимальной температуре 850 °С в течение 10–12 мин.

В. Получение резистивного элемента. На поверхность подложки нитрида алюминия и на контактные площадки наносились через сетчатый трафарет резистивные пасты марок Пру-НА-1, Пру-НА-10, Пру-НА-100, сушились в печи инфракрасного нагрева при температуре $(150 \pm 5)^\circ\text{C}$ в течение 10–15 мин. Далее пасты вжигались в конвейерной печи в течение 60 мин, при температуре $(630 \pm 10)^\circ\text{C}$ – в течение 10 мин. Полученные образцы тест-плат с резисторами представлены на рис. 1. Измерения ТКС производились на резисторах R1 и R2.

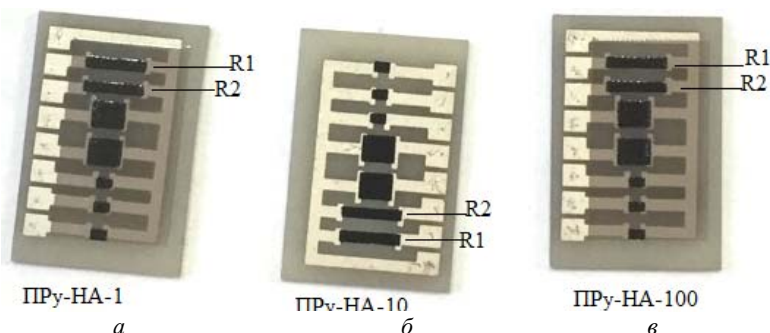


Рис. 1. Тест-платы с резисторами

Результаты измерений сопротивлений R и удельных сопротивлений ρ приведены в таблице. Удельное сопротивление определяется по формуле $\rho = R \cdot (b/l)$ Ом/□, где b и l – ширина и длина резистора соответственно.

Результаты измерения сопротивления резисторов

Резистор	Пру-НА-1		Пру-НА-10		Пру-НА-100	
	R , кОм	ρ , кОм/□	R , Ом	ρ , Ом/□	R , Ом	ρ , Ом/□
R1	5,86	0,71	90,7	11,33	564,9	70,61
R2	6,58	0,83	97,45	12,18	570,8	71,35

Разброс значений R и ρ определялся погрешностью размеров резисторов, в том числе их толщины, а также качеством перемешивания паст.

Проведен фазовый анализ состава резистивных и проводниковых слоев среднего образца (см. рис. 1, б) методом рентгеноструктурного анализа. Наблюдается дифракция на кристаллических структурах: гексагонального нитрида алюминия AlN, тетрагонального диоксида рутения RuO₂ с ванадием V и гранцентрированной кубической решетки (ГЦК) сплава Ag–Pd (рис. 2).

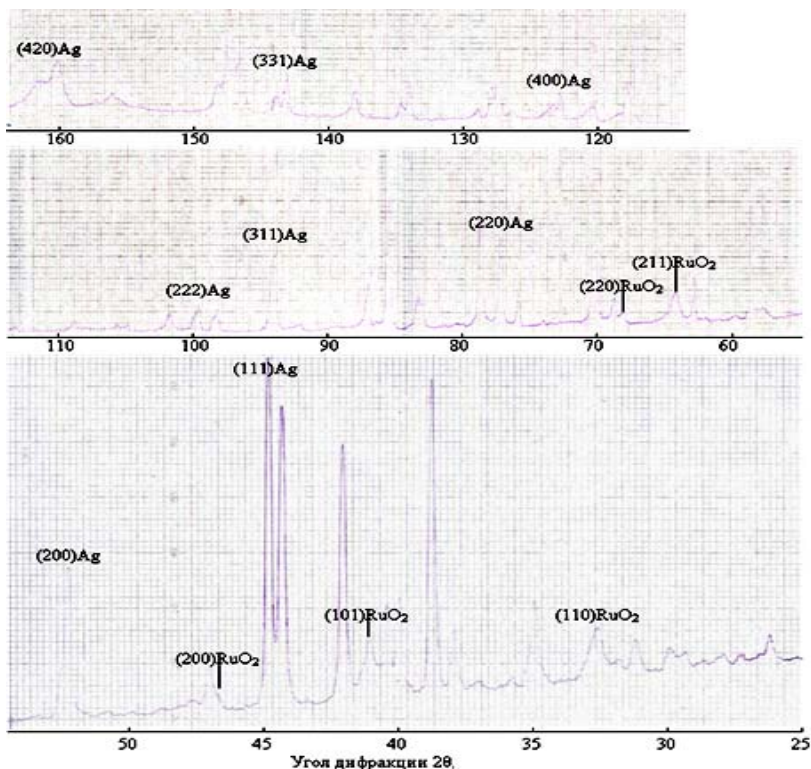


Рис. 2. Дифрактограмма поверхности подложки из нитрида алюминия с нанесенными на нее резисторами на основе оксида рутения и серебро-палладиевыми проводниковыми элементами

Известны периоды кристаллической решетки нелегированного диоксида рутения: $a = 0,44968$ нм, $c = 0,31049$ нм [4]. По межплоскостным расстояниям $d_{220} = 0,1599$ нм и $d_{211} = 0,1684$ нм на образце определены периоды a и c тетрагональной кристаллической решетки на основе диоксида рутения, близко совпадающей со справочными:

$$a = d_{220} \sqrt{8} = 0,4523 \text{ нм}; \quad c = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{d_{211}^2}\right) - \left(\frac{5}{a^2}\right)}} = 0,3041 \text{ нм}.$$

Известны периоды ГЦК-решеток серебра – $a = 0,40862$ нм и палладия – $a = 0,38902$ нм [5]. Период ГЦК-решетки сплава Ag–Pd, определенный по $d_{420} = 0,090812$ нм, равен $a = d_{420} \sqrt{20} = 0,40612$ нм.

Концентрационная зависимость периода ГЦК-решетки твердых растворов Ag–Pd подчиняется линейному закону Вегарда, что позволяет оценить содержание палладия в сплаве:

$$C_{Pd} = (a_{Ag} - a) / (a_{Ag} - a_{Pd}) = 12,75 \%$$

Подтверждено наличие диоксида рутения и сплавов серебра–палладия. Есть ванадий (2%), изменяющий параметр решетки RuO₂ и повышающий адгезию к нитриду алюминия.

В процессе вжигания резистивных паст состав их основных компонентов не изменился. Адгезия к керамике контактных площадок из проводниковой пасты ПП-НА-15 показала ее значение в два – три раза выше, чем указано в технических условиях. Фактические значения ТКС находятся в пределах значений, указанных в технических условиях в диапазоне температур от минус 40 до плюс 125 °С. Данная технология позволяет получить толстопленочные резисторы на подложках из нитрида алюминия с требуемыми параметрами.

ЛИТЕРАТУРА

1. Подложки алюминитридные. Технические условия ТУ 5961–189-30742093. – Н.: АО «НЭВЗ–Керамикс», 2018. – С. 3–4.
2. Пасты резистивные для нитрида алюминия. Технические условия ТУ ЭПО 035.026. 3. ООО «Элма–Пасты». – 2018. – С. 3 – 12.
3. Пасты проводниковые для нитрида алюминия. Технические условия ТУ ЭПО 035.025 3. ООО «Элма–Пасты». – 2018. – С. 3 – 10.
4. Горелик С.С., Расторгуев Л.Н. Рентгенографический и электронно-оптический анализ // Металлургия. – 1970. – С. 104–130.
5. Кристаллография [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.crystallography.com> (дата обращения: 14.02.2019).

УДК 537.528

МОДИФИЦИРОВАНИЕ ПОВЕРХНОСТИ ПОЛИУРЕТАНА НИЗКОТЕМПЕРАТУРНОЙ ПЛАЗМОЙ С ЖИДКИМИ ЭЛЕКТРОДАМИ

Р.Р. Марданов, студент; Г.Ш. Ахатова, магистр

Научный руководитель Р.Р. Каюмов, доцент каф. ТФ, к.т.н.

г. Казань, КНИТУ-КАИ им. А.Н. Туполева, rayaz-mardanov@mail.ru

Полимеры отличаются плохой смачиваемостью, низкой адгезией и поверхностной энергией, что мешает при нанесении покрытий, склеивании и вживлении биопротезов. Перспективным направлением решения этой проблемы является обработка низкотемпературной плазмой.

Ключевые слова: низкотемпературная плазма, модификация поверхности полимеров, жидкие электроды, электрические разряды, смачиваемость.

Рынок полимеров растёт каждый год, соответственно растёт и потребность в новых качествах их поверхностей. Это необходимо в упаковках, нанесении различных покрытий, медицине, склеивании. Нынешние методы модифицирования имеют свои недостатки, такие как использование агрессивных реагентов при химическом травлении, пробитие полимера у барьерного разряда и требование вакуума у тлеющего разряда.

Представленный метод работает при атмосферном давлении и не имеет вредных отходов. Полимер помещается в ванне на границе струя–электролит. Во время эксперимента между струйным электролитическим катодом и электролитическим анодом горит электрический разряд (рис. 1).

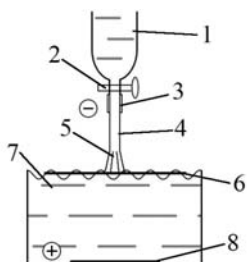


Рис. 1. Разрядная камера: 1 – разделительная воронка; 2 – кран; 3 – электрод-катод; 4 – электролитическая струя; 5 – область горения электрического разряда; 6 – полимер; 7 – электролитическая ванна; 8 – электрод-анод

Электрический разряд горит микроканалами в турбулентной части струи под действием разности потенциалов. При параметрах $U = 0,2\text{--}1,1$ кВ; $I = 0,05\text{--}1,5$ А; $l = 25\text{--}100$ мм; $G = 3,5$ г/с; диаметре струи $d = 3,5$ мм; концентрации NaCl 26% горит разряд на границе струя–электролит в форме усечённого конуса с полостью (рис. 2).



Рис. 2. Разряд между электродами при $U = 650$ В, $I = 0,6$ А

После обработки полимера электрическим разрядом его поверхностная энергия изменилась, вследствие чего полиуретан стал более гидрофильным. Лучшие результаты получились при $U = 650$ В, $I = 0,6$ А; угол смачивания Θ уменьшился с $58,9$ до 37° , за $t = 40$ с. Увеличение времени обработки далее является безрезультативным (рис. 3).

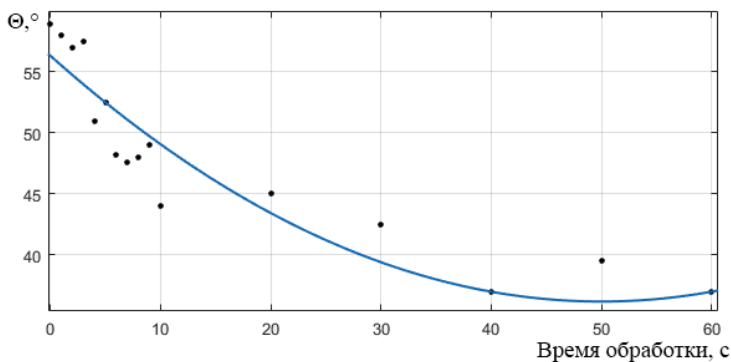


Рис. 3. График зависимости угла смачиваемости от времени обработки

При уменьшении мощности тока эффект от обработки резко снижается, при увеличении полимер начинает разрушаться.

Обработанный таким образом полиуретан лучше образует связи с красками, клеями и другими материалами. Это позволяет увеличить качество и снизить стоимость нанесения рисунков, надписей, логотипов на полимеры.

ЛИТЕРАТУРА

1. Галимзянов И.И., Гайсин Ал.Ф., Фахрутдинова И.Т. и др. Некоторые особенности развития электрического разряда между струйным анодом и жидким катодом // ТВТ. – 2018. – Т. 56, № 2. – С. 306–309.

2. Ходыревская Ю.И., Твердохлебов С.И., Кудрявцева Ю.А. Плазмохимическое модифицирование полимерных материалов, предназначенных для сердечно-сосудистой хирургии, с целью управления степенью смачиваемости // Известия ТПУ. – 2014. – №2 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://cyberleninka.ru/article/n/plazmohimicheskoe-modifitsirovanie-polimernyh-materialov-prednaznachennyh-dlya-serdechno-sosudistoy-hirurgii-s-tselyu-upravleniya> (дата обращения: 07.03.2019).

ОБРАБОТКА ПОВЕРХНОСТИ ТВЕРДОГО СПЛАВА МОЩНЫМ ИОННЫМ ПУЧКОМ

Д.С. Мунконов, магистрант каф. ФЭ ТУСУР;

В.А. Тарбоков, вед. инж. ИШНПТ, к.т.н.

г. Томск, ТПУ, munkonov1995@mail.ru

Представлены результаты исследования поверхности твердого сплава после облучения мощным ионным пучком с различной плотностью ионного тока. Представлены результаты измерений шероховатости и микротвердости поверхности при различных режимах радиационно-термической обработки.

Ключевые слова: шероховатость, мощные ионные пучки.

Применение упрочняющих технологий обработки режущего инструмента с целью увеличения его стойкости остается актуальной проблемой. Существуют различные методы упрочнения твердосплавного режущего инструмента, которые условно разделены на три группы: механическая обработка, нанесение покрытий и термическая обработка, причем термообработка проста в реализации и позволяет получать приемлемые результаты [1]. Для обеспечения стойкости упрочняющих покрытий, наносимых на твердосплавный инструмент, необходимо обеспечить эффективную очистку поверхности, создать оптимальный рельеф и обеспечить повышенную прочность поверхностного слоя. Изучению влияния обработки поверхности твердого сплава мощным ионным пучком (МИП) на параметры шероховатости и твердости посвящена данная работа.

Облучение твердых сплавов МИП. В качестве объектов исследования были выбраны режущие наплавляемые пластины из сплава ВК-8 (92% WC; 8% Co). Образцы предварительно полировались до шероховатости не хуже $R_a=0,1$ мкм, $R_z=0,6$ мкм. Облучение проводилось тремя импульсами ионного пучка с энергией 220 кэВ, длительностью импульса 100 нс и варьируемой плотностью тока МИП 70, 100, 150 А/см². После облучения часть образцов подвергалась термическому отжигу при температуре 450 °С.

Измерение параметров рельефа поверхности твердосплавной пластины, обработанной импульсным МИП. На рис. 1 представлены результаты измерения R_a и R_z после облучения. Где R_a – среднее арифметическое из абсолютных значений отклонений профиля в пределах базовой длины; R_z – сумма средних абсолютных значений высот пяти наибольших выступов профиля и глубин пяти наибольших впадин профиля в пределах базовой длины.

Из рис. 1 видно, что у твердосплавной пластины при режиме 100 А/см² происходит незначительное сглаживание рельефа, а при дальнейшем увеличении плотности тока до 150 А/см² наблюдается существенное увеличение значений R_a и R_z . Методом оптической микроскопии можно наблюдать явно выраженное оплавление поверхности твердого сплава в этом режиме и выделение капель кобальта на поверхности.

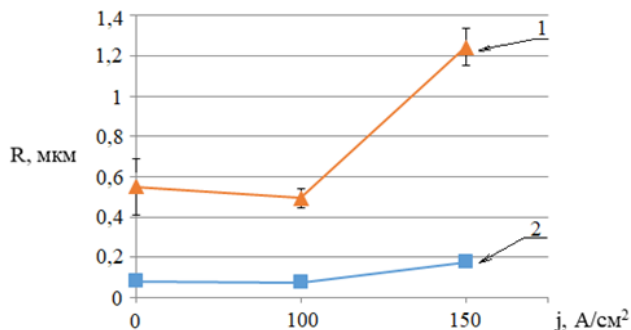


Рис. 1. График шероховатости пластины полированной стороны:
1 – значения R_a ; 2 – значения R_z

Измерение микротвердости. Микротвердость поверхности пластины после облучения незначительно уменьшается в диапазоне плотностей тока МИП до 100 А/см², далее наблюдается небольшое увеличение микротвердости (рис. 2), при этом ее значение остается несколько меньше первоначальной величины.

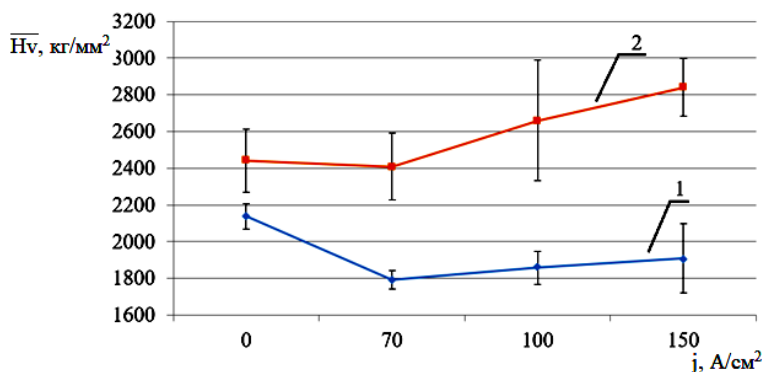


Рис. 2. Микротвердость поверхности сплава ВК-8, обработанной МИП:
1 – после облучения МИП; 2 – после облучения и отжига

Термический отжиг, проводимый после обработки МИП, приводит к увеличению микротвердости поверхностного слоя на 15–20% по

сравнению с необработанным сплавом и до 30% по сравнению с обработанным МИП. Механизм этого явления пока не совсем ясен, т.к. температура отжига недостаточна для прохождения фазовых превращений в материалах, из которых состоит твердый сплав. Изучение влияния отжига является продолжением данной работы.

Заключение. Облучение поверхности твердого сплава мощным ионным пучком в различных режимах приводит к изменению параметров рельефа его поверхности за счет частичного оплавления. Облучение МИП приводит к незначительному снижению твердости поверхности, при этом последующий термический отжиг позволяет существенно ее увеличить по сравнению с микротвердостью необработанных образцов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Арзамасов Б.Н., Сидорин И.И. Материаловедение. – М.: Машиностроение, 1986. – 384 с.
2. Погребняк А.Д., Ремнев Г.Е., Струц В.К. Воздействие импульсных ионных пучков на металлы и сплавы // Изв. вузов. – Томск, 1988. – 116 с.

ПОДСЕКЦИЯ 2.4

ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

*Председатель секции – Михальченко Г.Я.,
директор НИИ ПрЭ, д.т.н., проф.;*
зам. председателя – Семёнов В.Д., проф. каф. ПрЭ, к.т.н.

УДК 621.311.69

ИССЛЕДОВАНИЕ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ДВУНАПРАВЛЕННОГО ВАРИАНТА СХЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ВАЙНБЕРГА

Д.Б. Бородин, аспирант каф. ПрЭ

*Научный руководитель В.Д. Семенов, проф. каф. ПрЭ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, borodindanila@mail.ru*

Представлен анализ частотных характеристик двунаправленного преобразователя Вайнберга.

Ключевые слова: преобразователь Вайнберга, частотные характеристики, источник питания.

В статье [1] представлены схемы и имитационные модели двунаправленного варианта схемы Вайнберга. Следующим этапом исследования данного преобразователя является получение замкнутой системы автоматического регулирования. В статье [2] представлена передаточная функция силовой части преобразователя с выходом по току дросселя.

$$W_{Сч}(p) = \frac{U_{вх}}{R} \cdot \left(\frac{RC_{\Phi} p + 1}{4L_{\Phi} C_{\Phi} p^2 + \frac{4L_{\Phi}}{R} p + 1} \right). \quad (1)$$

Как видно из формулы (1), передаточная функция силовой части преобразователя Вайнберга представляет собой последовательно включенные звено второго порядка, форсирующее и безынерционное.

Передаточная функция силовой части (1) является объектом управления подчиненного контура, показанного на рис. 1. Подчиненный контур регулирования, в свою очередь, будет входить в главный контур регулирования системы стабилизации выходного напряжения на основе преобразователя Вайнберга.

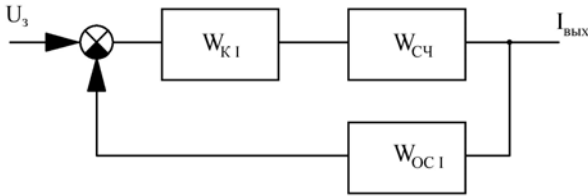


Рис. 1. Структурная схема САУ преобразователя Вайнберга

При синтезе корректирующих звеньев подчиненного контура системы автоматического регулирования по току были получены следующие передаточные функции звеньев:

$$W_{OC_I} = \frac{1}{28}, \quad W_{K_I} = \frac{2(19,89 \cdot 10^{-6} p + 1)}{1,592 \cdot 10^{-3} p + 1} \quad (2)$$

Звено обратной связи по току W_{OC_I} является пропорциональным звеном с выбранным коэффициентом усиления. Корректирующее звено W_{K_I} представляет собой инерционно форсирующее звено, численные значения коэффициентов указано в выражении для передаточной функции.

Для проверки передаточной функции силовой части (1) и подтверждения правильности выбора корректирующего звена была разработана имитационная модель преобразователя в среде MATLAB / Simulink, которая представлена на рис. 2.

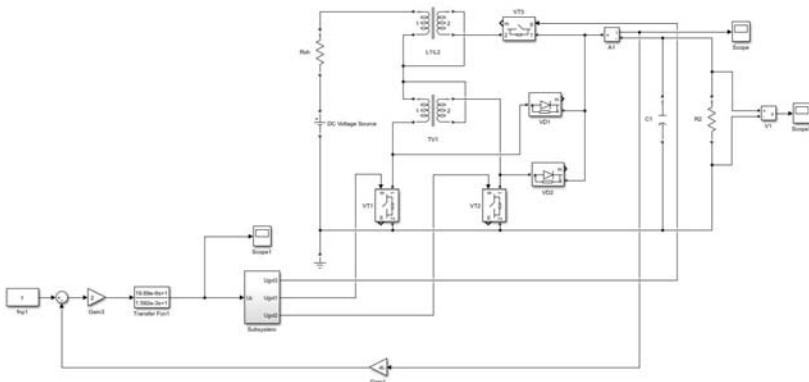


Рис. 2. Имитационная модель САУ в MATLAB/Simulink

Имитационная модель включает в себя силовую часть преобразователя Вайнберга с идентичными параметрами, которые входят в со-

отношение (1), звено обратной связи и корректирующее звено с параметрами, указанными в соотношениях (2). На имитационной модели, построенной в среде MATLAB/Simulink, были сняты ЛАЧХ и ЛФЧХ замкнутой САУ, показанные на рис. 3 пунктиром. На этом же рис. 3 приведены расчетные ЛАЧХ и ЛФЧХ замкнутой САУ, полученные в среде Mathcad по известной модели (см. рис. 1) и известным аналитическим соотношениям (2). Сравнение логарифмических амплитудных и фазовых частотных характеристик полученной модели с расчетными характеристиками позволит судить об адекватности рассматриваемых моделей.

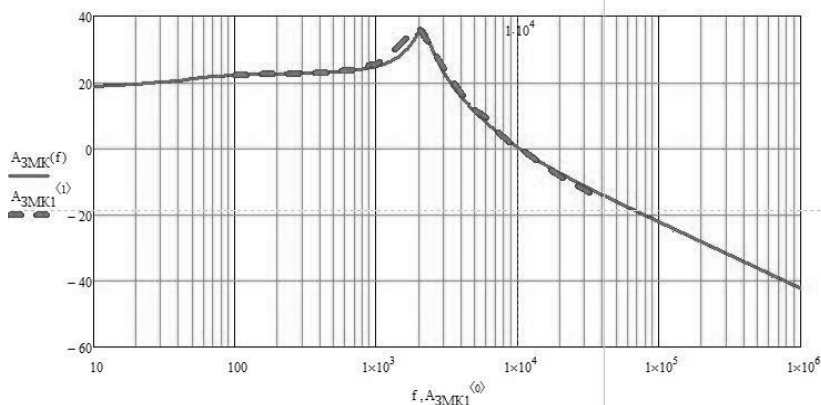


Рис. 3. ЛАЧХ САУ преобразователя Вайнберга расчётная (сплошная) и модели (пунктир)

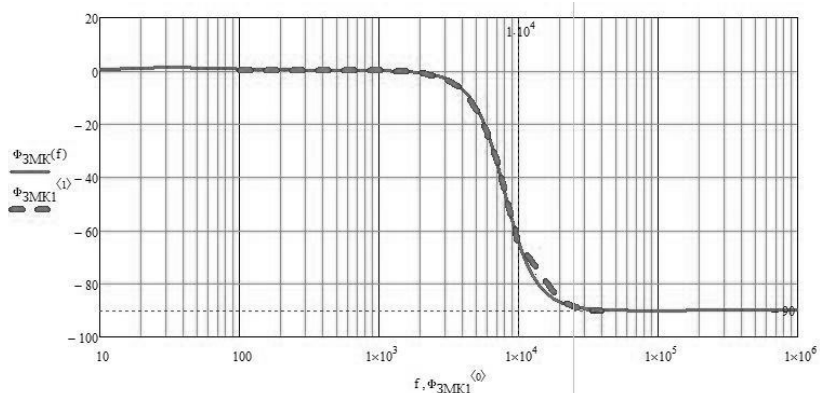


Рис. 4. ЛФЧХ САУ преобразователя Вайнберга расчётная (сплошная) и модели (пунктир)

Согласно рис. 3 и 4, ЛАЧХ и ЛФЧХ замкнутой имитационной модели преобразователя Вайнберга и расчётные ЛАЧХ и ЛФЧХ замкнутой САУ совпадают, что говорит об адекватности моделей в рассмотренной частотной области.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бородин Д.Б., Семёнов В.Д. Двухнаправленный преобразователь Вейнберга для зарядно-разрядного устройства системы электропитания космических аппаратов // Электронные средства и системы управления: матер. докл. XIII междунар. науч.-практ. конф. (29 ноября – 1 декабря 2017 г.): в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2017. – С. 204–207.

2. Maset E., Ferreres A., Ejea J.B. et al. 5kW Weinberg Converter for Battery Discharging in High-Power Communications Satellites / 2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference [Электронный ресурс]. – <https://ieeexplore.ieee.org/document/1581604>

УДК 621.311.69

СТАБИЛИЗИРОВАННЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ СВЕТОДИОДНЫХ СВЕТИЛЬНИКОВ

*Е.А. Чеботарев, студент; Д.Б. Бородин, электроник каф. ПрЭ
Научный руководитель В.Д. Семенов, проф. каф. ПрЭ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, chebotarev-egor@mail.ru*

Представлены результаты имитационного моделирования схемы стабилизированного источника питания с двойным накоплением заряда.

Ключевые слова: источники питания, светодиодные светильники, накопление заряда, корректор коэффициента мощности, нижний потенциал схемы.

На сегодняшний момент рынок источников питания для светодиодных светильников постоянно расширяется [1]. Одним из недостатков существующих источников являются увеличенные пульсации тока нагрузки. Для устранения этого были разработаны схемы источников питания с накоплением заряда [2], которые обладают уменьшенными пульсациями выходного тока.

На рис. 1 представлена схема источника тока с единичным накоплением заряда.

Отличительной особенностью данной схемы является то, что ток первичной обмотки протекает через резонансный контур, состоящий из конденсатора C_r и дросселя L_r , и входную цепь преобразователя. В данной схеме, переменный ток будет протекать через диоды D_{push} и D_{pull} в обход конденсатора C_{boost} (направления протекания тока указаны стрелками), заряжая конденсатор C_{ht} до значения потенциала, большего, чем значение потенциала C_{f2} .

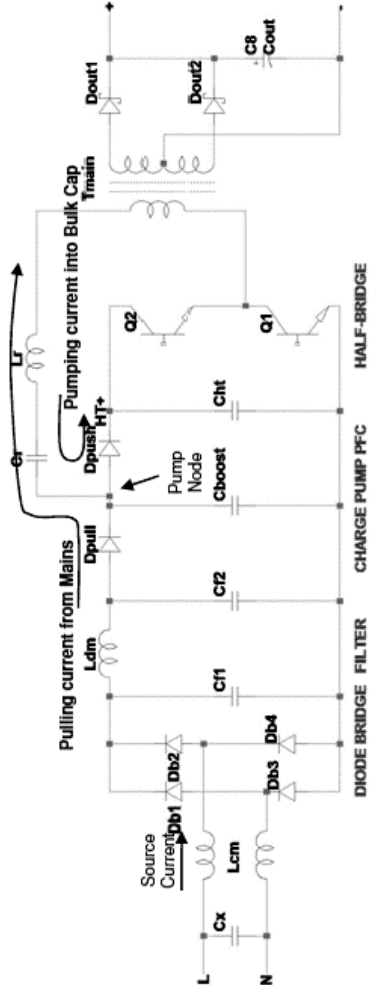


Рис. 1. Схема преобразователя с пассивным ККМ и накопителем заряда

Для данной схемы можно выделить два такта работы преобразователя:

1. Разряд конденсатора C_{ht} с передачей энергии на вторичную сторону преобразователя без потребления энергии из сети.
2. Протекание переменного сетевого тока через резонансный контур до момента заряда конденсатора C_{ht} с передачей энергии на вторичную сторону.

Конденсатор C_{boost} в данном случае является фильтром низких частот, задающим время нарастания выпрямленного напряжения. Таким образом, величина тока заряда зависит от частоты коммутации транзисторных ключей, величины ёмкости C_{boost} и разницы напряжений между конденсаторами C_{ht} и C_{f2} .

На рис. 2 представлена схема источника тока с двойным накоплением заряда относительно нижнего потенциала схемы [2].

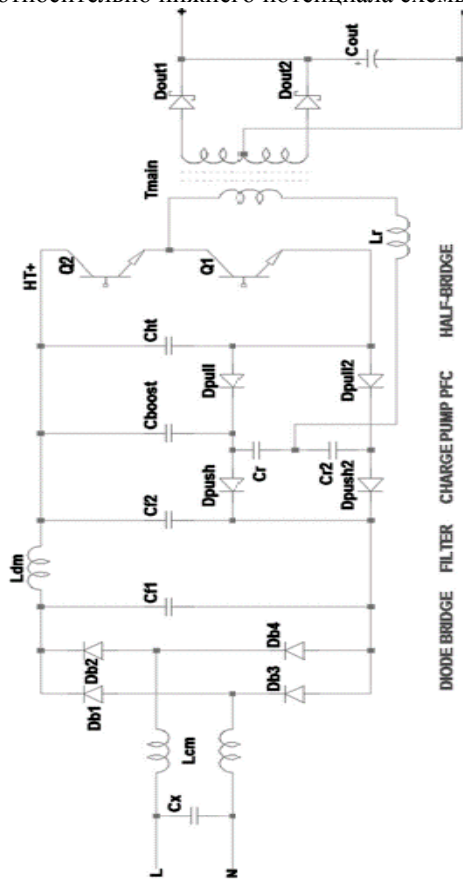


Рис. 2. Схема преобразователя с пассивным ККМ и двойным накоплением заряда относительно нижнего потенциала схемы

Приведенные схемы имеют некоторые характерные особенности [1].

1. Схема, представленная на рис. 1, имеет уменьшенные пульсации выходного тока, но имеет достаточно узкий диапазон работы при

изменениях входного напряжения и выходного сопротивления, что сокращает рабочий диапазон всего преобразователя [2].

2. Схема, представленная на рис. 2, лишена этих недостатков, однако имеет большое число элементов, что может отразиться на массогабаритных параметрах преобразователя.

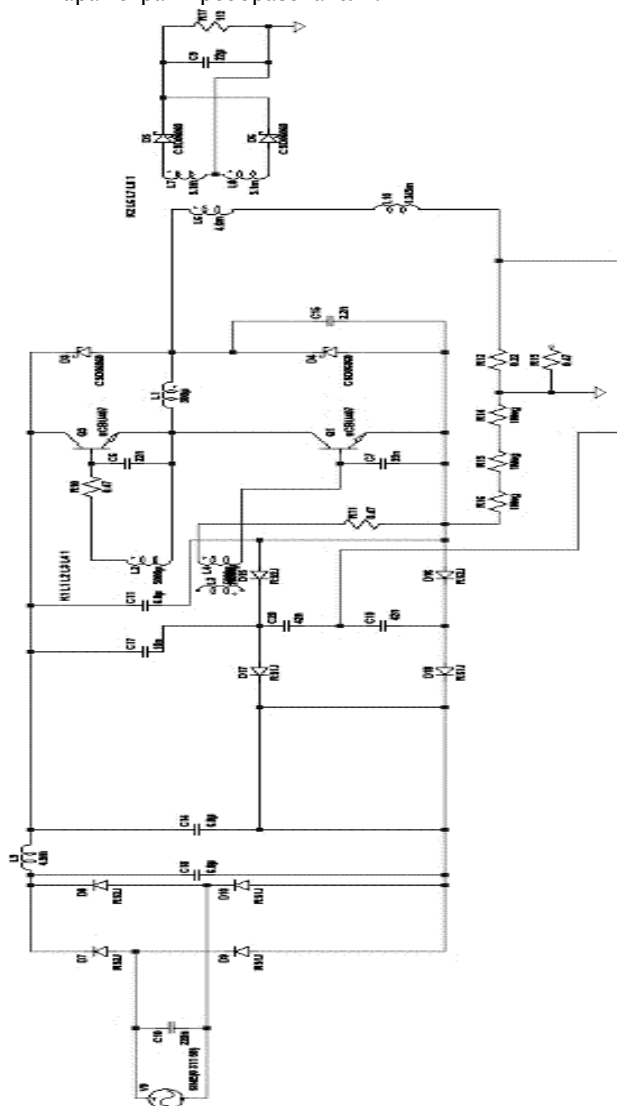


Рис. 3. Имитационная модель схемы

Для изучения особенностей схемы двойного накопления заряда в среде LTspiceIV была построена имитационная модель преобразователя с пассивным ККМ и двойным накоплением заряда относительно нижнего потенциала схемы.

При создании модели было реализовано токовое управление микросхемой RED2511 и организована схема управления биполярными транзисторными ключами, согласно технической документации на RED2511. На рис. 3 представлена имитационная модель данной схемы, на рис. 4–8 – результаты моделирования.

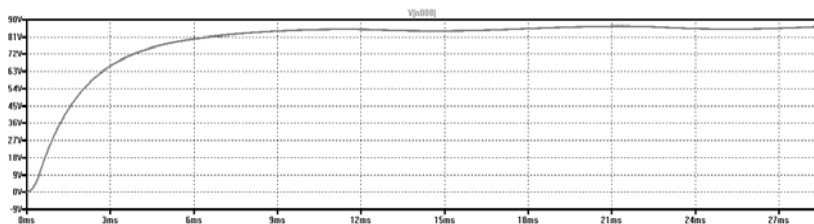


Рис. 4. Выходное напряжение схемы

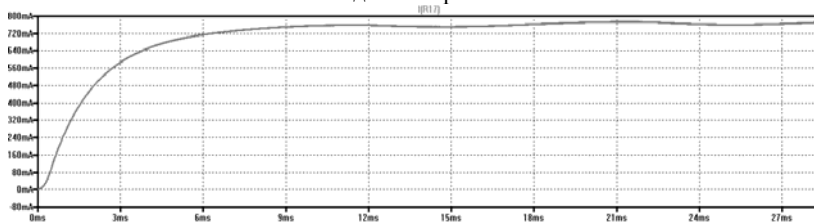


Рис. 5. Выходной ток схемы

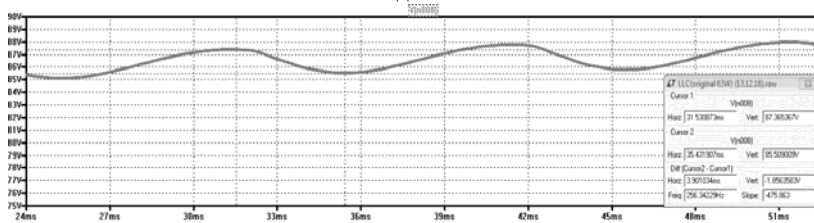


Рис. 6. Пульсации выходного напряжения

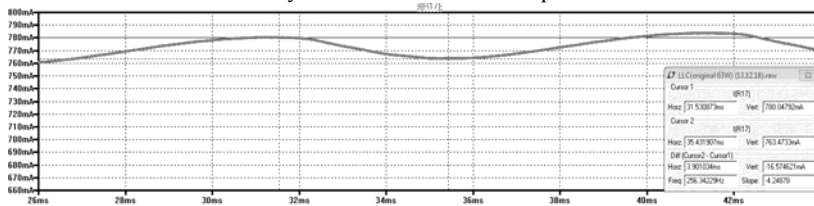


Рис. 7. Пульсации выходного тока

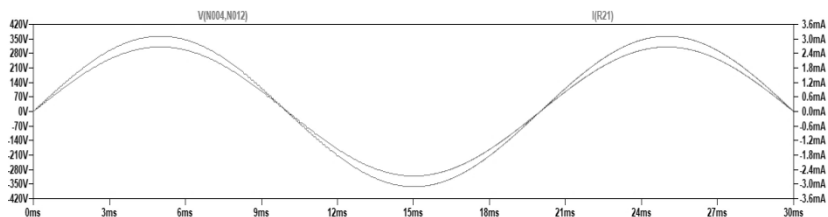


Рис. 8. Входное напряжение и ток

На основании проведенного имитационного моделирования были исследованы процессы в схеме двойного накопления заряда, выявлены уменьшенные пульсации выходного тока и минимальная форма искажения синусоидального сигнала выходного тока, что говорит об адекватности модели.

ЛИТЕРАТУРА

1. Qian J. Advanced Single-Stage Power Factor Correction Techniques // Dissertation submitted to the faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University in partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy in Electrical Engineering, 1997.

2. RediSem Passive PFC-LED Driver Design Guide. http://redisem.com/index_htm_files/AN2101%20RediSem%20Passive%20PFC%20design%20guide%20Rev03.pdf. (дата обращения: 26.12.2018).

УДК 621.37/.39+681.518 (063)

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ (DC/DC) В АВТОНОМНЫХ ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ УСТАНОВКАХ

Б.В. Дорошенко, аспирант каф. ПрЭ

Научный руководитель Н.С. Легостаев, проф. каф. ПрЭ, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, werdikt3@mail.ru

Рассматриваются типы преобразователей, встречающихся в фотоэлектрических установках. Проанализированы их недостатки и положительные качества.

Ключевые слова: фотоэлектрические установки, DC/DC-преобразователь, повышающий и понижающие, преобразователь с мягкой коммутацией.

В настоящее время в связи с использованием возобновляемых источников энергии широкомасштабное распространение получают системы генерирования электроэнергии, к которым относятся системы, у которых в качестве первичного источника питания выступают солнечные фотоэлектрические модули (СФМ).

Автономные фотоэлектрические энергетические установки в общем случае состоят из массива фотоэлектрических преобразователей

(ФЭП), аккумуляторных батарей (АБ), инвертора – преобразователя постоянного напряжения в переменное (если необходимо потребителю), и контроллера заряда-разряда аккумуляторных батарей (КЗАБ). Соединение данных элементов системы производится согласно структурной схеме АФЭУ, представленной на рис. 1.

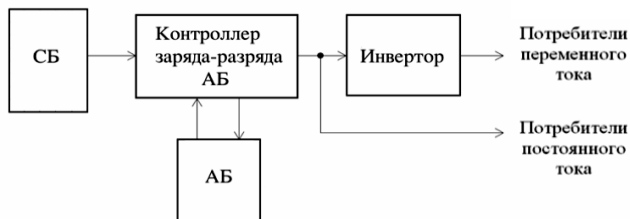


Рис. 1. Структурная схема автономной фотоэлектрической энергетической установки

В настоящее время существует несколько типов контроллеров: с широтно-импульсной модуляцией тока заряда (ШИМ) и контроллеры (с ШИМ) с функцией экстремального регулирования мощности СБ. Основным недостатком ШИМ контроллеров является то, что для заряда аккумуляторной батареи необходимо, чтобы напряжение СБ соответствовало напряжению АБ, иначе энергия фотоэлектрических преобразователей будет недоиспользоваться.

Полупроводниковые преобразователи, трансформирующие постоянное напряжение в постоянное (DC/DC), в солнечных фотоэлектрических модулях (СГФ) выполняют функции согласования по уровню напряжения между первичным источником питания и звеном накопления (аккумулятором). На сегодняшний день разработаны различные виды преобразователей из постоянного напряжения в постоянное. Ключевым направлением в развитии данных преобразователей в составе СГФ является направление микроинтегрированных преобразователей (Module Integrated Converters), т.е. когда DC/DC преобразователь интегрирован непосредственно в СФМ. Бестрансформаторные DC/DC-преобразователи имеют КПД более 95%, обладают коэффициентом усиления по напряжению порядка 20. Номинальная мощность таких преобразователей, как правило, не превышает 1 кВт [2, 3]. Одним из самых распространенных типов таких ПП является повышающий DC/DC-преобразователь (рис. 2).

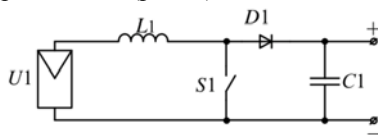


Рис. 2. Повышающий DC/DC-преобразователь

Для повышения коэффициента усиления могут применяться другие топологии, в частности, типы преобразователей со связанными дросселями. КПД может достигать 97%, а коэффициент усиления – до 8 (рис. 3). Недостатком таких схем является небольшой уровень мощности.

Также широкое применение находят преобразователи с мягкой коммутацией (рис. 4), величина КПД которых доходит до 96,2% [1, 3]. Недостатками таких схем являются усложнение конструкции, увеличение количества элементов, повышение требований к гальванической развязке на стороне драйверов, так как оба ключа работают относительно одного уровня напряжения.

Выбор топологии DC/DC-преобразователя зависит от технического задания и конкретных конструктивных ограничений, накладываемых условиями и режимами работы преобразователя. Использование бестрансформаторных схем позволит улучшить массогабаритные показатели за счет устранения трансформатора. С точки зрения габаритов минимальными массогабаритными показателями обладают интегрированные в СФМ-модуль DC/DC-преобразователи с применением электромагнитных элементов в планарном исполнении.

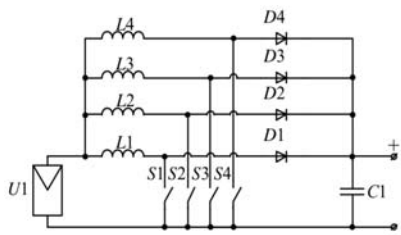


Рис. 3. Повышающий DC/DC-преобразователь.

Тип interleaved boost converter

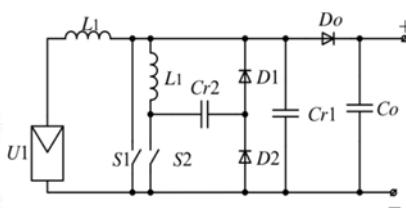


Рис. 4. DC/DC-преобразователь с мягкой коммутацией

ЛИТЕРАТУРА

1. Шиняков Ю.А., Шурыгин Ю.А., Осипов А.В. и др. Автоматизированная фотоэлектрическая установка с повышенной энергетической эффективностью // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2 (24), ч. 1. – С. 282–287.
2. Tomaszuk A., Krupa A. High efficiency high step-up DC/DC converters-a review // Academy of Sciences: Technical Sciences. – 2011. – Vol. 59, No. 4. – PP. 475–483.
3. Солнечный контроллер ProsolarSunStar MPPT [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.prosolar.ru/ru/component>, (дата обращения: 03.03.2019).

ДВУХКОНТУРНАЯ СИСТЕМА ПОДЧИНЕННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ В ПОВЫШАЮЩЕМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ

*И.Е. Гедзенко, студент; В.Д. Семёнов, проф. каф. ПрЭ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, svd@ie.tusur.ru*

Рассматривается настройка на технический оптимум двухконтурной системы подчиненного регулирования в повышающем преобразователе с применением системы Matlab.

Ключевые слова: Matlab Simulink, технический оптимум, корректирующее звено, импульсный преобразователь.

При разработке импульсных преобразователей предъявляются требования к их динамическим характеристикам. Требуемые характеристики достигаются за счёт введения в систему корректирующих звеньев. Для линейных систем хорошо изучены способы их определения [2], однако для нелинейных систем, к которым относятся импульсные преобразователи, подбор звеньев является затруднительным. В этом случае Matlab Simulink предоставляет большие возможности для синтеза корректирующих звеньев нелинейных систем.

Целью данной статьи является нахождение передаточных функций корректирующих звеньев с применением системы Matlab для настройки двухконтурной системы подчиненного регулирования на технический оптимум.

Имитационная модель повышающего преобразователя в программе Matlab Simulink приведена на рис. 1.

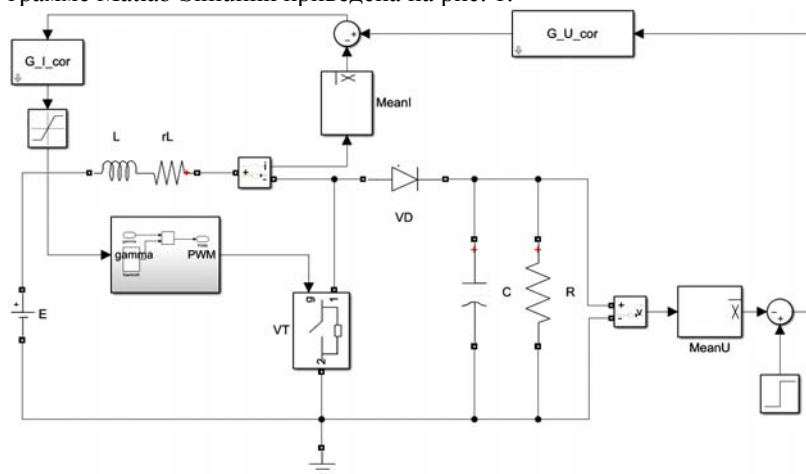


Рис. 1. Имитационная модель повышающего преобразователя с двухконтурной системой подчиненного регулирования

В модели на рис. 1 учитывается внутреннее сопротивление дросселя r_L , сопротивление открытого ключа TV и падение напряжения на открытом диоде VD, все остальные элементы приняты идеальными. С помощью блока Mean определяются среднее значение тока и напряжение. Найденные корректирующие звенья подключаются с помощью блоков LTI System.

Для начала необходимо определить передаточную функцию объекта регулирования. Здесь он рассматривается в виде «серого ящика», когда заранее известна структура математической модели объекта, но не известны ее параметры [2]. В программе Matlab имеется возможность идентификации таких объектов по данным во временной или частотной области, полученным при моделировании. Для исследования был выбран частотный способ идентификации, который заключается в снятии ЛАЧХ, ЛФЧХ, по которым определяется передаточная функция. В результате идентификации определено, что разомкнутый $W_{\text{рц}}(p)$ контур по току в выбранной рабочей точке описывается с точностью 79,3% последовательно соединенным колебательным и форсирующим звеном и соответственно имеет передаточную функцию вида

$$W_{\text{рц}}(p) = k \frac{\tau p + 1}{T^2 p^2 + 2\xi T p + 1}. \quad (1)$$

Указанная ограниченная точность 79,3% свидетельствует о том, что из «точного» описания объекта исключены некоторые динамические звенья с малыми постоянными времени, которые в литературе [2, 3] называют некомпенсируемыми постоянными времени T_{μ} . Соответственно для их приближенного учёта [3] передаточную функцию (1) нужно разделить на $(T_{\mu} p + 1)$, что дает $W'_{\text{рц}}(p) = W_{\text{рц}}(p) / (T_{\mu} p + 1)$. Причем система считается [2] настроенной на технический оптимум, если её разомкнутая передаточная функция имеет вид

$$W_{\text{ГО}} = \frac{1}{2T_{\mu} p (T_{\mu} p + 1)}. \quad (2)$$

Настройка системы, показанной на рис. 1, заключается в приведении передаточной функции разомкнутой цепи контура тока, а затем контура напряжения с замкнутым контуром по току к уравнению (2) за счёт введения корректирующих звеньев.

С учетом сказанного, передаточная функция корректирующего звена $W_{\text{пер}}(p)$ для каждого из контуров рассчитывается по уравнению (3):

$$W_{\text{пер}}(p) = \frac{1}{W'_{\text{рц}}(p) \cdot 2T_{\mu} p (T_{\mu} p + 1)}. \quad (3)$$

В соответствии с уравнением (3) корректирующее звено для подчиненного контура представляет собой ПИД-регулятор, последовательно соединенный с инерционным звеном:

$$W_{\text{пер}}(p) = k_0 \cdot \frac{1}{p} \cdot \frac{T^2 p^2 + 2\xi T p + 1}{(\tau p + 1)} = (K_{\text{П}} + \frac{K_{\text{И}}}{p} + K_{\text{Д}} p) \cdot \frac{1}{\tau p + 1},$$

где $k_0 = \frac{1}{2kT_{\mu}}$, $K_{\text{П}} = 2\xi k_0 T$, $K_{\text{И}} = k_0$, $K_{\text{Д}} = k_0 T^2$.

Аналогичным образом получены корректирующие звенья для контура по напряжению. При варьировании T_{μ} изменялись время переходного процесса и перерегулирование, причем каждый из контуров настраивался на технический оптимум. Выявлено, что для устойчивой работы необходимо, чтобы $T_{\mu I} < T_{\mu U}$.

На рис. 2 показан график переходного процесса напряжения и управляющего воздействия. Перерегулирование при этом составляет 4,7%.

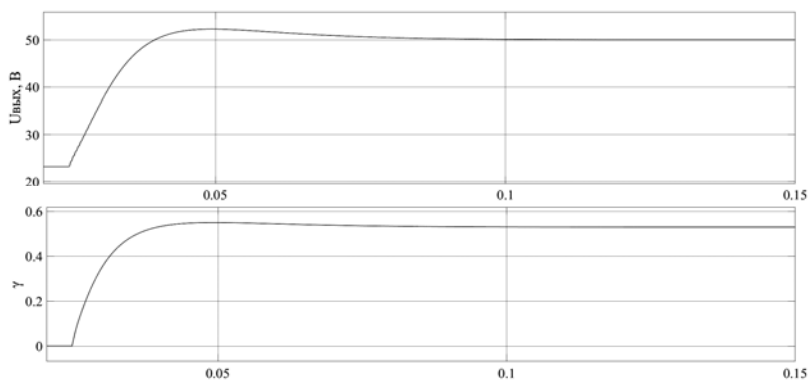


Рис. 2. График переходного процесса выходного напряжения

Заключение. Matlab предоставляет большие возможности для настройки импульсных преобразователей на требуемые динамические характеристики.

ЛИТЕРАТУРА

1. Определения и задачи идентификации математических моделей [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://drive.ispu.ru/elib/lebedev/21.html> (дата обращения: 02.02.2019).
2. Коновалов Б.И., Лебедев Ю.М. Теория автоматического управления: учеб.-метод. пособие. – Томск: МЦДО, ТУСУР, 2010. – 162 с.
3. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями / О.В. Слежановский, Л.Х. Дацковский, И.С. Кузнецов и др. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 256 с.

СПОСОБЫ УПРАВЛЕНИЯ МОСТОВЫМ РЕЗОНАНСНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ

И.А. Чернецкий, М.С. Гулмамадов, студенты;

П.А. Стрельников, аспирант каф. ПрЭ

*Научный руководитель В.Д. Семенов, проф. каф. ПрЭ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, darkblackstudent@gmail.com*

Рассмотрены способы управления мостовым резонансным преобразователем при помощи ШИМ.

Ключевые слова: широтно-импульсная модуляция, мостовой резонансный преобразователь, резонансный контур.

Широтно-импульсная модуляция (ШИМ) – способ управления передачей мощности в нагрузку, заключающийся в изменении длительности импульсов при постоянной частоте их следования [1].

Рассмотрим два способа управления при помощи ШИМ на примере мостового резонансного преобразователя на рис. 1.

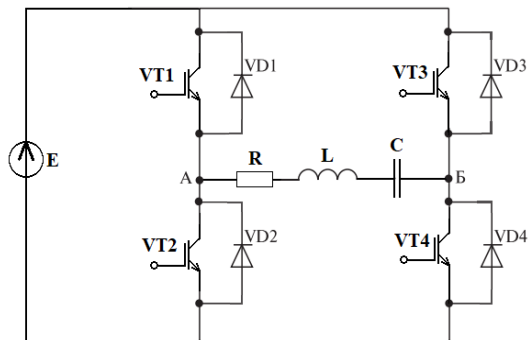


Рис. 1. Мостовой преобразователь, нагруженный на RLC-контур

Особенности первого способа управления мостовым резонансным преобразователем представлены на рис. 2 во временных диаграммах тока и напряжения в нагрузке, а также сигналах управления транзисторами.

На интервале времени t_1 – t_2 открыты транзисторы VT1 и VT4, через резонансный контур протекает синусоидальный ток по контуру E –VT1–RLC–VT4– E , к нагрузке прикладывается напряжение питания прямой полярности. На этом интервале происходит передача энергии от источника в нагрузку. В момент времени t_2 оба транзистора выключаются, дроссель в нагрузке не позволяет току мгновенно прерваться, и ток продолжает протекать в том же направлении по контуру

$E-VD2-RLC-VD3-E$, к нагрузке на интервале времени $t2-t3$ прикладывается напряжение питания обратной полярности. Момент выключения транзисторов должен производиться при протекающем токе, много меньшем амплитудного, для уменьшения потерь на выключение.

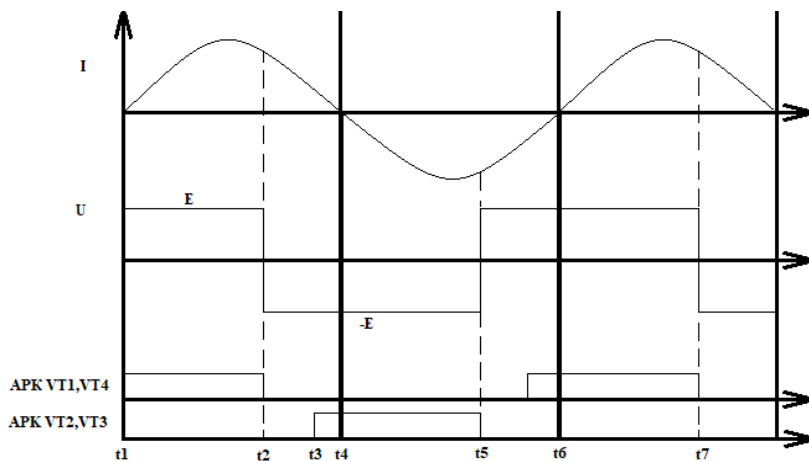


Рис. 2. Временные диаграммы

В момент времени $t3$ включаются транзисторы VT2 и VT3. Особенность при включении транзисторов заключается в том, что включение в любой момент времени на интервале времени $t2-t4$ происходит при нулевом напряжении на транзисторах. На интервале времени $t2-t4$ происходит передача накопленной энергии обратно в источник. При таком способе управления выходное напряжение представляет собой меандр.

Во втором способе транзисторы VT1 и VT2 включают по половине периода, а транзисторы VT4 и VT3 являются регулируемыми и управляются отдельно, при помощи изменения времени их включенного состояния получают прямоугольные импульсы напряжения необходимой длительности в нагрузку. При таком способе управления предотвращается передача энергии из нагрузки в источник. Форма выходного напряжения представлена на рис. 3 с соответствующими сигналами управления.

Напряжение в диагонали моста представляет собой последовательность прямоугольных импульсов, что подразумевает присутствие высших гармоник напряжения. Резонансный контур, в свою очередь, имеет АЧХ с выраженным максимумом. Этот максимум соответствует резонансной частоте. По мере увеличения частоты модуль адмиттанса и, следовательно, колебательный ток контура снижаются. Выс-

шие гармонические составляющие напряжения фильтруются резонансным контуром, и передача мощности осуществляется преимущественно на основной гармонике напряжения.

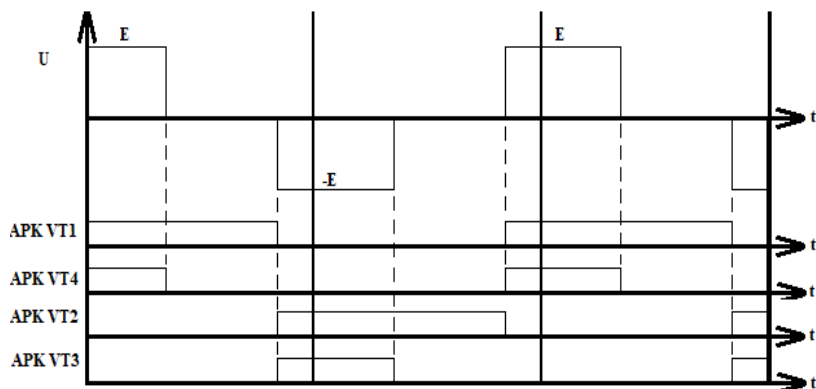


Рис. 3. Временные диаграммы управления с использованием задержек

Разложив напряжение на рис. 3 в ряд Фурье, была получена формула для расчета фазового сдвига основной гармоники напряжения относительно фронта напряжения φ , в зависимости от относительной длительности импульса, γ :

$$\operatorname{tg} \varphi = \sin(\pi \cdot \gamma) / (1 - \cos(\pi \cdot \gamma)).$$

Закключение. Изменение относительной длительности импульса в мостовом резонансном преобразователе приводит к автоматическому изменению частоты преобразования, поскольку включение ключей инвертора, для обеспечения мягкой коммутации должно производиться перед прохождением тока через ноль. В связи с этим блок системы управления, отвечающий за фазовую стабилизацию между током и напряжением в диагонали инвертора, должен обладать значительно большей скоростью, чем блок системы управления, отвечающий за изменение относительной длительности импульса.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кобзев А.В., Михальченко Г.Я., Дякин А.С., Семенов В.Д. Импульсно-модуляционные системы: учеб. пособие. – 2-е изд., испр. и доп. – Томск: ТУСУР, 2015. – 193 с.

ПРОБЛЕМЫ ПОДГОТОВКИ КАДРОВ МЕТРОЛОГОВ

А.Е. Гындунов, студент каф. УИ

Научный руководитель В.К. Жуков, доцент каф. УИ, к.пед.н.

г. Томск, ТУСУР, goodwinasd@gmail.com

Обобщены основные выводы о двух актуальных проблемах в метрологии, а также способы их устранения.

Ключевые слова: метрология, кадры, проблема, единство измерений.

Недостаток квалифицированных кадров в области обеспечения единства измерений является существенной проблемой метрологии.

Начиная с последнего десятилетия прошлого столетия не происходит качественного роста уровня профессиональной подготовки специалистов в области обеспечения единства измерений. Одновременно уменьшается число квалифицированных специалистов-метрологов.

Это касается специалистов всех уровней – от техников до профессорско-преподавательского состава. В 90-е гг. в связи с изменением приоритетов в профессиональной деятельности резко уменьшилось число молодежи, желающей получить квалификацию метролога и работать в научной и практической метрологии.

Немало потеряно кадров в связи с естественным выбытием, в то время как замены им по уровню квалификации не находится. В настоящее время во всех структурах экономики насчитывается, по экспертным оценкам, приблизительно 120–200 тыс. метрологов, в том числе в системе Ростехрегулирования (в метрологических институтах, центрах метрологии, в надзорных органах) около 7000 человек, что составляет ≈ 5 –6%. Ежегодно обучается метрологическим специальностям в 4–5 раз меньше специалистов, чем это требуется экономике.

Таким образом, кадровый вопрос при выполнении работ по обеспечению единства измерений в России в настоящее время остается крайне важным. Данная проблема заключается в уменьшении количества поверяемых средств измерений, что в значительной степени связано с устареванием поверочной базы ЦСМ. Как показали результаты целевых проверок, выполненных Ростехрегулированием за последние 3 года, аналогичная, а часто и еще более худшая ситуация с поверкой наблюдается в таких социально значимых сферах, как здравоохранение, экология, связь, транспорт (авиация). Чрезвычайно важным для экономики страны в настоящее время является развитие поверочной деятельности в целях сбережения энергоресурсов всех видов – нефти, нефтепродуктов, газа, леса, электроэнергии и др.

Метрологическая деятельность будет развиваться по следующим направлениям:

1. Государственная система обеспечения единства измерений (ГСИ) из системы нормативных и методических документов в государственную систему управления деятельностью по обеспечению единства измерений.

2. Совершенствование ГМС. Намечается провести реформирование государственного метрологического надзора с уровня надзора за отдельными элементами измерительного процесса (средства и методы измерений, операторы и т.д.) до более высокого уровня – надзора за аккредитованными МС.

3. Предстоит совершенствование стандартов на методы контроля и испытаний, которые не соответствуют требованию обеспечения единства измерений, поскольку в них не приводится погрешность измерений.

4. Создание и деятельность системы аккредитации измерительных лабораторий.

5. Углубление международного сотрудничества в области метрологии. При осуществлении международного сотрудничества преследуются следующие основные цели: изучение передового зарубежного и международного опыта и его использование в отечественной метрологической деятельности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сергеев А.Г. Метрология, стандартизация и сертификация: учеб. пособие / А.Г. Сергеев, М.В. Латышев, В.В. Терегеря. – М.: Логос, 2003. – 536 с.

2. Лосятинский В.А. Справочное пособие для метролога предприятия: учеб. – М.: Изд-во стандартов, 1972. – 280 с.

3. Любимов Л.И., Форсилова И.Д. Проверка средств электрических измерений: справочная книга / под ред. Т.Б. Рождественской. – Л.: Энергия. Ленингр. отд., 1979. – 192 с.

4. Федеральный закон от 26 июня 2008 г. № 102-ФЗ «Об обеспечении единства измерений».

5. Приказ Минпромторга РФ от 17.06.2009 № 529 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://normativ.kontur.ru/document?moduleId=1&documentId=153224> (дата обращения: 12.10.2018).

КОРРЕКТОР КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ СО СТАБИЛИЗАЦИЕЙ ПО НАПРЯЖЕНИЮ

М.А. Кажмаганбетова, К.И. Хан, студенты

Научный руководитель В.Д. Семенов, проф. каф. ПрЭ, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, malikauku@gmail.com

Описано использование корректора коэффициента мощности в модуле силового питания комплекса локальной гипертермии с функцией стабилизатора напряжения. Также приведены результаты моделирования корректора мощности.

Ключевые слова: корректор коэффициента мощности, моделирование, комплекс локальной гипертермии, стабилизация напряжения.

Комплекс локальной гипертермии представляет собой электронный медицинский прибор, который осуществляет нагрев раковых клеток посредством введения игольчатых нагревателей в отдельные органы или части органа. В основе гипертермии стоит нагрев пораженного участка тела до температуры 44–45 °С, при которой пораженные клетки погибают. Комплекс состоит из семи модулей стабилизации температуры, модуля ультразвукового введения, модуля силового питания, модуля управления устройством [1].

Корректор коэффициента мощности со стабилизацией по напряжению необходим для того, чтобы привести форму потребляемого тока к форме кривой напряжения питающей сети и стабилизировать напряжение нагрузки.

Имитационная модель корректора мощности без стабилизации напряжения приведена в работе [2]. Основное отличие корректора коэффициента мощности приведенного в предыдущей работе, от ККМ со стабилизацией напряжения в схеме управления (рис. 1).

Корректор мощности со стабилизацией напряжения также строится на основе повышающего преобразователя. Напряжение с источника выпрямляется с помощью диодного моста. Выпрямленное напряжение снимается датчиком напряжения и делится на амплитуду входного напряжения. Таким образом, на выходе делителя получаем форму выпрямленного сигнала.

Задаем константу опорного напряжения, относительно которого будет стабилизироваться выходное напряжение. Затем вычитаем из заданного напряжения выходное напряжение и на выходе получаем сигнал ошибки, который подаем на регулятор. В данной схеме использовался ПИ-регулятор, т.к. коэффициенты регулятора сложно вычислить, задаем их методом подбора, в данном случае коэффициент

пропорционального звена равен $1e-3$, интегрального – 1. Затем полученный сигнал с регулятора умножается с полученным ранее сигналом формы выпрямленного напряжения.

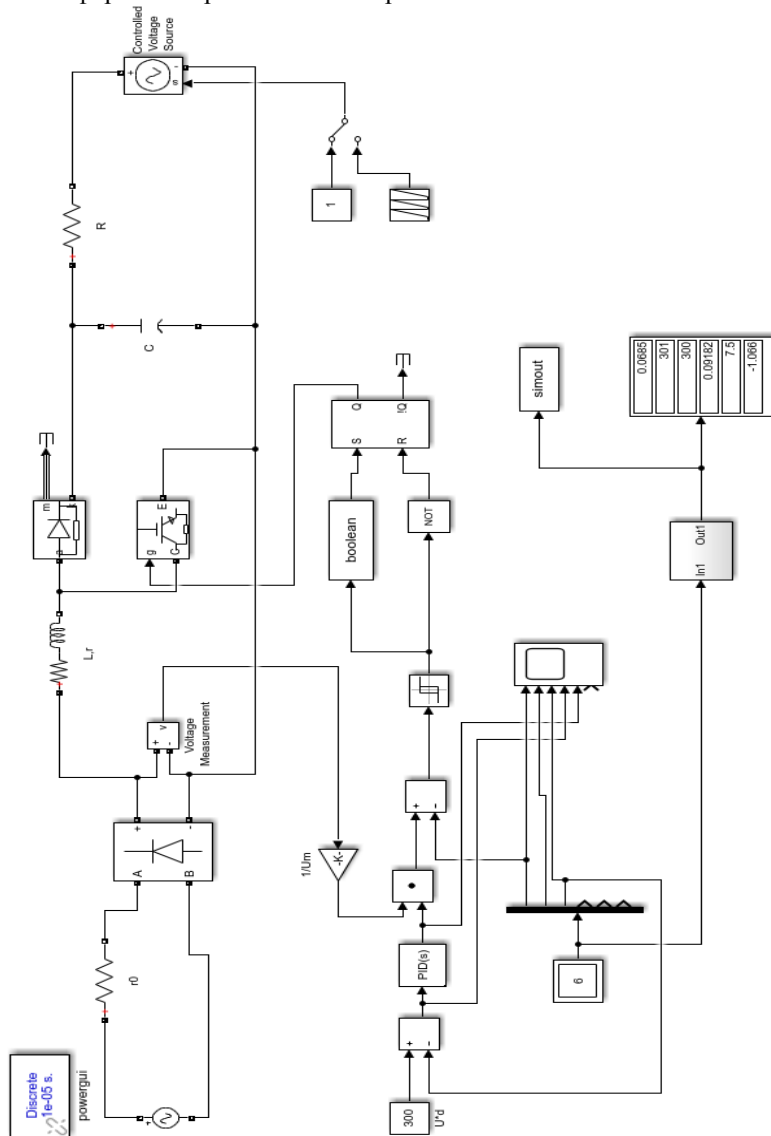


Рис. 1. Имитационная модель ККМ со стабилизацией напряжения в среде Matlab/Simulink

После блока умножения стоит вычитатель. Он вычитает из полученного сигнала измеряемый ток дросселя. Таким образом происходит сравнение тока дросселя с величиной напряжения, полученного после блока умножителя, и если величина тока дросселя превышает напряжение, на транзистор подается управляющий сигнал, который его закрывает, и происходит спад тока дросселя, иначе подается сигнал, открывающий транзистор, и ток дросселя нарастает.

Данным способом осуществляется управление корректором коэффициента мощности со стабилизацией напряжения. На рис. 2 приведены диаграммы токов и напряжений. На нем можно увидеть, что выходное напряжение стабилизировано на значении в 300 В, при этом форма потребляемого тока совпадает с формой входного напряжения. Из чего можно сделать вывод, что поведение имитационной модели соответствует ожидаемому.

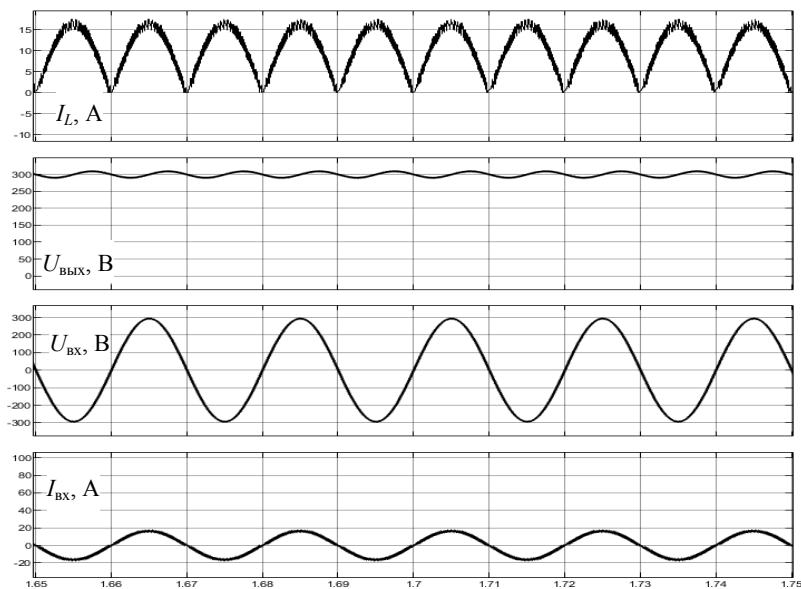


Рис. 2. Имитационная модель ККМ со стабилизацией напряжения в среде Matlab/Simulink

ЛИТЕРАТУРА

1. Герман-Галкин С.Г. Школа MATLAB. Виртуальные лаборатории устройств силовой электроники в среде MATLAB-Simulink. Урок 14. Анализ, расчет и исследование корректора коэффициента мощности // Силовая электроника. – 2010. – № 1.

2. Выбор корректора коэффициента мощности и построение его имитационной модели в среде Matlab/Simulink / М.А. Кажмаганбетова, К.И. Хан, В.Д. Семенов, Д.О. Пахмурин, А.В. Кобзев // // Электронные средства и системы управления: XIV Междунар. науч.-практ. конф. (28–30 ноября 2018 г.): в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2018. – С. 154–157.

3. Васильев А., Худяков В., Хабузов В. Анализ современных методов и технических средств коррекции коэффициента мощности импульсных устройств // Силовая электроника. – 2004. – № 2.

4. Семенов Б.Ю. Силовая электроника: от простого к сложному. – М.: СОЛОН-Пресс, 2005.

5. Черных И.В. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB-SimPowerSystem-Simulink. – СПб.: Питер, 2008.

УДК 621.314.1

**МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ
ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ТЕЛЕУПРАВЛЯЕМОГО
НЕОБИТАЕМОГО ПОДВОДНОГО АППАРАТА С ПЕРЕДАЧЕЙ
ЭНЕРГИИ ПОСТОЯННОГО ТОКА ПО КАБЕЛЬ-ТРОСУ**

В.А. Чех, аспирант каф. ПрЭ;

Д.Ю. Ляпунов, с.н.с. НИИ АЭМ ТУСУР

Научный руководитель В.М. Рулевский, проректор по научной работе и инновациям ТУСУР, директор НИИ АЭМ ТУСУР, доцент, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, chekh1993@gmail.com

Рассматривается математическая модель системы электропитания (СЭП) телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей энергии постоянного тока по кабель-тросу. В ходе разработки математической модели применяется метод пространства состояний, позволяющий записать дифференциальные уравнения в форме Коши.

Ключевые слова: телеуправляемый необитаемый подводный аппарат, система электропитания, коммутационная функция, математическая модель, пространство состояний.

В настоящее время использование телеуправляемых необитаемых подводных аппаратов (ТНПА) в значительной степени способствует развитию отрасли добычи нефти и газа в шельфовых зонах; проведению различных работ в акваториях морей, океанов и на внутренних водах; осуществлению спасательных и поисковых операций на затонувших объектах, а также гидрографических и биологических исследований на всех глубинах Мирового океана. Эффективность выполнения задач ТНПА во многом определяется системой электропитания (СЭП). Согласно обзору вариантов построения СЭП ТНПА [1] передача энергии постоянного тока по кабель-тросу обеспечивает умень-

шение массогабаритных показателей подводной части вследствие отсутствия трансформатора и аппаратуры преобразования напряжения.

Целью данной работы является разработка математической модели СЭП ТНПА с передачей энергии постоянного тока по кабель-тросу в пространстве состояний.

СЭП включает в себя бортовую часть, кабель-трос и подводную часть. Принципиальная электрическая схема и её эквивалентная схема приведены на рис. 1 и 2 соответственно.

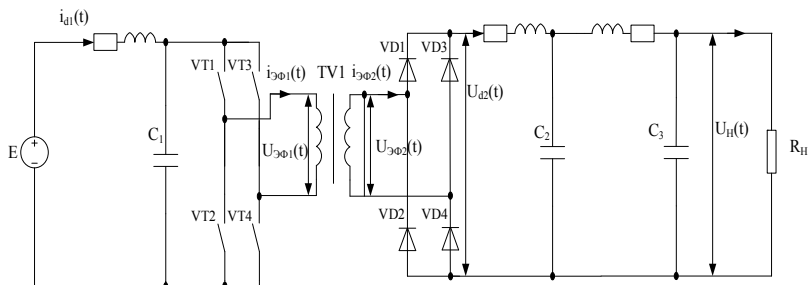


Рис. 1. Функциональная электрическая схема системы электропитания

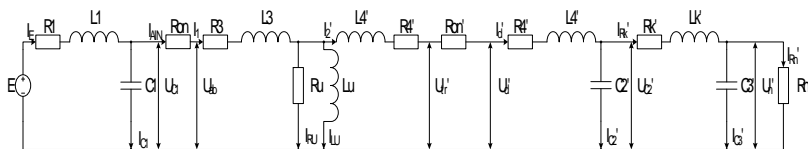


Рис. 2. Эквивалентная электрическая схема системы электропитания

Дифференциальные уравнения [2] входного фильтра инвертора имеют вид

$$\frac{dU_{C1}(t)}{dt} = \frac{1}{C_1} \cdot (i_1(t) - i_{in}(t)); \quad \frac{di_1(t)}{dt} = \frac{1}{L_1} \cdot (E - R_1 \cdot i_1(t) - U_{C1}(t)),$$

где $U_{C1}(t)$ – напряжение на конденсаторе входного фильтра, $i_1(t)$ – ток источника питания, ток на входе инвертора $i_{in}(t)$ определяется выражением

$$i_{in}(t) = K_m(\xi) \cdot i_{tr1}(t),$$

где $i_{tr1}(t)$ – ток первичной обмотки трансформатора, $K_m(\xi)$ – коммутационная функция инвертора, разностная функция ξ определяется как разность задающего $U_{ref}(t)$ и пилообразного $U_p(t)$ напряжений [3, 4].

Выходное напряжение инвертора, которое представляет собой напряжение первичной обмотки согласующего трансформатора $U_{tr1}(t)$, определяется выражением

$$U_{tr1}(t) = K_m(\xi) \cdot U_{C1}(t).$$

Трансформатор, имеющий коэффициент трансформации K_{tr} , представлен схемой замещения, содержащей ветвь намагничивания с индуктивностью L_μ и сопротивлением R_μ , приведёнными к первичной обмотке трансформатора. При этом индуктивности и сопротивления рассеяния обмоток трансформатора не учитываются.

Для полученной эквивалентной схемы уравнения электрического равновесия можно записать в виде

$$\frac{di'_\mu(t)}{dt} = \frac{1}{L_\mu} \cdot (U_{tr1}(t) - R_\mu \cdot i'_\mu(t)); i_{tr1}(t) = i'_\mu(t) + i'_{tr2}(t).$$

Входной ток выпрямителя, представляющий собой ток вторичной обмотки трансформатора, определяется по формуле

$$i'_{tr2}(t) = (K_{1,3} - K_{2,4}) \cdot i'_d,$$

где i'_d – приведённый к первичной обмотке выходной ток выпрямителя, $K_{1,3}$ и $K_{2,4}$ – коммутационные функции выпрямителя.

Дифференциальные уравнения для выходного фильтра выпрямителя представлены в виде

$$U'_{C2d}(t) = \frac{K_{tr}^2}{C_2} \cdot (i'_d(t) - i'_r(t)); i'_d(t) = \frac{1}{L_2 \cdot K_{tr}^2} \cdot (U'_d(t) - U'_{C2d}(t)),$$

где $U'_d(t)$, $U'_{C2d}(t)$, $i'_d(t)$ и $i'_r(t)$ – соответственно приведённые к первичной обмотке трансформатора выходные напряжения выпрямителя и выходного фильтра, выходной ток выпрямителя, ток в кабель-тросе; C_2 и L_2 – соответственно ёмкость и индуктивность выходного фильтра выпрямителя.

Уравнения электрического равновесия для кабель-троса имеют следующий вид:

$$\frac{dU'_n(t)}{dt} = \frac{K_{tr}^2}{C_r} \cdot (i'_r(t) - i'_n(t)); i'_n(t) = U'_n(t) / (R_n \cdot K_{tr}^2);$$

$$\frac{di'_r(t)}{dt} = \frac{1}{L_r \cdot K_{tr}^2} \cdot (U'_{C2d}(t) - R_r \cdot K_{tr}^2 \cdot i'_r(t) - U'_n(t)),$$

где $U'_n(t)$ и $i'_n(t)$ – соответственно приведённые к первичной обмотке трансформатора напряжение на нагрузке и ток нагрузки; C_r и L_r – соответственно ёмкость и индуктивность кабель-троса; R_n – сопротивление нагрузки.

С целью проверки адекватности математической модели на рис. 3 представлена временная характеристика выходного напряжения системы электропитания при подаче на вход воздействия единичной амплитуды.

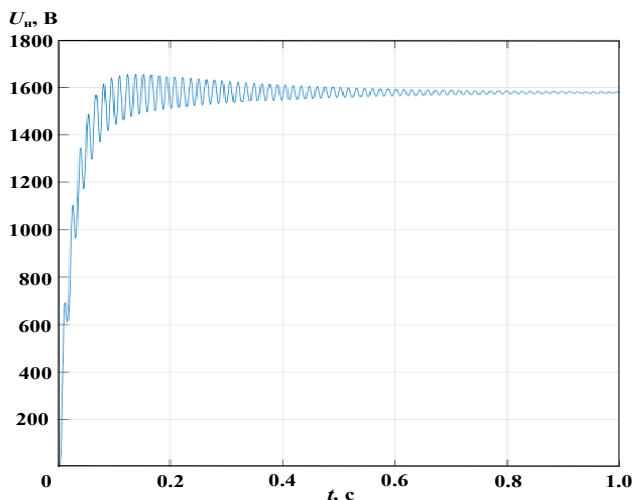


Рис. 3. Выходное напряжение системы электропитания

Разработанная математическая модель СЭП ТНПА позволяет исследовать систему как в статических, так и в динамических режимах работы. В дальнейшем модель будет использоваться для настройки регулятора, обеспечивающего требуемое значение напряжения на нагрузке в пределах 10%-й зоны допустимых отклонений и оптимальное время переходного процесса в динамических режимах.

ЛИТЕРАТУРА

1. Чех В.А. Система электропитания телеуправляемых необитаемых подводных аппаратов постоянного тока / В.А. Чех, Д. Ю. Ляпунов. – Томск: Научная сессия ТУСУР, 2017. – С. 240–244. – Режим доступа: https://storage.tusur.ru/files/61046/2017_2.pdf
2. Правикова А.А. Математическая модель системы электропитания телеуправляемого подводного аппарата с передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе / А.А. Правикова, В.М. Рулевский, Д.Ю. Ляпунов, В.Г. Букреев // Доклады ТУСУР. – 2017. – Т. 20, № 1. – С. 131–135.

3. Чаплыгин Е.Е. Спектральное моделирование преобразователей с широтно-импульсной модуляцией: учеб. пособие. – М.: Изд-во МЭИ, 2009. – 56 с.

4. Кобзев А.В. Нелинейная динамика полупроводниковых преобразователей / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, А.И. Андриянов, С.Г. Михальченко. – Томск: ТУСУР, 2007. – 224 с.

УДК 621.314.58

НАСТРОЙКА РЕГУЛЯТОРА СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ГЛУБОКОВОДНОГО НЕОБИТАЕМОГО ПОДВОДНОГО АППАРАТА

*А.А. Правикова, аспирант ТУСУР, рук. сектора надёжности;
Д.Ю. Ляпунов, доцент ОЭЭ ТПУ, с.н.с.*

*Научный руководитель В.М. Рулевский, к.т.н., директор НИИ АЭМ
г. Томск, НИИ АЭМ ТУСУР, bezruchenko@niaem.tomsk.ru*

Выбрана структура и произведена настройка регулятора системы электропитания (СЭП) глубоководного необитаемого подводного аппарата с передачей электроэнергии на переменном токе по кабель-тросу. Применение указанного регулятора обеспечивает требуемое качество напряжения на нагрузке как в статических (холостой ход, номинальная нагрузка), так и в динамических режимах работы (пуск, наброс и сброс нагрузки). Получены графики переходных процессов по напряжению и току, удовлетворяющие требованиям, предъявляемым к СЭП исследуемого подводного аппарата.

Ключевые слова: система электропитания, глубоководный необитаемый подводный аппарат, режим работы, передаточная функция, обратная связь, регулятор, компенсация возмущения, переходный процесс.

Суммарная мощность потребителей глубоководного необитаемого подводного аппарата, главным образом, представляющих собой осветительное оборудование и электроприводы, достигает нескольких десятков киловатт при длине кабель-троса до 8000 м [1]. Следовательно, в процессе эксплуатации глубоководного подводного аппарата необходимо обеспечивать надёжное электроснабжение посредством системы электропитания (СЭП), которая поддерживает требуемое напряжение на нагрузке во всех возможных режимах работы. К режимам работы относятся как статические режимы (холостой ход, малая нагрузка, номинальная нагрузка, 10%-я перегрузка), так и динамические (пуск, наброс и сброс нагрузки).

Объектом исследования является СЭП, математическая модель, параметры и описание принципа действия которой приведены в статье [2]. На рис. 1 представлена функциональная схема СЭП.

Задачей исследования является настройка регулятора таким образом, чтобы обеспечить напряжение на нагрузке $600\text{В} \pm 10\%$ в указанных выше режимах работы.

В СЭП передача электроэнергии от бортовой части к нагрузке осуществляется по кабель-тросу на переменном токе повышенной частоты (1000 Гц). В связи с большой протяженностью кабель-троса падение напряжения на нём может достигать 200 В и более.

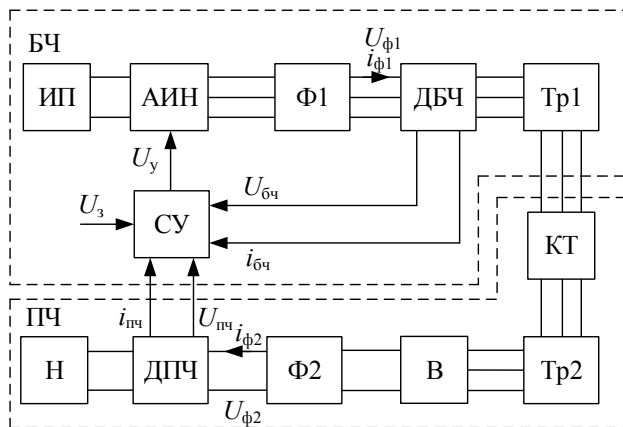


Рис. 1. Функциональная схема системы электропитания глубоководного необитаемого подводного аппарата:

БЧ – бортовая часть; ПЧ – подводная часть; ИП – источник питания; АИН – автономный инвертор напряжения; Ф1 – фильтр бортовой части; ДБЧ – блок датчиков бортовой части; Тр1 – повышающий трансформатор; КТ – кабель-трос; Тр2 – понижающий трансформатор; В – выпрямитель; Ф2 – фильтр подводной части; ДПЧ – блок датчиков подводной части; Н – нагрузка; СУ – система управления

Ввиду ограниченности объема статьи на рисунке обозначены только переменные, которые задействованы в процессе регулирования.

$U_{\phi 1}$, $i_{\phi 1}$ – напряжение и ток на выходе фильтра бортовой части соответственно; $U_{\phi 2}$, $i_{\phi 2}$ – напряжение и ток на выходе фильтра подводной части, которые соответствуют напряжению и току нагрузки; $U_{бч} = k_{U_{бч}} \cdot U_{\phi 1}$, $i_{бч} = k_{i_{бч}} \cdot i_{\phi 1}$, $U_{пч} = k_{U_{пч}} \cdot U_{\phi 2}$, $i_{пч} = k_{i_{пч}} \cdot i_{\phi 2}$ – сигналы обратной связи напряжения и тока бортовой и подводной частей соответственно, U_3 – сигнал задания; U_y – сигнал управления на формирование ШИМ автономного инвертора напряжения.

Для компенсации падения напряжения на кабель-тросе был использован регулятор, на вход которого подаётся разность сигнала задания U_3 и сигнала обратной связи по напряжению подводной части

$U_{пч}$, и вольтодобавка, зависящая от текущего значения тока подводной части $i_{пч}$. Коэффициент отрицательной обратной связи $k_{U_{пч}}$ обратно пропорционален номинальному напряжению на нагрузке. Коэффициент положительной обратной связи $k_{i_{пч}}$ подбирается таким образом, чтобы в режиме холостого хода (ХХ) сигнал $i_{пч}$ был близок к нулю, а в режиме номинальной нагрузки (НН) – соответствовал такой добавке к выходному сигналу управления U_y , чтобы обеспечить напряжение на нагрузке, равное 600 В. Особенностью регулятора является подача сигнала вольтодобавки на выход регулятора (рис. 2).

Отметим, что особенности синтеза регулятора напряжения для рассматриваемого класса СЭП подробно изложены в статье [3]. В рамках данного исследования был настроен интегральный регулятор с передаточной функцией $W_p(s) = K_{и}/s$, $K_{и} = 18$. Регулятор настраивается с учётом временной задержки 7 мс в цепи обратной связи, вызванной значительной длиной кабель-троса, и подходит для всех режимов работы СЭП.

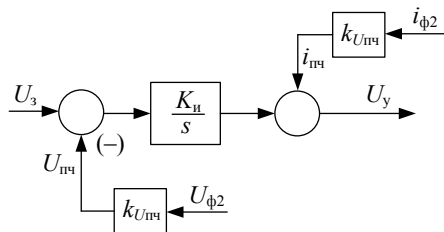


Рис. 2. Регулятор системы электропитания глубоководного необитаемого подводного аппарата

Графики переходных процессов по напряжению и току нагрузки приведены на рис. 3.

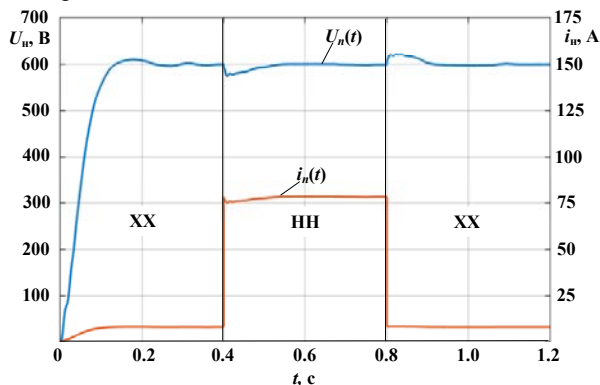


Рис. 3. Переходные процессы по напряжению и току нагрузки

Из графика $U_{н}(t)$ видно, что установившееся значение напряжения на нагрузке составляет 600 В как в режиме ХХ, так и в режиме НН, что удовлетворяет заданию. Кроме того, перерегулирование при пуске, набросе и сбросе нагрузки не превышает 5%, время переходного процесса для указанных динамических режимов – не больше 0,1 с.

Таким образом, интегральный регулятор с вольтдобавкой позволяет обеспечивать требуемое качество выходного напряжения СЭП глубоководных необитаемых подводных аппаратов как в статике, так и в динамике.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рулевский В.М., Правикова А.А., Ляпунов Д.Ю. Математическое моделирование систем электропитания телеуправляемых подводных робототехнических комплексов // Технические проблемы освоения Мирового океана. – 2017. – Т. 7. – С. 347–350.

2. Правикова А.А., Рулевский В.М., Ляпунов Д.Ю., В.Г. Букреев В.Г. Математическая модель системы электропитания телеуправляемого подводного аппарата с передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе // Доклады ТУСУРа. – 2017. – Т. 20, № 1. – С. 131–135.

3. Рулевский В.М., Букреев В.Г., Шандарова Е.Б. Синтез субоптимального регулятора напряжения в системе электропитания глубоководного аппарата // Электротехнические системы и комплексы. – 2018. – № 3 (40). – С. 47–54.

УДК 621.3.076.7

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ РАБОТЫ ЦИФРОВОГО И АНАЛОГОВОГО РЕГУЛЯТОРОВ НА ПРИМЕРЕ ПОНИЖАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

О.Г. Рекутов, н.с. НИИ АЭМ

*Научный руководитель А.Г. Юдинцев, зам. дир. НИИ АЭМ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, olegrekutov@gmail.com*

Приводится сравнение аналоговой и цифровой систем управления (или регуляторов) понижающего преобразователя. Раскрываются преимущества и недостатки обоих регуляторов, перспективы применения цифрового регулятора.

Ключевые слова: цифровой регулятор, аналоговый регулятор, микроконтроллер, ШИМ-контроллер, широтно-импульсная модуляция (ШИМ), понижающий преобразователь, нагрузка частотно-регулируемая (НЧР).

Задачей исследования является анализ функциональных возможностей и производительности цифрового регулятора в сравнении с аналоговым при построении систем, требующих высокой скорости реакции на возмущающее воздействие.

Структурные схемы аналогового и цифрового регуляторов представлены на рис. 1.

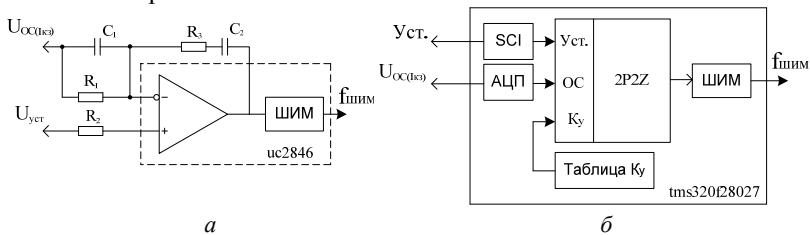


Рис. 1. Структурные схемы: *а* – аналогового регулятора; *б* – цифрового регулятора

Аналоговый регулятор представляет собой пропорционально-интегрально-дифференцирующий (ПИД) регулятор, выполненный на ШИМ-контроллере uc2846 [1] (фирмы Texas Instruments (TI)).

Цифровой регулятор использует алгоритм компенсации 2P2Z [2], реализованный на микроконтроллере TMS320F28027 [3] (фирмы TI).

Для решения задачи была собрана схема, структура которой изображена на рис. 2. Силовой блок понижающего преобразователя с цифровым или аналоговым регулятором (обозначенный как модуль стабилизатора тока (МСТ)) должен стабилизировать заданный ток по выходу (обозначенный как $I_{к3}$) с минимальным отклонением. Для задания возмущающего воздействия (изменение нагрузки от значений $R_{н1}$ до КЗ с частотой около 500 Гц) применяется блок, указанный на схеме как нагрузка частотно-регулируемая (НЧР).

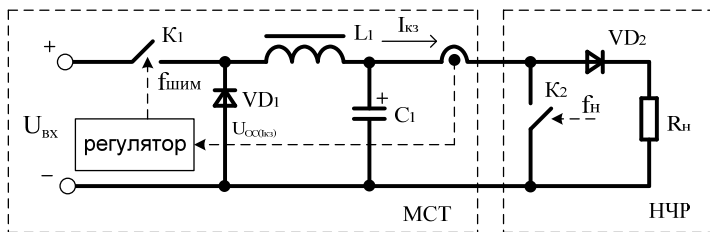


Рис. 2. Структурная схема для исследования динамических режимов регуляторов

В результате проведения опытных исследований выяснилось, что в статическом режиме работы (при неизменной нагрузке, когда K_2 разомкнут) оба регулятора стабилизировали заданный ток с погрешностью, не превышающей 2% во всем диапазоне регулирования с несущественной разницей относительно друг друга. При воспроизведе-

нии динамической нагрузки отклонение значения тока $I_{кз}$ от заданного отличалось для двух регуляторов и определялось скоростью реакции системы управления.

По представленным на рис. 3 осциллограммам динамического режима работы МСТ под управлением аналогового и цифрового регуляторов видно, что аналоговый регулятор существенно быстрее обрабатывает возмущающее воздействие, что выражается примерно в два раза меньшей амплитуде пульсаций тока. Тем не менее использование цифрового регулятора также возможно, если по условиям ТЗ дозволено данное отклонение от стабилизируемого значения тока. Скорость реакции цифрового регулятора связана с ограниченной частотой квантования (около 222 кГц). Данное утверждение было подтверждено опытами с изменением интервала квантования (4,5–20 мкс), согласно которым увеличение данного интервала приводило к замедлению реакции на возмущающее воздействие. В свою очередь, частота квантования зависит от тактовой частоты микроконтроллера. Используемый в исследовании микроконтроллер обладает относительно слабой вычислительной мощностью в линейке семейства C2000 TI, но достаточно функционален для исследования принципиальных возможностей цифрового регулятора. Аппаратные возможности данного микроконтроллера и всей линейки в целом позволяют реализовать надежную систему с функцией shut-down и максимальной защиты по току. Модуль HRPWM данного семейства микроконтроллеров способен реализовать ширину импульса ШИМ, равную 180 пкс, что говорит о возможности создания прецизионных систем.

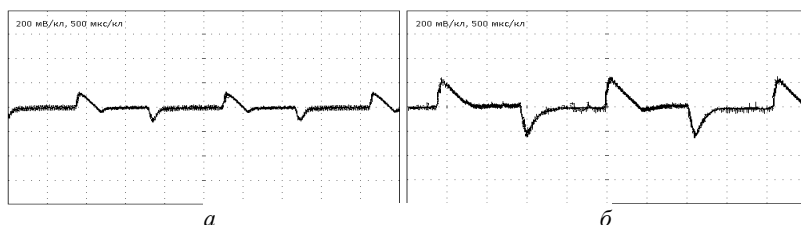


Рис. 3. Осциллограммы тока $I_{кз}$ МСТ в динамическом режиме работы под управлением: *а* – аналогового регулятора; *б* – цифрового регулятора; масштаб для тока – 1 А/кл

В перспективе использование в реализации цифрового регулятора более производительного микроконтроллера позволит создать цифровой регулятор со скоростью реакции на возмущение, сопоставимой или превышающей скорость реакции аналогового регулятора. Функциональные возможности цифрового регулятора позволяют реа-

лизовать одно из главных преимуществ, заключающееся в гибкости системы. Так, в данном конкретном исследовании была реализована возможность изменять коэффициент усиления (K_y) системы в зависимости от диапазона регулирования по току или от изменения нагрузки, таким образом, K_y может быть представлен как функция $K_y = f(V_{ст}, I_{кз})$. В дальнейшем это условие может меняться. В аналоговой системе управления K_y остается неизменным, т.е. представляет собой константу. Неоспоримым достоинством на текущий момент аналогового регулятора является невысокая стоимость и скорость отработки ошибки измерения.

ЛИТЕРАТУРА

1. UCx846/7 Current Mode PWM Controller [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.ti.com/lit/gpn/uc3847> (дата обращения: 04.02.2019).
2. C28x Digital Power Library. Module User's Guide. C28x Foundation Software. Texas Instruments [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://e2e.ti.com/cfs-file/_key/communityserver-discussions-components-files/171/0410.DPLib.pdf (дата обращения: 04.02.2019).
3. Piccolo F2802x Datasheet [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.ti.com/lit/gpn/tms320f28026> (дата обращения: 04.02.2019).

УДК 621.314:681.326.001.5

МИКРОКОНТРОЛЛЕР СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ИСТОЧНИКОМ ПИТАНИЯ МАГНЕТРОННОЙ РАСПЫЛИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ

С.В. Руколева, студентка; С.И. Еньшин, магистр каф. ПрЭ
Научный руководитель Н.С. Легостаев, проф. каф. ПрЭ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР

Описан микроконтроллер, использующийся в системе управления источником питания магнетронной распылительной системы, описана его структурная схема и представлены результаты измерения сигналов управления силовыми ключами инвертора.

Ключевые слова: микроконтроллер, система управления.

Микроконтроллеры, сочетая в себе функции процессора и периферийных устройств, позволяют решать задачи управления электронными устройствами. Задача управления источником питания (ИП) магнетронной распылительной системы (МРС) достаточно ресурсная и поэтому требует производительный микропроцессор, наличие системы прерывания, системы событий и набор большого периферийного оборудования. Данным требованиям отвечает МК AVR

ATxmega32E5-AN. На рис. 1 представлена электрическая структурная схема контроллера ИП МРС.

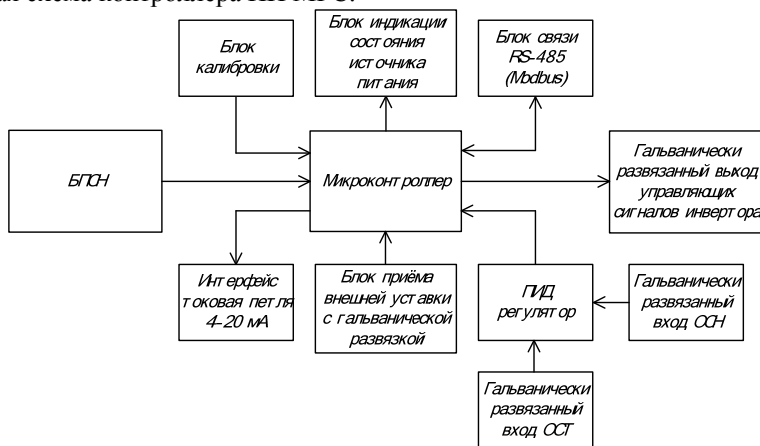


Рис. 1. Структурная схема контроллера ИП МРС

Блок питания собственных нужд (БПСН) – предназначен для питания контроллера.

Блок калибровки – позволяет установить необходимую частоту управляющих импульсов, длительность управляющих импульсов, провести калибровку выходных параметров: напряжение, ток, мощность.

Блок индикации состояния источника питания – отображает режим стабилизации, превышение выходного напряжения, тока, мощности, состояния зарядных контакторов, наличие управляющих сигналов инвертором.

Блок связи RS-485 – является стандартом физического уровня для асинхронного интерфейса связи с использованием промышленного протокола Modbus, позволяет управлять ИП и опрашивать состояние ИП.

Гальванически развязанный выход управляющих сигналов инвертора – осуществляет гальваническую развязку между микроконтроллером и драйвером инвертора, а также передачу сигналов от микроконтроллера к драйверу инвертора.

Интерфейс токовая петля 4–20 мА – осуществляет гальваническую развязку между контроллером и внешним считывающим устройством. Позволяет считывать выходные параметры ИП: напряжение, ток, мощности в виде аналогового сигнала, изменяющегося в диапазоне от 4 до 20 мА.

ПИД-регулятор – используется в системах автоматического управления для формирования управляющего сигнала с целью получения необходимой точности и качества переходного процесса.

Гальванически развязанный вход ОСН – гальванически развязанный вход обратной связи по напряжению.

Гальванически развязанный вход ОСТ – гальванически развязанный вход обратной связи по току.

Блок приёма внешней уставки с гальванической развязкой – осуществляет гальваническую развязку между контроллером и внешним устройством, задающим уставку.

На рис. 2 приведена осциллограмма сигналов управления силовыми ключами инвертора при сигнале ошибки 0В.

На рис. 3 приведена осциллограмма сигналов управления силовыми ключами инвертора при импульсном воздействии.

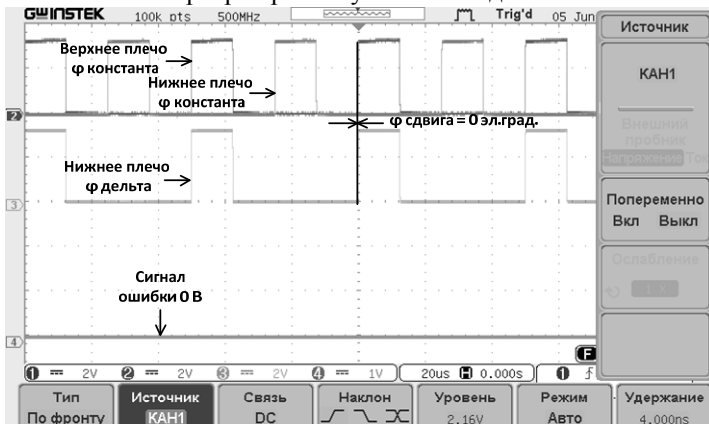


Рис. 2. Осциллограмма сигналов управления силовыми ключами инвертора при сигнале ошибки 0В

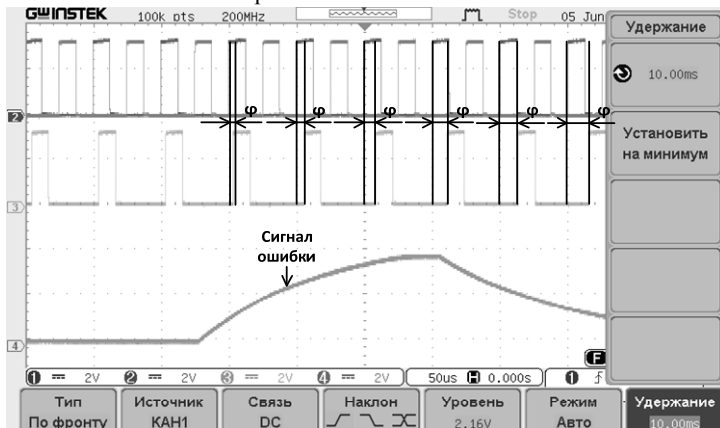


Рис. 3. Осциллограмма сигналов управления силовыми ключами инвертора при импульсном воздействии

Одним из этапов разработки системы управления для ИП МРС является написание алгоритма программного обеспечения контроллера, которое выполняет фазовое регулирование и формирует сигналы управления на силовые транзисторы инвертора.

ЛИТЕРАТУРА

1. Manual 8/16-bit Atmel AVR XMEGA Microcontrollers [Электронный ресурс]. – URL: http://www.atmel.com/images/Atmel-42005-8-and-16-bit-AVR-Microcontrollers-XMEGA-E_Manual.pdf

УДК 621.317.1

ИНЖЕКТОР СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ВЫХОДНОГО ИМПЕДАНСА

*А.Е. Кебекбаев, С.С. Тюнин, Н.П. Винтомяк, аспиранты каф. ПРЭ;
В.А. Кабиров*

*Научный руководитель В.Д. Семенов, зам. зав. каф. по НР,
проф. каф. ПрЭ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, aidar-kz@list.ru*

Представлены принципиальная схема инжектора синусоидального тока для измерения выходного импеданса и его имитационная модель в среде LTSpice.

Ключевые слова: импеданс, измерение, источник питания, синусоидальная нагрузка, автоматизация.

Метод измерения и функциональная схема стенда (рис. 1) для проведения измерения выходного импеданса представлен в стандарте МЭК IEC 60478-4 [1]. Стенд включает в себя источник питания DC (Power Supply), в котором необходимо измерить выходной импеданс Z , датчик тока R_m , нагрузку R , инжектор возмущающего переменного тока изменяемой частоты f на основе модулятора (Modulator) и генератора синусоидального напряжения (Sin wave creator), а также двухканальный осциллограф OSC. На первый 1 вход двухканального осциллографа OSC подается амплитуда переменной составляющей выходного напряжения E_{\sin} источника питания, а на второй 2 вход подается амплитуда переменной составляющей I_{\sin} тока нагрузки, сгенерированная инжектором переменного тока Modulator. Выходной импеданс Z_s определяется их отношением.

Недостатками предлагаемого метода являются низкая точность измерения импеданса и невозможность измерения его фазы и высокая трудоемкость измерений, что связано с использованием осциллографа в качестве измерителя. Поэтому совершенствование метода измерения выходного импеданса остается актуальной задачей.

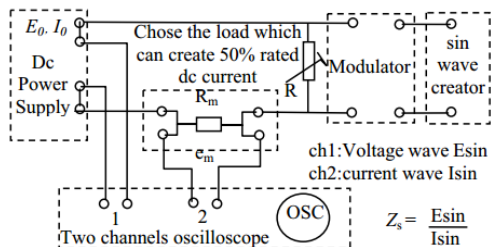


Рис. 1. Стенд для измерения выходного импеданса источника питания, представленный в IEC 60478-4

Постановка задачи. Предлагаемый вариант измерительного стенда выходного импеданса УЭПК, построенный на основе осциллографической приставки Handyscope HS3, представлен на рис. 2. Для измерения амплитуды переменной составляющей тока используется два токовых датчика LISR 15-нр (ДТ 1 и 2), а для измерения амплитуды переменной составляющей напряжения – датчик напряжения (ДН). Выбор нужной рабочей точки УЭПК по постоянному току осуществляется выбором комбинации параметров: сопротивления нагрузки R_H , тока I_{BC} канала преобразования энергии БС и напряжения U_{AB} аккумуляторной батареи.

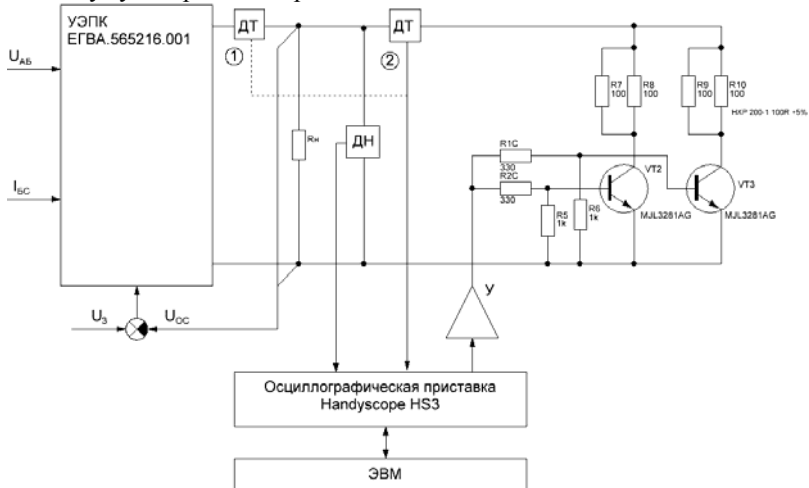


Рис. 2. Стенд для измерения выходного импеданса

Для реализации предлагаемого измерительного стенда разработан инжектор синусоидального возмущающего тока на основе транзисторного каскада VT1, VT2, работающего в активном режиме, управ-

ляемого от осциллографической приставки Handyscope HS3. Программное обеспечение осциллографической приставки Handyscope HS3 позволяет автоматизировать измерения импеданса за счет автоматизации измерений амплитуд напряжения и тока, а также за счет автоматического изменения частоты инжектируемого тока в заданном диапазоне. Полученные данные передаются на ЭВМ и могут быть представлены в необходимом графическом виде. Принципиальная схема инжектора синусоидального возмущающего тока приведена на рис. 3. Инжектор содержит балластные резисторы R7–R8, R9–R10, $n-p-n$ -транзисторы VT2, VT3, усилитель У и ЭВМ верхнего уровня. Исходный сигнал синусоидальной формы и заданной частоты генерирует осциллографическая приставка Handyscope HS3.

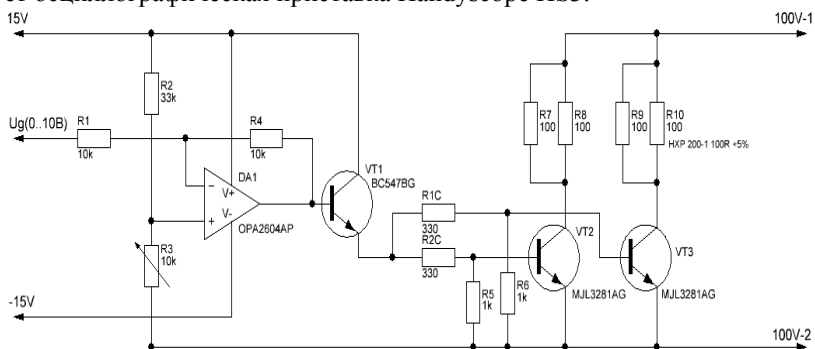


Рис. 3. Принципиальная схема инжектора синусоидального тока

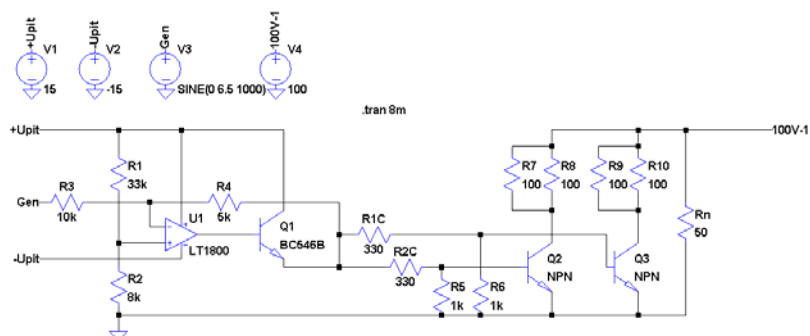


Рис. 4. Модель инжектора синусоидального тока в среде LTSpice

Представленные диаграммы и измерения, проведенные на имитационной модели, показывают, что для реализации инжектора требуется радиатор, способный рассеять мощность потерь на транзисто-

рах около 55 Вт и мощность потерь балластных резисторов около 140 Вт. На основе данного инжектора можно реализовать потребитель с нужным синусоидальным возмущением (рис. 4, 5).

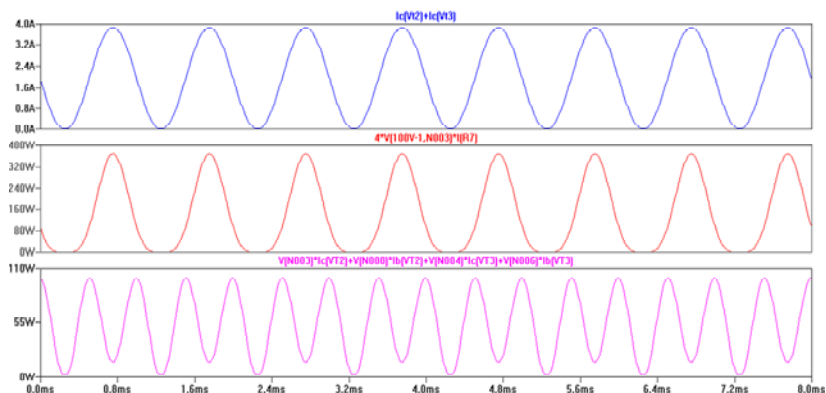


Рис. 5. Суммарный ток, протекающий на транзисторах, и мощность, рассеиваемая на транзисторах и на резисторах в среде LTSpice

ЛИТЕРАТУРА

1. IEC60478-4 Stabilized Power Supplies, d.c. output. – Part 4: Tests other than radio-frequency interference. – Jan, 1976.

УДК 621.331

СПОСОБ ОПРЕДЕЛЕНИЯ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ КОЛЛЕКТОРНОГО ДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

А.И. Осипенко, Р.А. Проскурин, студенты;

П.А. Стрельников, аспирант каф. ПрЭ

Научный руководитель В.Д. Семенов, проф. каф. ПрЭ, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, osipenko95.04@mail.ru

Рассмотрена работа коллекторного двигателя постоянного тока. Предложена структурная схема устройства для измерения скорости вращения двигателя по частоте пульсаций коллекторного узла. Работоспособность схемы подтверждена экспериментальным исследованием пульсаций.

Ключевые слова: двигатель, тахогенератор, щёточно-коллекторный узел, пульсация тока, частотомер.

В системах контроля, автоматизации и управления необходимо иметь данные о скорости вращения двигателя. Существует много методов измерения скорости вращения двигателя, например таких, как

измерение скорости тахогенератором – устройством, преобразующим вращательную скорость в электрический сигнал.

Тахогенератор постоянного тока. Тахогенератор постоянного тока по принципу действия и конструктивному оформлению представляет собой коллекторную машину постоянного тока, работающую в режиме генератора [1]. Выходным сигналом является аналоговое напряжение, величина и полярность которого зависят от частоты и направления вращения ротора. Достоинством тахогенераторов постоянного тока является удобная аналоговая форма представления выходного сигнала, при этом машина отличается сложной конструкцией и относительно высокой стоимостью. Тахометр является отдельным устройством, который прикрепляется к валу двигателя, что увеличивает массогабаритные показатели.

Коллекторный двигатель постоянного тока с постоянными магнитами является наиболее распространенным среди двигателей постоянного тока. Система возбуждения этого двигателя включает постоянные магниты, которые создают магнитное поле статора. Для обеспечения надежного токосъема щетки скользят по коллектору, который выполнен в виде цилиндра, набираемого из медных пластин (ламель), изолированных друг от друга. С наличием щеточно-коллекторного узла связана пульсация тока коллектора, она возникает в момент переключения щётки с одной пластины коллектора на другую, в этот момент времени секция вступит в процесс коммутации. Секция проходит процесс коммутации, который закончится после того, как щетка покинет коллекторную пластину [1]. Из описанного принципа работы двигателя можно сделать вывод, что ток ротора коллекторного двигателя постоянного тока дает представление о процессе коммутации. Если известна конфигурация элементов щеточно-коллекторного узла, тогда скорость вращения двигателя может быть измерена по пульсациям коллекторного тока.

Экспериментальное исследование. Исследование проводилось на коллекторном двигателе постоянного тока Z3D25.12GN. Параметры двигателя представлены в таблице.

Параметры двигателя Z3D25.12GN

Напряжение питания, В	Мощность, Вт	Скорость вращения, об/мин	Крутящий момент, Н·м	Потребляемый ток, А
12	25	3000	80	2

Двигатель имеет шесть пар коллекторных пластин и одну пару щеток, следовательно, за время одного оборота на коллекторе произойдет двенадцать пульсаций тока. Результат эксперимента представлен на рис. 1.

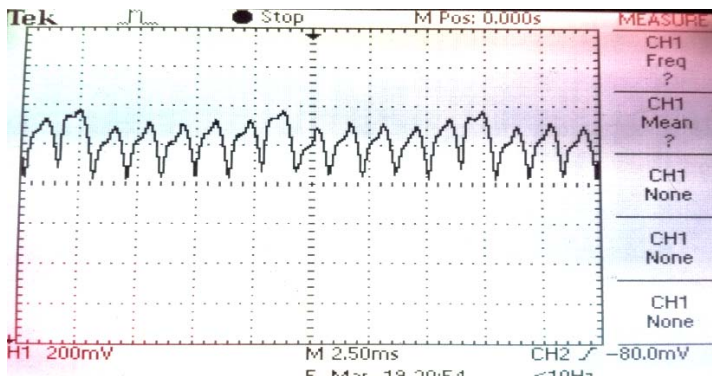


Рис. 1. Осциллограмма пульсаций тока коллектора

Из осциллограммы пульсаций тока коллектора двигателя видно, что время одного оборота двигателя составило 18 мс. Соответственно скорость двигателя будет равна

$$\omega = \frac{60}{T_{\text{об}}} = \frac{60}{0,018} = 3333 \text{ об/мин}.$$

Подсчитанная скорость вручную составила 3384 об/мин, можно сделать вывод, что данный метод определения скорости двигателя является достаточно точным.

Устройство измерения скорости вращения двигателя. Структурная схема устройства для измерения скорости вращения коллекторного двигателя постоянного тока представлена на рис. 2.

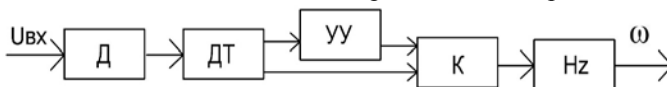


Рис. 2. Структурная схема устройства для измерения скорости вращения коллекторного двигателя постоянного тока: Д – двигатель, ДТ – датчик тока, УУ – устройство усреднения, К – компаратор, Hz – частотомер

Устройство измерения скорости вращения коллекторного двигателя постоянного тока работает следующим образом. Пульсации тока двигателя определяются при помощи датчика тока. Пульсирующий ток двигателя сравнивается на компараторе со средним значением тока двигателя, которое определяется при помощи устройства усреднения. Сигнал сравнения этих величин будет представлять собой прямоугольные импульсы с частотой пропорциональной скорости вращения двигателя. При помощи частотомера определяем частоту пульса-

ций тока двигателя и преобразуем ее в частоту вращения вала двигателя.

Выводы. Анализ работы коллекторного двигателя постоянного позволил сделать вывод о том, что частота пульсаций тока коллектора пропорциональна скорости вращения двигателя. Данный способ определения скорости вращения двигателя применим к высокооборотистым двигателям, при этом не нужно устанавливать на валу двигателя дополнительного устройства в виде тахометра.

ЛИТЕРАТУРА

1. Андрианов В.И. Электрические машины и аппараты. – М.: Колос, 1971. – 448 с.

УДК 621.3.026

КОРРЕКТОР КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ С МЯГКОЙ КОММУТАЦИЕЙ СИЛОВОГО КЛЮЧА

Р.А. Проскурин, А.И. Осипенко, студенты;

П.А. Стрельников, аспирант каф. ПрЭ

Научный руководитель В.Д. Семенов, проф., к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, roma_a.k.a_bors95@mail.ru

Описан активный корректор коэффициента мощности на основе повышающего преобразователя, обладающего многочисленными достоинствами. К ним относятся использование малого числа компонентов, возможность работы при высокой частоте переключения, снижение уровня динамических потерь за счет режима мягкой коммутации, к которым относятся ZVS (переключение при нулевом напряжении) и ZCS (переключение при нулевом токе).

Ключевые слова: активный корректор коэффициента мощности, коррекция коэффициента мощности, повышающий преобразователь, коммутация.

Корректор коэффициента мощности (ККМ) является одним из важнейших элементов при разработке энергосберегающих технологий силовой электроники.

Виды коррекции коэффициента мощности. Коррекция коэффициента мощности может быть достигнута с использованием пассивных или активных устройств. Пассивные устройства содержат сборку громоздких конденсаторов, катушек индуктивности и выпрямителей, которые работают на частоте переменного тока сети. Активные устройства работают на высоких частотах и используются как в однофазных, так и в многофазных сетях [2].

Силовая часть преобразователя. Наиболее популярной топологией для корректора коэффициента мощности является повышающий

преобразователь. На рис. 1 представлен корректор коэффициента мощности. Основной особенностью данного устройства является, активный снаббер силового транзисторного ключа, который состоит из дополнительного транзистора VT2 и показанных на схеме L-, C-, D-элементов. Активный снаббер VT2, L, C, D обеспечивает снижение динамических потерь мощности на основном силовом ключе VT1, за счет реализации в силовом ключе режима мягкой коммутации. При режиме мягкой коммутации переключение силового транзистора VT1 производится при нулевом напряжении или нулевом токе [3].

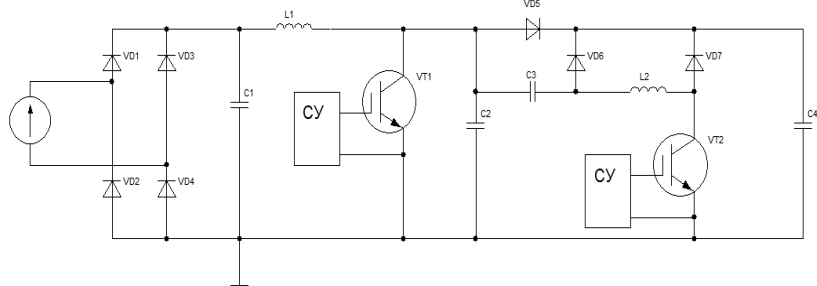


Рис. 1. Функциональная схема ККМ

Исследование модели. Для рассмотрения мягкой коммутации на ключах была построена модель повышающего преобразователя в среде моделирования LTSpice (рис. 2).

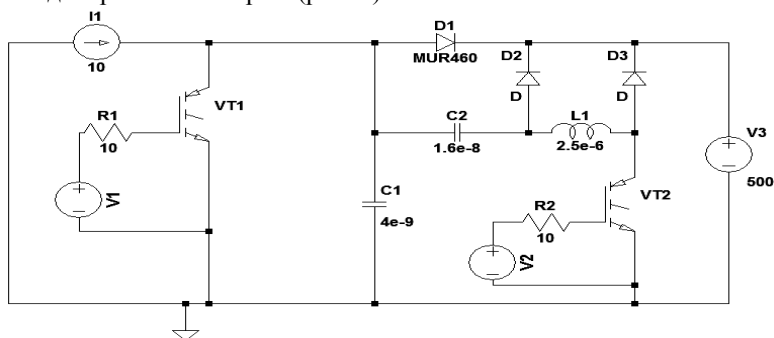


Рис. 2. Модель повышающего преобразователя

Для рассмотрения коммутационных процессов были сделаны допущения, что за время коммутации ток входного дросселя L1 и напряжение на выходном конденсаторе C3 изменяются незначительно (остаются постоянными), что позволяет в имитационной модели входной дроссель заменить источником тока, а выходной конденсатор источником напряжения (рис. 3–6).

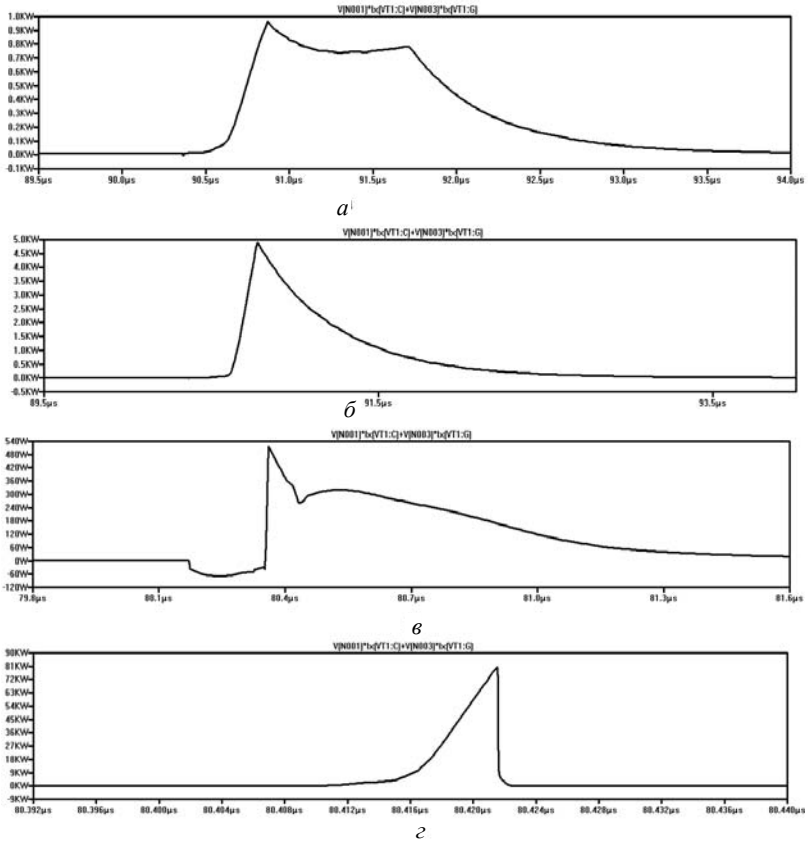


Рис. 3. Мощность при включении ключа VT1 с снабберной цепью – a' ;
 мощность при включении ключа VT1 без снабберной цепи – δ ;
 мощность при выключении ключа VT1 с снабберной цепью – ϵ ;
 мощность при выключении ключа VT1 без снабберной цепи – ζ

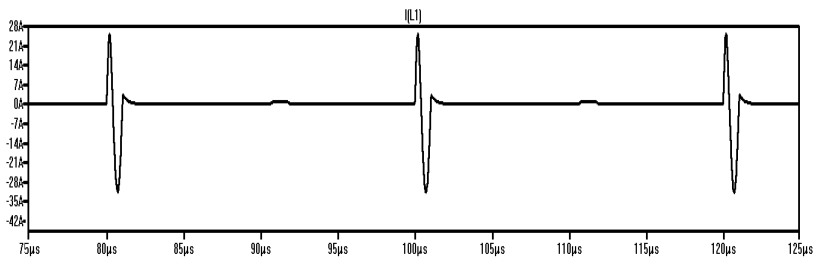


Рис. 4. Квазирезонантный процесс в дросселе $L1$

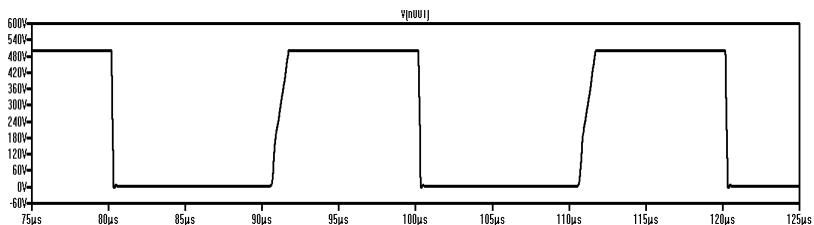


Рис. 5. Напряжение на шунтирующем конденсаторе C2

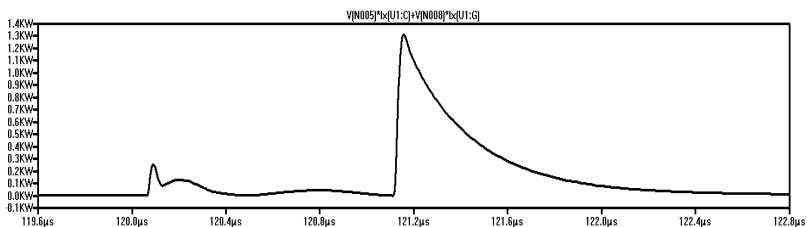


Рис. 6. Мощность при включении и выключении ключа VT2

Вывод. В ходе работы создана имитационная модель повышающего преобразователя в среде LTSpice, позволяющая оценить динамические потери в основном и дополнительном транзисторах.

При включении транзисторного ключа снабберная цепь уменьшает мгновенную мощность потерь с 5000 до 1000 Вт, а при выключении – с 90 до 0,54 кВт.

ЛИТЕРАТУРА

1. Мясоедов А.Г. [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.samelectrik.ru/что-такое-активная-и-реактивная-и-полная-мощность.html>] (дата обращения: 12.02.2019).
2. Семенов Б.Ю. Силовая электроника: от простого к сложному. – М.: СОЛОН-Пресс, 2005.
3. Стрельников П.А. Активный снаббер силового транзисторного ключа. 2015 [Электронный ресурс]. – URL: [http://www1.fips.ru/wps/portal/IPS_Ru#1551961810765] (дата обращения: 01.03.2019).

ПОВЫШЕНИЕ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ ГОРОДСКОГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ТРАНСПОРТА

И.О. Суховерков

*Научный руководитель Г.Я. Михальченко, проф. р каф. ПрЭ, д.т.н.
г. Томск, ТУСУР, mgv@ie.tusur.ru*

Проведено исследование системы энергоснабжения городского общественного транспорта на примере города Томска для предложения решений, обеспечивающих более высокий уровень энергоэффективности и технологичности. Предложенная схема должна обеспечить преимущества по сравнению с классической как в энергетическом плане, так и с точки зрения систем управления, мониторинга и эксплуатации.

Ключевые слова: электротранспорт, эффективность, подстанция, рекуперация, инвертор.

Электрический транспорт является перспективным путём развития для обеспечения городских пассажироперевозок. Для нормального функционирования подвижных составов необходимо создать условия качественного энергоснабжения.

Материалы и методы исследования. Основной проблемой, выявленной в процессе эксплуатации сетей, является моральное устаревание всех узлов. Это приводит к тому, что на участках напряжение сети может варьироваться от 720 до 340 В. К такому разбросу приводят скапливание транспорта на участке одного узла секционного выключателя и полное их отсутствие на другом. В результате такого скачка напряжения во время перехода транспорта через секционные разъединители возникает ударный ток и скачок напряжения, что может вывести из строя преобразователи подвижного состава, даёт рывок тягового привода и может вызывать аварию тяговых и внутренних преобразователей.

Для обеспечения нормального функционирования транспорта на участках сети необходимо применение управляемых преобразователей напряжения, которые будут автоматически корректировать напряжение и уравнивать их по всему пути следования [1].

Для решения проблем с разбросом питающего напряжения предлагается выполнить узлы тяговой подстанции следующим образом.

Понижать высокое напряжение будут не низкочастотные трансформаторы, а блоки преобразования, представленные на рис. 1. Входное высокое напряжение будет сразу выпрямляться и фильтроваться для получения постоянного высокого напряжения. Далее это напряжение будет инвертироваться с высокой частотой и понижаться

трансформатором. После последующего выпрямления и фильтрации напряжение можно будет подавать на линию. Участок вторичной обмотки трансформатора и управляемого выпрямителя будет работать только на одну секцию контактной сети. Этот же блок и будет производить регулирование значения напряжения. Каждый участок гальванически развязан от любого другого, что позволит производить ремонтные работы с более высоким уровнем безопасности.

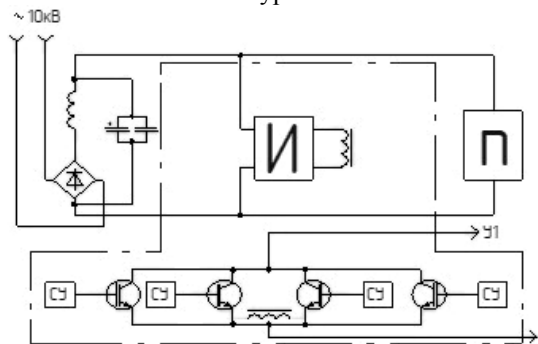


Рис. 1. Предлагаемая схема тяговой подстанции

Такая схема должна быть реализована на ключевых элементах с номинальным напряжением 10 кВ. В таком случае следует применять схему многоуровневого автономного инвертора, представленного на рис. 2.

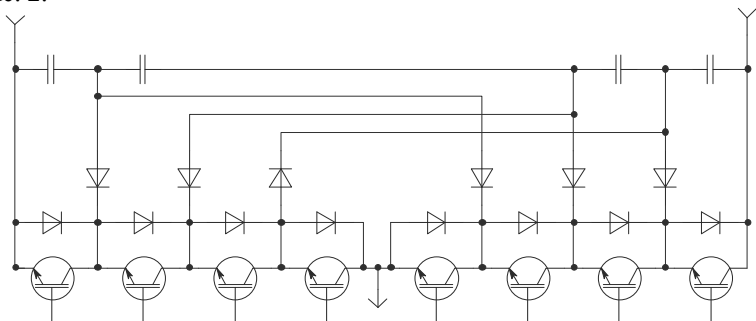


Рис. 2. Плечо многоуровневого инвертора

Выводы. Высоковольтные высокочастотные инверторные преобразователи позволят повысить коэффициент полезного действия тяговых подстанций, уменьшить размер и повысить уровень автоматизации. Единственной весомой проблемой является характеристика такого узла с точки зрения магнитной совместимости.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бурдасов Б.К., Нестеров С.А. Многоуровневые и каскадные преобразователи частоты для высоковольтных электроприводов переменного тока // Доклады Мордовского гос. ун-та. – 2015. – Т. 2, № 10. – С. 50–60.
2. Муфтиев С.Р. Система стабилизации напряжения тяговых подстанций городского электротранспорта: автореф. ... дис. канд. техн. наук. – Уфа, 2014. – 169 с.

УДК 621.316.722.1

ИНТЕГРИРОВАННАЯ СИСТЕМА ОБЕСПЕЧЕНИЯ УСЛОВИЙ ЭКСПЛУАТАЦИИ ЛИТИЙ-ИОННОЙ АККУМУЛЯТОРНОЙ БАТАРЕИ

*А.В. Иванов, вед. инж.; Н.Н. Цебенко, зав. лаб. НИИ АЭМ ТУСУР
Научный руководитель А.Г. Юдинцев, зав. отд. НИИ АЭМ ТУСУР, к.т.н.
г. Томск, НИИ АЭМ ТУСУР, ivanovnii@sibmail.com*

Перечислены особенности работы литий-ионных аккумуляторных батарей, приведено описание системы, предназначенной для обеспечения оптимальных условий эксплуатации.

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

Литий-ионные аккумуляторные батареи (ЛИАБ) находят широкое применение в различных областях техники, как промышленного, так и специального назначения. ЛИАБ применяются в электромобилях, в подводных и космических аппаратах и др. Например, все перспективные космические аппараты разрабатываются с применением литий-ионных аккумуляторных батарей. Такое широкое применение связано с их основными достоинствами, такими как высокие удельные характеристики, герметичность, большое количество циклов заряд/разряд (до 1000) и ряд других особенностей [1].

Как известно, единичные аккумуляторы, в том числе литий-ионные, имеют крайне низкое напряжение, поэтому для получения необходимого напряжения их собирают последовательно в батарею. При изготовлении батареи стараются использовать аккумуляторы с максимально близкими характеристиками (внутреннее сопротивление, токи саморазряда в режиме хранения, скорость деградации электродных материалов и т.д.). Однако в процессе эксплуатации характеристики аккумуляторов неизбежно изменяются, в результате это приводит к тому, что емкость всей батареи будет определяться емкостью самого худшего аккумулятора.

Для повышения надежности и увеличения емкости батареи в большинстве случаев в ее состав вводят электронный блок, предна-

пятиканального модуля МИС путем измерения напряжения на резистивных датчиках. Контроль напряжений ЛИАБ осуществляется посредством трёх модулей МИН. МИН имеет восемь каналов измерения напряжения в диапазоне от минус 1,5 до 4,5 В. МК состоит из двух контроллеров: основного и резервного, взаимодействие и резервирование которых осуществляются внутри МК и скрыты от остальных частей МКУ. Выравнивание напряжения на аккумуляторах осуществляется пассивным методом – путем коммутации балластных резисторов, расположенных на батарее [5]. МКБР содержит в себе коммутаторы ($K_1, K_2 \dots K_n$), выполненные на основе поляризованных реле, и драйверы для управления реле по сигналу процессора. Коммутаторы выполнены таким образом, что при выходе из строя одного из реле при любом положении его контактов логика функционирования не нарушается.

Для повышения надежности в схеме применено резервирование, которое является одним из путей повышения надежности системы. Структурно МКУ имеет модульное построение. Функционально модули имеют различное назначение, но способ резервирования и его структурное построение всех модулей идентичны.

Таким образом, система позволяет обеспечивать оптимальные условия для эксплуатации литий-ионной аккумуляторной батареи. Исполнение системы, интегрированной в батарею, дает такие преимущества, как снижение массогабаритных показателей, снижение сложности системы, оптимизация тепловых режимов и др.

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. Рыкованов А. Li-ion аккумуляторные батареи с внешней системой баланса. – 2012. – № 6. – С. 88–90.
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. 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.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ УСТРОЙСТВА С АВТОМАТИЧЕСКИМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

*А.А. Багдасарян, А.С. Тюнин, А.Ю. Черняева, студенты;
С. С. Тюнин, аспирант*

*Научный руководитель В.Д. Семенов, проф. каф. ПрЭ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. ПрЭ, svd@ie.tusur.ru*

Представлены схема, алгоритм работы и расчет устройства с автоматическим регулированием коэффициента усиления на основе работы полевого транзистора в цепи обратной связи.

Ключевые слова: автоматическая регулировка усиления, операционный усилитель, алгоритм, транзисторы.

Система с АРУ – автоматической регулировкой усиления – предназначена для стабилизации уровня сигнала на выходе усилителей, как правило, радиоприёмных устройств при большом динамическом диапазоне изменения входного сигнала, который в радиолокационных приёмниках могут достигать 70–100 дБ. Иными словами, усилитель с АРУ должен автоматически подстраивать коэффициент передачи так, чтобы поддерживать заданное среднее значение выходного переменного напряжения. Реакцию на изменение входного сигнала обеспечивает устройство, преобразующее выходное переменное напряжение в постоянный уровень (детектор). Блок-схема АРУ представлена на рис. 1.



Рис. 1. Блок-схема системы АРУ

В соответствии с поставленным заданием было разработано устройство с автоматической регулировкой усиления на базе операционного усилителя. Электрическая схема устройства приведена на рис. 2.

Отталкиваясь от того, что поставленная задача требует добиться усиления в диапазоне от 70 до 90 дБ, а выходное напряжение должно составлять 2 В, рассчитаем значения минимального и максимального входных сигналов. Вычисления проведены в среде MathCad и представлены на рис. 3.

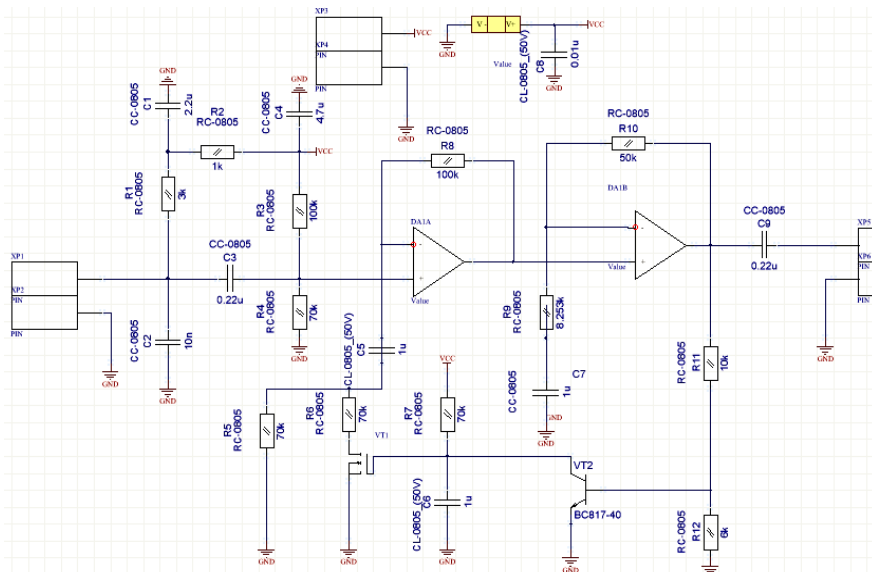


Рис. 2. Электрическая принципиальная схема устройства

$$N = 20 \log \left(\frac{P}{P_w} \right)$$

$$P1 := e^{\frac{1}{20} \cdot N1 \cdot \ln(10)} \cdot P_w \quad P1 = 0.506$$

$$P2 := e^{\frac{1}{20} \cdot N2 \cdot \ln(10)} \cdot P_w \quad P2 = 5.06$$

$$U1 := P1 \cdot 5.6 \quad U1 = 2.833 \text{ mV}$$

$$U2 := P2 \cdot 5.6 \quad U2 = 28.334 \text{ mV}$$

Рис. 3. Расчёты величины сигналов

Усиление входного сигнала происходит в два этапа через операционные усилители DA1A и DA1B. Соответственно суммарный коэффициент усиления: $k = k_1 \cdot k_2$. Коэффициент усиления должен принимать значение 70 при подаче максимального и 700 при подаче минимального сигналов. Регулировка коэффициента усиления ОУ DA1A осуществляется путем изменения коэффициентов $k_1 = 10$ для максимального и $k_1 = 100$ для минимального сигналов.

В соответствии со схемой биполярный транзистор VT2 открывается током в цепи базы. Ток транзистора VT2 поступает на затвор полевого транзистора VT1, изменяет напряжение на его затворе. Коэффициент усиления транзистора VT1 составляет

$$k_1 = \frac{R8 + R5 \parallel R6}{R5 \parallel R6} = \frac{100 \cdot 10^3 + 10^3}{10^3} = 101.$$

При максимальном сигнале значение напряжения становится равным напряжению затвора, транзистор начинает закрываться за определенное время t . При минимальном значении сигнала коэффициент усиления транзистора рассчитываем по формуле

$$k_1 = \frac{R8 + R5}{R5} = \frac{100 \cdot 10^3 + 11,1 \cdot 10^3}{11,1 \cdot 10^3} = 10.$$

На осциллограмме выходного напряжения (рис. 4), полученной на имитационной модели, продемонстрирована работа устройства при подаче на его вход сначала минимального, а затем максимального сигналов.

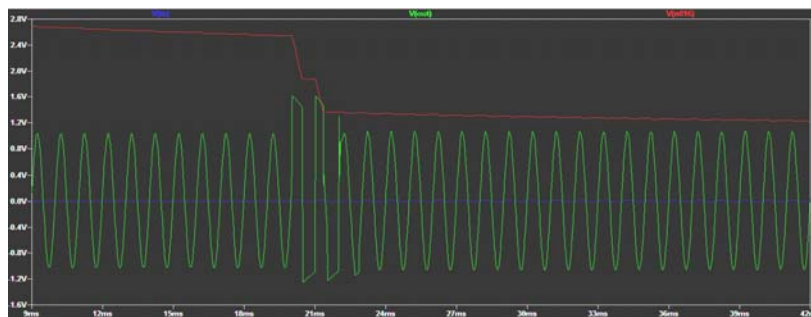


Рис. 4. Осциллограмма на выходе устройства

Физическая модель АРУ находится на стадии проектирования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сабунин А.Е. Altium Designer. Новые решения в проектировании электронных устройств. – 2009. – 432 с.
2. Кривицкий Б.Х., Салтыков Е.Н. Системы автоматической регулировки усиления // Радио и связь. – 1982. – С. 192.

ИСТОЧНИКИ МОЩНОСТИ В ИНДУКЦИОННОМ НАГРЕВЕ*В.А. Чехонадский, К.П. Калошин, магистранты каф. ПрЭ**Научный руководитель В.В. Русанов, нач. отд.**новых разработок и внедрений**г. Томск, ООО «ЭЛСИТ»*

Представлен обзор методов стабилизации мощности в источниках для индукционного нагрева посредством систем с обратной связью и графики кривых, которые объясняют принцип стабилизации.

Ключевые слова: индукционный нагрев, стабилизация тока индуктора, система обратной связи, источник постоянной мощности.

Работа современных индукционных установок основана на принципе стабилизации тока индуктора $I = \text{const}$ в резонансном режиме и его регулировки от $I_{\text{мин}}$ до $I_{\text{макс}}$ (рис. 1).

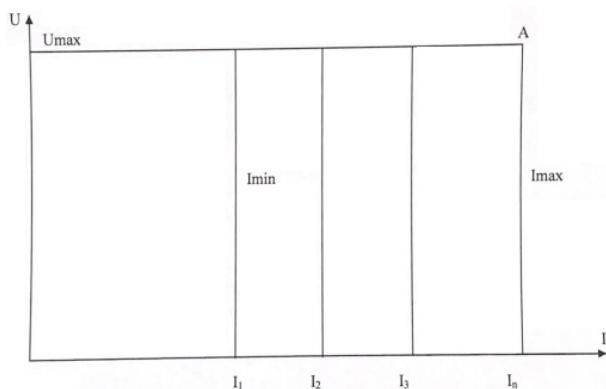


Рис. 1. Регулировка тока индуктора

Рабочая точка силовой установки во время работы перемещается по одному из вертикальных участков ($I_{\text{мин}} - I_{\text{макс}}$) от $U_{\text{макс}}$ до нуля в зависимости от сопротивления нагрузки. Проектирование установки производится на максимальную мощность $P_{\text{макс}} = U_{\text{макс}} \cdot I_{\text{макс}}$, которая находится в точке A . Во всех других точках мощность будет меньше $P_{\text{макс}}$. В любой точке N мощность $P_N = I^2 \cdot R$, отсюда следует, что при уменьшении сопротивления нагрузки R также уменьшается (так как $I = \text{const}$) и мощность P_N . Уменьшение мощности приводит к увеличению времени нагрева заготовок.

Избежать этого можно, если с помощью системы обратной связи стабилизировать не ток ($I = \text{const}$), а мощность: $P = \text{const}$ (рис. 2,

дуга $A-B$). В данном случае рабочая точка при изменении сопротивления нагрузки будет перемещаться по дуге $P = \text{const}$ и ограничиваться вертикальным участком $I_{\text{макс}}^*$ [2].

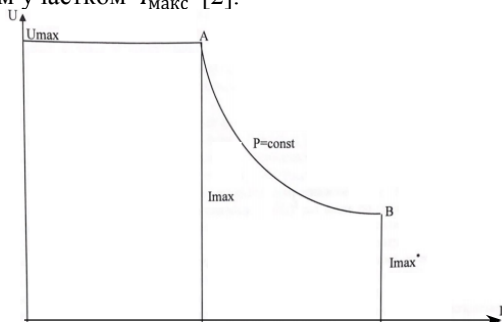


Рис. 2. Кривая мощности

Создание источников постоянной мощности на практике приводит к завышенной габаритной мощности установки, которая в данном случае будет равна: $P_{\text{габ}} = U_{\text{макс}} \cdot I_{\text{макс}}^*$ (в отличие от источника тока $P_{\text{габ}} = U_{\text{макс}} \cdot I_{\text{макс}}$), и как следствие – к неоправданным затратам. Компромиссный вариант между источником тока ($I = \text{const}$) и источником мощности получится, если кривую постоянной мощности ($P = \text{const}$) аппроксимировать – заменить двумя-тремя ступеньками (рис. 3).

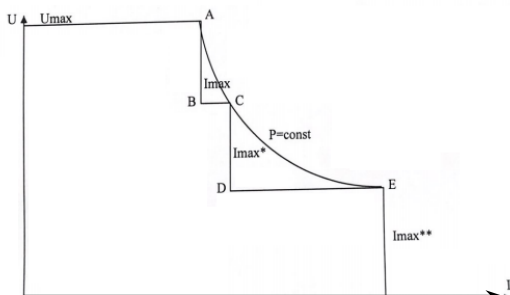


Рис. 3. Аппроксимация кривой постоянной мощности

В отличие от источника постоянной мощности рабочая точка будет перемещаться не по дуге $A-C-E$, а по прямым аппроксимации: $A-B-C-D-E$. На практике для этого нужно просто менять коэффициент трансформации в зависимости от сопротивления нагрузки. Так, напряжение в точке B будет равно $U_B = \frac{U_{\text{макс}}}{K_1}$, а в точке D – $U_D = \frac{U_{\text{макс}}}{K_2}$, где K_1 и K_2 – соответствующие коэффициенты трансформации. Токи в точках C и E будут равны $I_{\text{макс}}^* = I_{\text{макс}} \cdot K_1$ и $I_{\text{макс}}^{**} = I_{\text{макс}} \cdot K_2$ соответствен-

но. Габаритная мощность установки $P_{\text{габ}} = U_{\text{макс}} \cdot I_{\text{макс}}$ (как у источника тока). Мощность в точке E равна $P_{\text{макс}}$, так как точка E лежит на дуге постоянной мощности ($P_E = U_D I_{\text{макс}}^{**} = \left(\frac{U_{\text{макс}}}{K_2}\right) I_{\text{макс}} K_2 = U_{\text{макс}} I_{\text{макс}} = P_{\text{макс}}$). Сопротивление нагрузки в точке E : $R_E = \frac{P_{\text{макс}}}{I_{\text{макс}}^{**2}}$. Если бы мы работали с источником тока, то мощность на нагрузке с сопротивлением R_E была бы равна $P_E = I_{\text{макс}}^2 \cdot R_E = P_{\text{макс}} \cdot (I_{\text{макс}}^2 / I_{\text{макс}}^{**2}) = P_{\text{макс}} / K_2^2$. Отсюда видно, что мощность, выделяемая в нагрузке сопротивлением R_E , в случае применения аппроксимации кривой постоянной мощности в K_2^2 раз выше по сравнению с работой при обычной стабилизации тока.

ЛИТЕРАТУРА

1. Электротермические процессы и установки: учеб. пособие по теоретическому курсу / под ред. В.Н. Тимофеева, Е.А. Головенко, Е.В. Кузнецова. – Красноярск: Сибирский федеральный университет, 2007.

2. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники: учеб. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1999. – Ч. 1. – 199 с.

УДК 621.365.51 : 621.43.046.29 : 621.315.617.4

СТАБИЛИЗИРОВАННЫЙ ОДНОТАКТНЫЙ РЕЗОНАНСНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С ЧАСТОТНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

В.А. Шарыгин, студент; В.Д. Семенов, проф.

г. Томск, ТУСУР, каф. ПрЭ, slava.sharygin@mail.ru

Подобрано корректирующее звено, позволяющее обеспечить апериодический переходный процесс в резонансном преобразователе с частотным управлением. Построена имитационная модель преобразователя с частотным управлением в среде моделирования MATLAB Simulink, получен переходный процесс по возмущающему воздействию.

Ключевые слова: Стабилизация, постоянная времени, переходный процесс, быстроедействие системы.

Имитационная модель однотоктно резонансного преобразователя с частотным управлением (ЧУ), разработанная в [2], приведена на рис. 1.

Корректирующее звено представляет собой два форсирующих звена, включенных последовательно, с некоторой постоянной времени D . Его вид приведен в схеме управления GUN Subsystem, структура которой представлена на рис. 2.

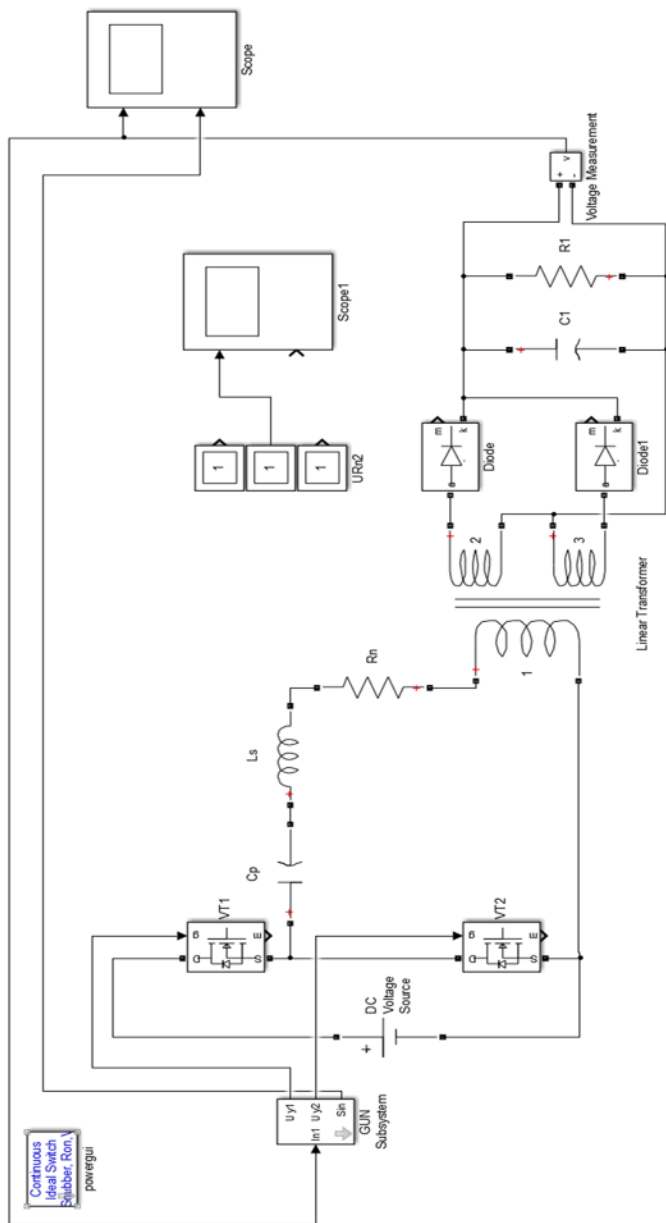


Рис. 1. Имитационная модель одноконтурного резонансного преобразователя с частотным управлением

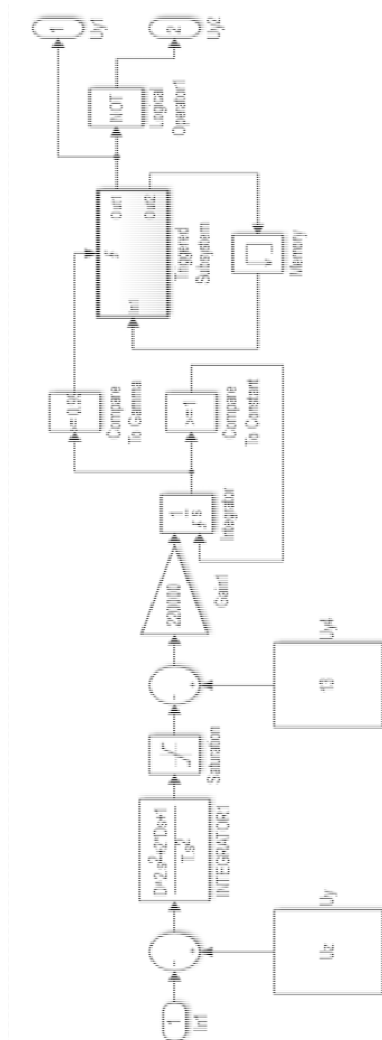


Рис. 2. Схема управления однофазного резонансного преобразователя с ЧУ

По реальным логарифмическим частотным характеристикам, снятым на имитационной модели, была синтезирована передаточная функция разомкнутой системы объекта управления (1):

$$W(p)_{\text{об. упр.}} = \frac{K_1}{T_1^2 p^2 + 2\xi T_1 p + 1} * \frac{K_2}{T_2 p + 1}. \quad (1)$$

На основе передаточной функции была построена ЛАЧХ разомкнутой системы объекта управления рис. 3.

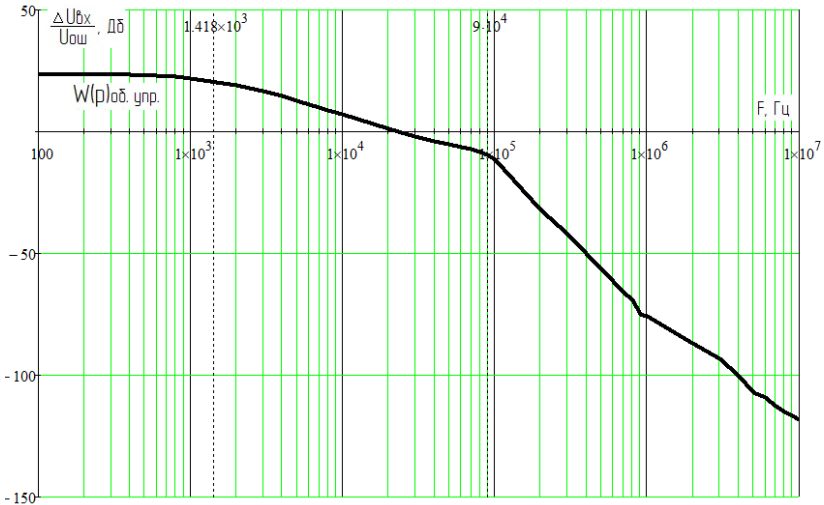


Рис. 3. ЛАЧХ разомкнутой системы объекта управления однотактного резонансного преобразователя с ЧУ

Представленная ЛАЧХ на рис. 3 удовлетворяет критериям устойчивости, но на частоте перегиба (90 кГц), в ходе которого начинает действовать на систему колебательное звено, ЛАЧХ изменяет свой наклон с -20 на -60 дБ/дек. Исходя из этого, было подобрано корректирующее звено инерционно-форсирующего типа (2), для компенсации угла наклона до -40 дБ/дек после точки перегиба (90 кГц):

$$W(p)_{\text{КЗ}} = \frac{T_3 p + 1}{T_4 p + 1}. \quad (2)$$

Передаточная функция скорректированной разомкнутой системы представлена в виде произведения передаточных функций разомкнутой системы объекта управления и корректирующего звена (3), (4):

$$W(p)_{\text{СКР.}} = W(p)_{\text{ОБ. УПР.}} * W(p)_{\text{КЗ}}; \quad (3)$$

$$W(p)_{\text{СКР.}} = \frac{K_1}{T_1^2 p^2 + 2\xi T_1 p + 1} * \frac{K_2}{T_2 p + 1} * \frac{T_3 p + 1}{T_4 p + 1}. \quad (4)$$

На основе передаточной функции была построена ЛАЧХ скорректированной разомкнутой системы управления (рис. 4).

В процессе работы было выбрано корректирующее звено, обеспечивающее переходный процесс установления выходного тока по управляющему воздействию, зарегистрированный на имитационной

модели в среде MATLAB Simulink, что подтверждает адекватность модели и математических расчетов на основе передаточных функций.

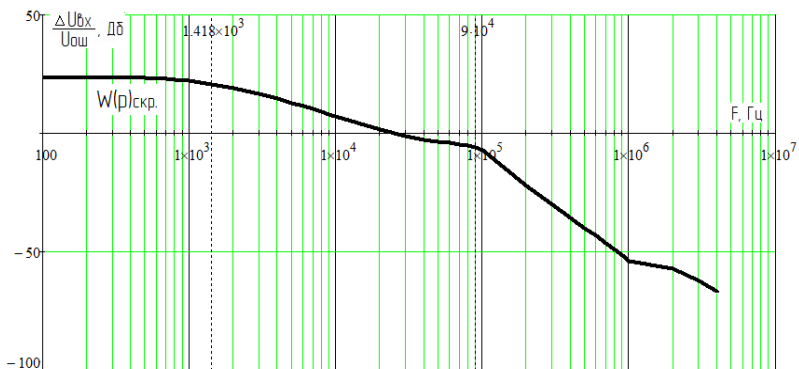


Рис. 4. ЛАЧХ разомкнутой системы с корректирующим звеном однотактного резонансного преобразователя с ЧУ

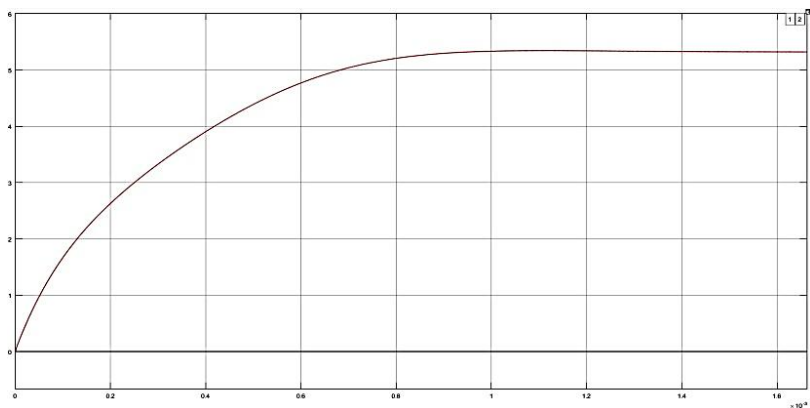


Рис. 5. Переходный процесс установления выходного тока по управляющему воздействию однотактного резонансного преобразователя с ЧУ

ЛИТЕРАТУРА

1. Мелешин В.И., Овчинников Д.А. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии. – М.: Техносфера, 2011. – 576 с.
2. Щербаков В.С., Руппель А.А., Глушеч В.А. Основы моделирования систем автоматического регулирования и электротехнических систем в среде Matlab Simulink: учеб. пособие. – Омск, СибАДИ, 2003. – 161 с.
3. Шарыгин В.А. Однотактный резонансный преобразователь с частотным управлением // XIV Междунар. конф. «Электронные средства и системы управления». – Томск: ТУСУР, 2018.

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 531.787

МЕХАНОЛЮМИНЕСЦЕНТНЫЙ СЕНСОР МИКРОМЕТЕОРИТНОГО ПОТОКА

Н.В. Крылов, аспирант каф. БЭСТ

*Научный руководитель К.В. Татмышевский, проф. каф. БЭСТ, д.т.н.,
доцент*

г. Владимир, ВлГУ им. А.Г. и Н.Г. Столетовых, kpnik@ya.ru

Рассмотрены механолюминесцентные сенсоры и принципы их работы. Представлена обобщенная структурная схема сенсора. Также описан вариант конструкции распределенного по площади механолюминесцентного сенсора.

Ключевые слова: механолюминесцентный сенсор, микрометеоритный поток.

На сегодняшний день, при исследовании околоземного космического пространства возникает проблема надежной регистрации факта соударения обшивки космического аппарата с потоками микрометеоритов. Причем условия ударного взаимодействия могут быть весьма разнообразны, находиться в широком диапазоне скоростей и углов соударения, а также механических свойств объектов, с которыми происходит соударение.

В работе сенсора микрометеоритного потока предлагается использовать явление механолюминесценции. Люминесценция в целом, как физическое явление обусловлена способностью светящихся веществ (люминофоров) трансформировать тот или иной вид энергии в видимый свет или, реже, в ультрафиолетовое или инфракрасное излучение. Одним из перспективных в данном отношении видов люминесценции является люминесценция с механическим возбуждением, или механолюминесценция.

Механолюминесцентные сенсоры работают по принципу прямого преобразования входного механического, в том числе ударного, воз-

действия в выходной оптический сигнал. Такие светогенерационные сенсоры могут использоваться совместно с волоконно-оптическими каналами передачи информации, что обеспечивает высокую помехоустойчивость к электромагнитным помехам. Особенности конструкции делают сенсоры чувствительными к давлениям, распределенным по площади, поэтому они могут выполнять функцию визуализации полей импульсных давлений [1].

Общая схема сенсора представляет собой структуру оптопары, содержащую механолюминесцентный излучатель, фотоприёмник, оптическую среду между ними, а также элементы электронного и оптического обрамления. Оптическая среда может представлять собой либо открытый оптический канал, либо закрытый оптический канал в виде волоконно-оптического жгута с регулярной укладкой или кабеля. Фотоприёмник может быть одноэлементный (как правило, фотодиоды с $p-i-n$ -структурой) или многоэлементный (матричный) для регистрации световых полей, формируемых механолюминесцентным чувствительным элементом при воздействии частиц микрометеоритов.

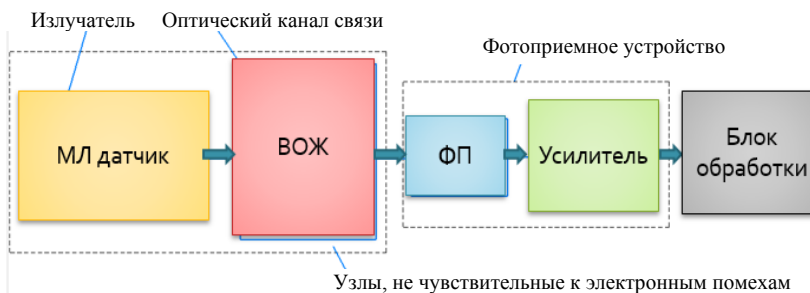


Рис. 1. Обобщенная структурная схема сенсора

Здесь предлагается вариант конструкции распределенного по площади механолюминесцентного сенсора. Такой сенсор изготавливается в виде тонкой гибкой прозрачной пленки, внутри которой нанесен слой мелкодисперсного порошка механолюминесцентного материала. В качестве люминесцентного материала используется порошок сульфида цинка, легированного марганцем ($ZnS:Mn$) со средним размером зерен 10–15 мкм. Общая толщина сенсора составляет 30–40 мкм. При воздействии на сенсор ударного воздействия микрометеорита механолюминофор в месте соударения генерирует импульс оптического излучения, который передается на фотоприемник [2].

Варианты конструкций механолюминесцентного сенсора представлены ниже на рис. 2 с оптическим каналом передачи и на рис. 3 с

электрическим каналом передачи: 1 – контактирующий объект; 2 – защитное покрытие; 3 – слой механолюминофора; 4 – прозрачное покрытие; 5 – светозащитный корпус; 6 – широкоформатный объектив (линза) с углом поля зрения β ; 7 – фокон; 8 – ВОЖ; 9 – матричный фотоприемник; 10 – устройство управления; 11 – электрический кабель; 12 – концентратор напряжений с регулярным рельефом поверхности.

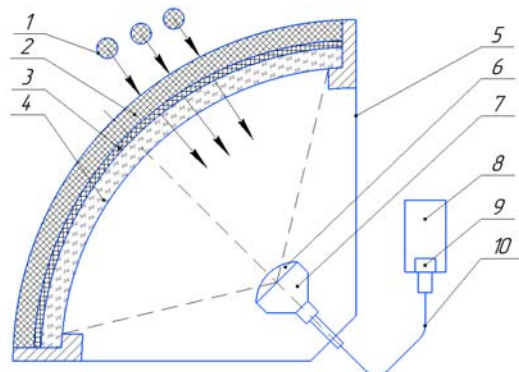


Рис. 2. Механолюминесцентный сенсор с оптическим каналом передачи

Здесь при воздействии объекта 1 на поверхность 2 в зоне контакта возникает излучение механолюминофора 3. Световое пятно соответствует форме объекта 1 и воспроизводит даже мелкие особенности рельефа поверхности объекта. Предельная пространственная разрешающая способность ЧЭ находится на уровне среднего размера зерна люминофора и составляет 10...20 мкм. Далее пространственно промодулированный световой поток регистрируется матричным фотоприёмником 9 и подаётся на устройство управления 10. В конструкции по варианту 2 используется полностью оптический канал связи, в который входят: широкоформатный объектив 6, фокон 7 и ВОЖ 8 с регулярной укладкой оптических волокон. Такая конструкция обеспечивает лучшую помехоустойчивость в канале передачи, но она более сложна в изготовлении и требует применения дорогостоящих волоконно-оптических компонентов.

В конструкции по рис. 3 световой сигнал регистрируется непосредственно матричным фотоприёмником 9 с большим углом поля зрения. Далее электрический сигнал подается на устройство управления 10 по электрическому кабелю 11. Техническая реализации этого варианта проще и дешевле, однако помехоустойчивость – ниже. Здесь же показано возможное применение концентратора напряжений 12

для повышения чувствительности и формирования в датчике менее высокого пространственного разрешения. Для этого концентратор выполняется в виде упругой и гибкой плёнки, на одной из сторон которой сформированы регулярные неровности, обращённые в сторону механолуминесцентного слоя. Неровности могут быть сформированы в виде выступов концентрических окружностей, а также одинарной или двойной перекрёстной насечки.

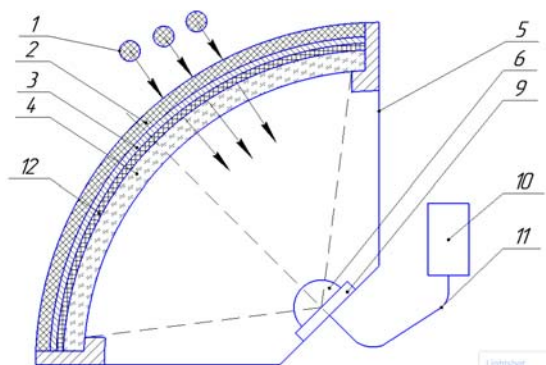


Рис. 3. Механолуминесцентный сенсор с электрическим каналом передачи

По результатам обработки сигнала фотоприемника можно определить интенсивность соударения, площадь контакта и координаты попадания микрометеорита.

ЛИТЕРАТУРА

1. Юшин А.М. Оптоэлектронные приборы и их зарубежные аналоги: справочник; в 5 т. – Т. 3. – М.: РадиоСофт, 2000. – С. 250–255.
2. Волчихин В.И., Мурашкина Т.И. Проблемы создания волоконно-оптических датчиков // Датчики и системы. – 2001. – № 7. – С. 54–58.
3. Справочник конструктора оптико-механических приборов / под ред. В.А. Панова. – М.: Машиностроение, 1980. – С. 111–115.

УДК 620:191.33

СИСТЕМЫ РАДИОМОНИТОРИНГА В ГОРНЫХ УЧАСТКАХ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО ТРАНСПОРТА

*О.А. Мирсагдиев, доцент каф. АТ и ТТ на ЖДТ
г. Ташкент (Узбекистан), oamirsagdiev@yandex.ru*

Проанализированы разработка и применение систем радиомониторинга в горных участках железнодорожного транспорта для контроля состояний земных грунтов по склону на основе датчиков волоконно-оптических систем

связи. Подробно рассматривается организация методов систем связи, представляющих важные информации о возникновении оползневых процессов.

Ключевые слова: железнодорожный транспорт, системы мониторинга, волоконно-оптический датчик, горный участок, безопасность.

На сегодняшний день одним из актуальных вопросов на железнодорожном транспорте является преждевременная оценка опасных геологических явлений в участках с горными местами, а именно таких, как оползни. Обычно оползни возникают в тех участках, где имеются склоны, горы и др. Наиболее часто оползни возникают на склонах, сложенных чередующимися водоупорными и водоносными породами. Смещение крупных масс земли или породы по склону или клифу вызывается в большинстве случаев смачиванием дождевой водой грунта так, что масса грунта становится тяжелой и более подвижной. Может вызываться также землетрясениями или разрушающей деятельностью моря. Силы трения, обеспечивающие сцепление грунтов или горных пород на склонах, оказываются меньше силы тяжести, и вся масса горной породы приходит в движение [1].

На сегодняшний день основными причинами аварий и катастроф на железнодорожном транспорте являются неисправности пути, подвижного состава, средств сигнализации, централизации и блокировки, ошибки диспетчеров, невнимательность и халатность машинистов. А также не исключаются размывы железнодорожных путей, обвалы, оползни, наводнения. При перевозке опасных грузов, таких как газы, легковоспламеняющиеся, взрывоопасные, едкие, ядовитые и радиоактивные вещества, происходят взрывы, пожары цистерн и других вагонов. Ликвидировать такие аварии довольно сложно [2]. На рис. 1 и 2 приведены примеры аварий, возникших при оползнях [3].



Рис. 1. Авария грузового состава на перевале Камчик (Узбекистан)



Рис. 2. Авария пассажирского состава в штате Вайоминг (США)

Основной задачей становятся выявление повреждений, нарушений, дефектов и их диагностирование; контроль состояния опасных

геологических явлений, таких как смещение масс горных пород по склону под воздействием собственного веса и дополнительной нагрузки вследствие подмыва склона, переувлажнения, сейсмические толчки и иные процессы с применением подтверждающих теоретических расчетов по диагностированию; создание различных способов и алгоритмов для волоконно-оптических измерительных устройств, которые достоверно, точно и в режиме онлайн позволяют проводить мониторинг и создают условия удобного контроля и диагностирования режимов. Все это приобретает важное значение. Поэтому мониторинг и контроль состояний земных грунтов по склону являются одной из значимых задач на железнодорожном транспорте.

Исходя из вышепоставленных задач была предложена методика разработки систем мониторинга для контроля состояний земных грунтов по склону на основе датчиков волоконно-оптических систем связи.

Волоконно-оптические кабели, предназначенные для передачи информации, могут также использоваться в качестве чувствительных элементов распределенных систем измерения температуры, давления, вибраций и других видов воздействий и физических величин. Основными преимуществами таких систем являются возможность работать без подвода электроэнергии, невосприимчивость к электромагнитным помехам, высокая чувствительность и малые размеры. Более того, использование стандартных волоконно-оптических элементов и кабелей, используемых в телекоммуникациях, обеспечивает сравнительно невысокую стоимость этих сенсоров.

Оптическое волокно имеет широкие перспективы для использования его в качестве чувствительных элементов в информационно-измерительных системах сбора данных для измерения распределения физических величин в пространстве. Волоконно-оптический датчик (ВОД) – это средство измерений, состоящее из измерительного преобразователя (ИП), преобразующего измеряемую физическую величину в какой-либо параметр оптического сигнала, передаваемого по оптическому волокну, соединенного волоконно-оптической линией связи с устройством преобразования и обработки оптических сигналов, обеспечивающих метрологические свойства датчика и выработку сигналов измерительной информации в удобном виде.

Применение традиционных датчиков для контроля протяженных объектов создает множество проблем, связанных с огромным количеством дискретных датчиков, их размещением с целью снизить взаимные помехи [4].

При использовании волоконно-измерительных датчиков в системах мониторинга различных объектов и процессов имеются следующие преимущества:

- отсутствие влияния на измерительную аппаратуру, а следовательно, и на результаты измерений электромагнитных полей и побочных излучений;
- отсутствие проблем с заземлением;
- отсутствие проблем с дугообразованием и искрением;
- высокая стойкость к неблагоприятным воздействиям окружающей среды;
- возможность измерений во взрывоопасной среде;
- отсутствие химических реакций волокна с измеряемой средой;
- высокая механическая прочность и простота конструкции;
- стойкость к повышенным температурам.

Также ВОД позволяют проводить дистанционные измерения в ситуациях, когда другие виды датчиков (электронные) использовать невозможно либо нежелательно.

Применение ВОД даст возможность для разработки оптимальных режимов не только в горных участках железнодорожного транспорта, а также для обнаружения механических повреждений различных конструкций (железнодорожные мосты, железнодорожные сооружения и др.) с использованием оптического волокна. Используя методику применения интерферометрических измерений, обрабатывается мониторинг механических конструкций на их надежность и безопасность.

Принцип организации на основе датчиков волоконно-оптических систем связи представлен на рис. 3.

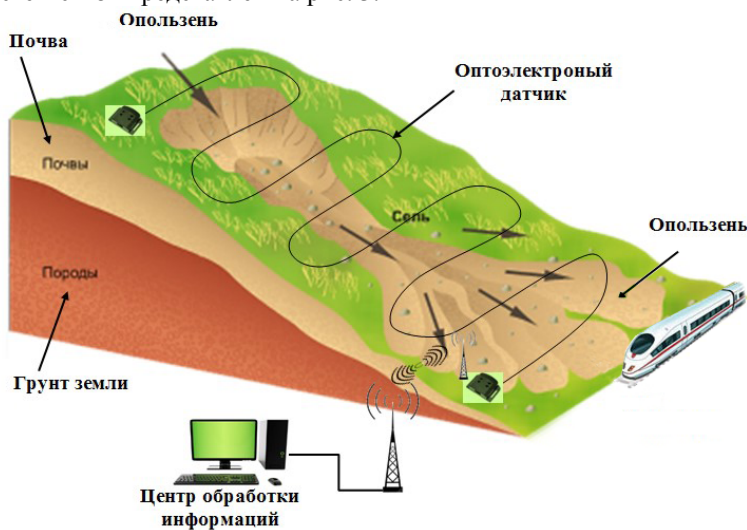


Рис. 3. Принцип работы устройства для мониторинга состояний горных участков железнодорожного транспорта

Далее полученная информация от датчиков поступает в центр обработки информации с помощью различных радиоканалов, где определяется состояние грунтовых слоев мест возникновения оползней, и предоставляется возможность преждевременного предупреждения о возникновении оползней и подачи сигнала остановки машинисту приближающегося состава и дежурным ближайших станции вдоль опасных территорий.

Непрерывный мониторинг состояния горных участков железнодорожного транспорта позволяет избегать их перегрузки, перейти от планового ремонта к ремонту «по состоянию», предупредить и предотвратить развитие аварий и, таким образом, даст существенную экономию при использовании поставляемых систем.

Непрерывный мониторинг даст возможность перейти в состояние защищенности процесса движения железнодорожного подвижного состава, при котором отсутствует недопустимый риск возникновения транспортных происшествий и их последствий, влекущих за собой причинение вреда жизни или здоровья пассажиров, окружающей среде, а также позволит перейти от планового ремонта к ремонту «по состоянию», предупредит и предотвратит развитие аварий и, таким образом, даст существенную экономию при использовании поставляемых систем.

ЛИТЕРАТУРА

1. <https://znaniya.com/task/30443018#readmore>
2. Коробейников Д.В., Метлушин С.В. Особенности чрезвычайных ситуаций на железнодорожном транспорте: учеб.-метод. пособие. – Ижевск: Удмуртский университет, 2015. – 72 с.
3. Рахимов Б.Н., Мирсагдиев О.А., Назарова Н.Н., Оллоберганов И.О. Темир йул транспортининг тоғли ҳамда тоғ олди хуудлариди радиомониторинг тизимини қўлаш // Фан, маҳофаза, хавфсизлик. – 2018. – № 1 (1). – Бет. 97–101.
4. <https://studfiles.net/preview/2220014/>.

УДК 535.92

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ПОЛИМЕРНЫХ ОПТИЧЕСКИХ ВОЛОКОН ДЛЯ ТРАНСПОРТА КОГЕРЕНТНОГО И НЕКОГЕРЕНТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Д.В. Окунев, студент каф. СВЧиКР;

А.В. Пустозеров, аспирант, инженер каф. СВЧиКР

*Научный руководитель А.Е. Мандель, проф. каф. СВЧиКР, д.ф.-м.н.
г. Томск, ТУСУР, okunev.dv@yandex.ru*

Обсуждаются результаты экспериментального исследования передачи мощности когерентного и некогерентного оптического излучения с помощью полимерных оптических волокон с диаметрами сердцевины от 1,5 до 3,0 мм.

Ключевые слова: полимерное оптическое волокно, лазеры, светодиоды.

В современной оптике, когда нет особых требований к когерентности оптического излучения, перспективно использование светоизлучающих диодов (СИД) [1–3]. Для транспорта оптического излучения могут использоваться полимерные оптические волокна (ПОВ), эффективное возбуждение которых некогерентным излучением зависит от диаметра сердцевины волокон [4–6].

Целью данной работы является экспериментальное исследование транспорта когерентного и некогерентного излучения видимого диапазона ПОВ из полиметилметакрилата с диаметром сердцевины от $d = 1,5$ мм до $d = 3,0$ мм.

Экспериментальная установка и результаты экспериментов. Схема экспериментальной установки для измерения потерь мощности в ПОВ приведена на рис. 1. В качестве источника когерентного излучения использовался He-Ne лазер с длиной волны $\lambda = 633$ нм. В качестве некогерентных источников излучения света использовались СИД с длинами волн 625, 525 и 470 нм. Мощность на выходе ПОВ регистрировалась фотодиодом ФД-24К и микроамперметром. Источник излучения и фотоприемник располагались максимально близко к входному и выходному торцам волокна.

Измерения следующим образом. Сначала фотоприемником фиксировались мощность излучения лазера или СИД на выходе ПОВ длиной 3 мм и диаметром $d = 1,5$ – $3,0$ мм. Затем фиксировались показания фотоприемника для ПОВ длиной 20 см того же диаметра сердцевины.

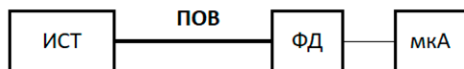


Рис. 1. Установки для измерения потерь мощности излучения в ПОВ: ИСТ – источник излучения; ПОВ – полимерное оптическое волокно; мкА – микроамперметр

Результаты измерения интенсивности когерентного света с длиной волны $\lambda = 633$ нм и некогерентного света СИД с центральной длиной волны $\lambda = 625$ нм для ПОВ с диаметрами сердцевины $d = 1,5$, $d = 2,0$ и $d = 3,0$ мм приведены на рис. 2.

Как видно из графиков рис. 2, потери когерентного и некогерентного излучения при прохождении светом ПОВ почти не отличаются.

На рис. 3 приведены результаты измерения потерь интенсивности излучения СИД из красной, зеленой и синей областей спектра при распространении света в ПОВ с диаметрами сердцевины $d = 1,5$ – $3,0$ мм.

Как видно из графиков рис. 3, при диаметре сердцевины ПОВ 1,5 мм для светодиода из синей области спектра наблюдается наи-

большее ослабление интенсивности света. При увеличении диаметра сердцевины до 3,0 мм ослабление интенсивности распространяющегося в ПОВ света не зависит от длины волны.

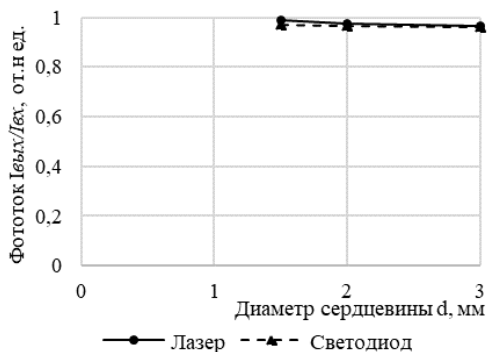


Рис. 2. Зависимость $I_{\text{вых}}/I_{\text{вх}}$ от диаметра сердцевины ПОВ

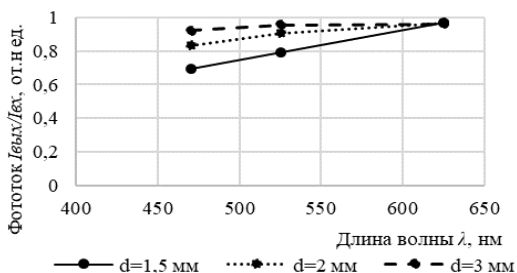


Рис. 3. Зависимость $I_{\text{вых}}/I_{\text{вх}}$ некогерентного света СИД

Заключение. Таким образом, проведенное экспериментальное исследование передачи мощности когерентного и некогерентного оптического излучения с помощью (ПОВ) показало, что потери когерентного излучения не превышают 5% от входной мощности в ПОВ с диаметром сердцевины 1,5–3,0 мм. Ослабление интенсивности некогерентного излучения СИД из синей области спектра при диаметре сердцевины ПОВ 1,5 мм составляет 30%, из зеленой области спектра – 15%, из красной области спектра – 5%. При увеличении диаметра сердцевины до 3,0 мм ослабление интенсивности распространяющегося в ПОВ света не превышает 8% и почти не зависит от длины волны света.

Работа выполнена в рамках проектной части (проект по заявке 3.1110.2017/ПЧ) и базовой части (задание № 3.8898.2017/БЧ) Госзадания Минобрнауки РФ на 2017–2019 годы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Kamil Postava, Tomuo Yamaguchi, Roman Kantor. Matrix description of coherent and incoherent light reflection and transmission by anisotropic multilayer structures // Appl. Opt. – 2002. – No. 41. – P. 2521– 2531.
2. Берлиц Ш. Светодиоды сейчас, что дальше? // Светотехника. – 2008. – № 5. – С. 9– 12.
3. Schubert E. F. Light-emitting diodes. – New York: Rensselaer Polytechnic Institute, 2018. – 672 p.
4. Bidirectional Gigabit POF link based on GaN LED and KDPOF Gigabit POF Transceiver / J. Vinogradov, R. Kruglov, J-W. Shi, R. Engelbrecht, O. Ziemann // 26th International Conference on Plastic Optical Fibres. – Instituto de Telecomunicacoes. – Aveiro, 2017. – Vol. 26. – P. 82– 85.
5. Polymer Optical Fibres: Fibre Types, Materials, Fabrication, Characterisation and Applications / Christian-Alexander Bunge, Markus Beckers, Thomas Gries. – Woodhead Publishing, 2017. – 436 p.
6. Efficient WDM Transmission over SI-POF with a 4-channel LED Module / R. Kruglov, J. Vinogradov, W. Huber, R. Engelbrecht, O. Ziemann // 26th International Conference on Plastic Optical Fibres. – Instituto de Telecomunicacoes, Aveiro, 2017. – Vol. 26. – P. 204–207.

УДК 535.5

ПРИМЕНЕНИЕ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ ДЛЯ КОНТРОЛЯ ТЕМПЕРАТУРЫ БОРТОВОЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА

К.В. Заичко, аспирант каф. СВЧиКР

*Научный руководитель С.Н. Шарангович, проф. каф. СВЧиКР, к.ф.-м.н.
г. Томск, ТУСУР, zaichkov@gmail.com*

Рассмотрена возможность применения волоконно-оптических датчиков для контроля температуры бортовой и радиоэлектронной аппаратуры. Представлены результаты экспериментальных исследований макета.

Ключевые слова: волоконно-оптические датчики, оптическое волокно, Брэгговские решетки, космический аппарат, интеррогатор.

Волоконно-оптические датчики – это оптоволоконные устройства для определения некоторых величин, таких как температура или механическое напряжение, но иногда также смещения, вибраций, давления, ускорения, вращения (измеряется с помощью оптических гироскопов на основе эффекта Саньяка), и концентрации химических веществ [1].

Цель работы – разработка, производство и экспериментальное исследование макетного образца платы, который будет оснащаться тепловыми имитаторами и датчиками на основе оптического волокна.

Структурная схема тракта связи показана на рис. 1. Также на схеме показан интеррогатор, принципиальная схема которого показана на рис. 2. Интеррогатор выступает в качестве системы измерения на основе волоконно-оптических датчиков, осуществляя одновременно регистрацию показаний каждого из подключенных датчиков и передачу измеренных показаний устройствам верхнего уровня (в простейшем случае – серверу оператора).

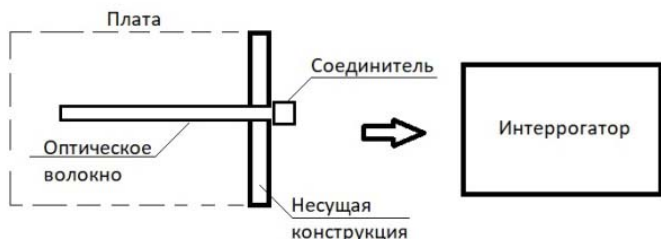


Рис. 1. Схема тракта связи

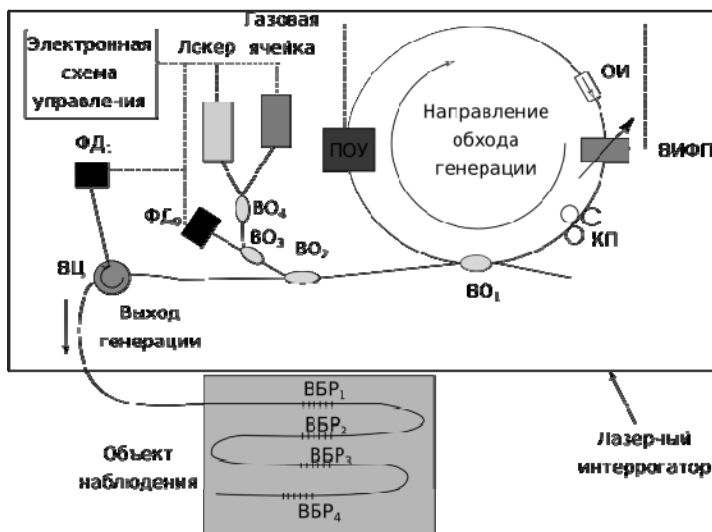


Рис. 2. Принципиальная схема волоконного лазерного интеррогатора:

ПОУ – полупроводниковый усилитель; ВИФП – перестраиваемый волоконный интерферометр Фабри–Перо; ОИ – оптический изолятор; КП – контроллер поляризации; ВО – волоконный ответвитель; ВЦ – волоконный циркулятор; ФД – фотодетектор; ВБР – волоконная брэгговская решетка [1]

В одну плату необходимо встраивать одно оптоволокно, которое должно быть подключено к оптическому разъему на верхней части

рамки. Схема встраивания оптоволокна показана на рис. 2. На волокне должны располагаться брэгговские решетки (датчики) – 21 шт. Расстояние между решетками (датчиками) составляет по 25 мм на ровной части и по 33,6 мм на изгибах (см. рис. 3).

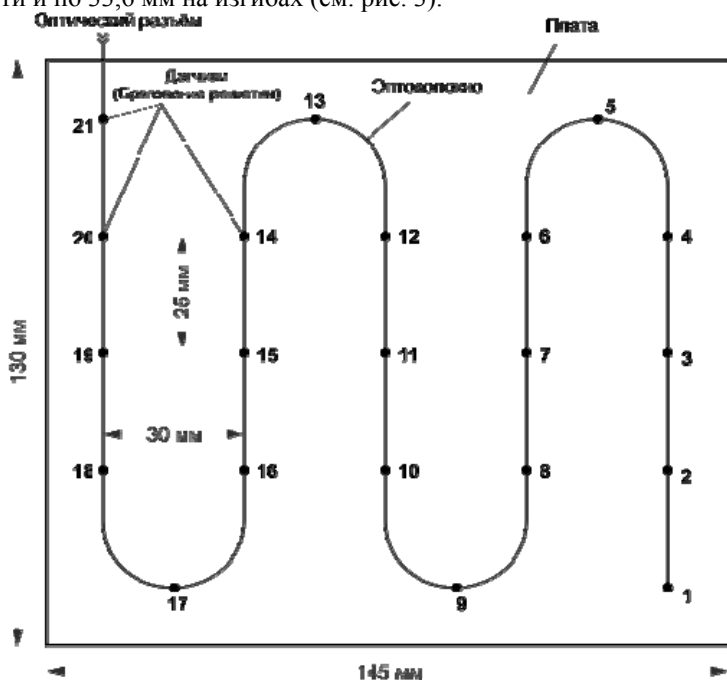


Рис. 3. Схема расположения волокна с датчиками (решетками) на плате

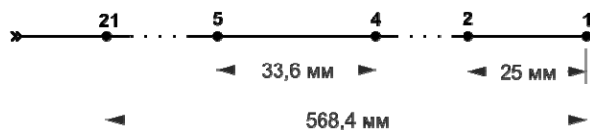


Рис. 4. Расстояние между решетками

В работе представлены результаты экспериментальных исследований макета. Данная работа проводится в рамках НИОКР «Применение волоконно-оптических датчиков для контроля температуры бортовой РЭА КА».

ЛИТЕРАТУРА

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

АНИЗОТРОПИЯ ДВУХВОЛНОВОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ НА ПРОПУСКАЮЩИХ ФОТОРЕФРАКТИВНЫХ ГОЛОГРАММАХ В КРИСТАЛЛЕ СИЛИКАТА ВИСМУТА СРЕЗА (110)

А. Шмидт, электроник; А. Злобин, аспирант;

Д. Кузьмич, А. Солошенко, Р. Некрасова, студенты каф. ЭП

Научный руководитель Н.И. Буримов, д.ф.-м. н., проф. каф. ЭП

г. Томск, ТУСУР, zlobin.tusur@yandex.ru

Проект ГПО ЭП-0711 «Исследование спектральных характеристик динамики развития отражательных фоторефрактивных решеток в кристаллах силленитов в условиях внешней некогерентной подсветки и влияния температуры»

Исследована самодифракция плоских циркулярно поляризованных световых волн с разными поляризационными состояниями на динамических пропускающих фоторефрактивных голограммах с учётом дополнительного вклада в фоторефракцию пьезоэлектрически и флексоэлектрически индуцированных упругих полей в кристалле $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ среза (110). Установлено, что эффективность двухволнового взаимодействия не зависит от поляризационного состояния взаимодействующих волн.

Ключевые слова: силлениты, динамическая голография, фоторефракция.

Интерферометрические системы на базе фоторефрактивных кристаллов обладают способностью адаптироваться к медленным изменениям внешних условий и высокой чувствительностью [1]. Было показано, что такие системы способны разрешать механические колебания диффузно отражающих объектов в динамическом диапазоне от 2 пм до 20 нм [2].

Кристаллы класса силленитов являются перспективными для задач голографической интерферометрии в силу высокой голографической чувствительности и быстрого отклика.

Экспериментальное исследование проводилось на установке, реализующей схему, представленную на рис. 1. Излучение He-Ne-лазера с длиной волны $\lambda = 633$ нм делилось на сигнальную и опорную волны. Аттенуатором задавалось соотношение интенсивностей волн, допускающее использование приближения малых контрастов. Поляризационные состояния задавались четвертьволновыми пластинками. Сигнальная волна модулировалась по фазе зеркалом, монтированным на пьезокерамике. Волны сводились в образце $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ среза (110) толщиной $d = 8$ мм под углом в 40° , соответствующим пространственному периоду голографической решетки в 1 мкм. Кристалл был закреплен на подвижной платформе, что позволяло варьировать угол

между осью Oz и вектором в плоскости, нормальной к оси Ox с точностью до 1° .

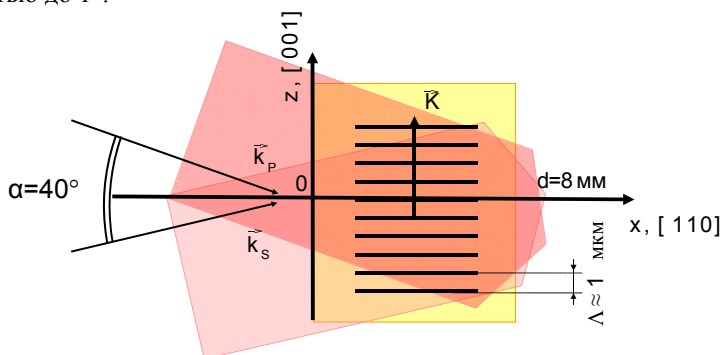


Рис. 1. Схема двухволнового взаимодействия

Демодулированный сигнал фиксировался фотодиодом BPW-34, работающим в фотодиодном режиме детектирования при сопротивлении нагрузки $R_L = 51 \text{ кОм}$ и напряжении смещения $7,1 \text{ В}$, и попадал на вход осциллографа Tektronix TDS 2012C. Компьютерная система обработки позволяла в цифровом виде фиксировать выборки сигнала фазовой демодуляции с длительностью около $2,5 \text{ мкс}$, с интервалом в 1 с между ними, и далее аппроксимировать их разложением на гармоники с частотами Ω , 2Ω , 3Ω и 4Ω .

Методика эксперимента заключается в следующем. Для каждого положения кристалла, определяемого углом θ между вектором решётки и кристаллографическим направлением $[001]$, для каждого значения амплитуды модуляции фиксируется 15 осциллограмм демодулированного сигнала. Каждое изменение угла в эксперименте сопровождается стиранием записанной решётки путём экспонирования кристалла опорным световым пучком в течение 15 мин. Амплитуда фазовой модуляции полагается линейно связанной с амплитудой напряжения на пьезокерамике, которая изменяется в диапазоне от 30 до 50 В включительно. Изменение напряжения сопровождается паузой в 7 мин , в течение которой, как предполагается, переходные процессы в основном завершаются. После снимаются 15 осциллограмм выходного сигнала с интервалом приблизительно в 1 с и постоянная составляющая.

В результате исследования была получена ориентационная зависимость эффективности двухволнового взаимодействия на удвоенной частоте модуляции для право- и левополяризованных волн. Она приведена на рис. 2.

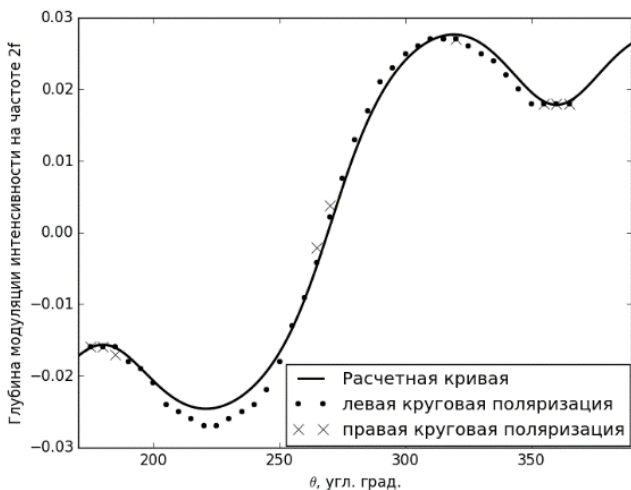


Рис. 2. Ориентационная характеристика

Сплошная кривая на рис. 2 соответствует теоретическому соотношению, полученному по методике [2]:

$$M^{(2)}(\varphi_m) = 4J_0(\varphi_m)J_2(\varphi_m) \left[\exp\left(\frac{\Gamma_1 \cos^2(\theta/2)}{2}d\right) \cdot \cos\left(\frac{\Gamma_2 \cos^2(\theta/2)}{2}d\right) - 1 \right], \quad (1)$$

где $M^{(2)}$ – глубина модуляции интенсивности на удвоенной частоте модуляции; J_n – функция Бесселя n -го порядка; φ_m – амплитуда модуляции; Γ_1, Γ_2 – коэффициенты связи; d – толщина кристалла.

Из полученной зависимости видно, что оптимальная ориентация вектора голографической решетки соответствует кристаллографическим направлениям $\langle 111 \rangle$ (при ориентационных углах $\pm 54,7 + n \cdot 360$), а также что эффективность взаимодействия не зависит от поляризационного состояния, что указывает на отсутствие электрогирационного механизма формирования решёток.

ЛИТЕРАТУРА

1. Петров М.П., Степанов С.И., Хоменко А.В. Фоторефрактивные кристаллы в когерентной оптике. – СПб.: Наука, 1992. – 320 с.

2. Шандаров С.М., Буримов Н.И. и др. Фазовая демодуляция световых полей в лазерной интерферометрии, основанной на динамических голограммах диффузионного типа в фоточувствительных кристаллах // Голография. Наука и практика: 13-я Междунар. конф. «ГолоЭкспо 2016», Ярославль, 12–15 сентября 2016 г.: тезисы докладов. – М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2016. – С. 140–147.

ИЗОТРОПНАЯ ДИФРАКЦИЯ СВЕТА НА ПЕРИОДИЧЕСКОЙ ДОМЕННОЙ СТРУКТУРЕ В КРИСТАЛЛЕ НИОБАТА ЛИТИЯ

И.К. Казак, А.Ю. Яковлева, магистранты каф. СВЧМКР

Научный руководитель А.Е. Мандель, проф. каф. СВЧМКР, д.ф.-м.н.

г. Томск, ТУСУР, MandelAE@svch.tusur.ru

Экспериментально исследована изотропная дифракция света на периодической доменной структуре в кристалле ниобата лития. Период доменной структуры составлял $\Lambda = 8,79$ мкм. В качестве источников излучения использовались лазеры с длинами волн $\lambda = 655$ нм, $\lambda = 525$ нм и $\lambda = 470$ нм.

Ключевые слова: дифракция света, ниобат лития, периодические доменные структуры.

Периодические доменные структуры в электрооптических кристаллах эффективно используются для реализации устройств преобразования частоты лазерного излучения [1, 2]. Реальные периодические доменные структуры отличаются от идеальных вариацией размера доменов, связанных с технологическими особенностями формирования периодической структуры. Одним из неразрушающих и информативных методов определения качества периодической доменной структуры является дифракция света на такой структуре [3, 4].

Периодическая доменная структура была изготовлена компанией Labfer LTD в кристалле $\text{LiNbO}_3: 5\% \text{MgO}$. Кристалл имел размеры $40 \times 2 \times 1$ мм по осям X , Y и Z соответственно. Периодическая доменная структура создавалась методом переполаризации доменов во внешнем электрическом поле [5]. Структура имела период $\Lambda = 8,79$ мкм и толщину образца 0,4 мм вдоль оси Z . Периодическая структура полностью занимала пространство между гранями образца, перпендикулярными осям Y ($d = 2$ мм) и X ($L = 40$ мм).

Дифракция света на периодической доменной структуре в кристалле ниобата лития исследовалась с помощью полупроводниковых лазеров с длинами волн излучения $\lambda = 655$, 525 и 470 нм. Схема экспериментальной установки приведена на рис. 1. Излучение лазера направлялось вдоль оси Y кристалла LiNbO_3 (2), размещенного на юстировочном столике (3). Излучение света было поляризовано вдоль оси Z кристалла. Интенсивность света в дифракционных максимумах регистрировалась фотодиодом (4) и подключенным к фотодиоду микроамперметром (5).

Настройка на брэгговские дифракционные максимумы проводилась с использованием прецизионного юстировочного столика 3, на который был помещен кристалл.

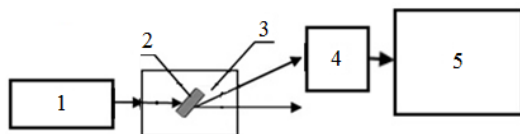


Рис. 1. Схема экспериментальной установки для исследования изотропной дифракции света: 1 – полупроводниковый лазер; 2 – кристалл LiNbO₃; 3 – юстировочный стол; 4 – кремниевый фотодиод; 5 – микроамперметр

Результаты экспериментальных измерений интенсивности света в дифракционных максимумах на длинах волн лазерного излучения из красной ($\lambda = 655$ нм), зеленой ($\lambda = 525$ нм) и синей ($\lambda = 470$ нм) областей спектра представлены на рис. 2.

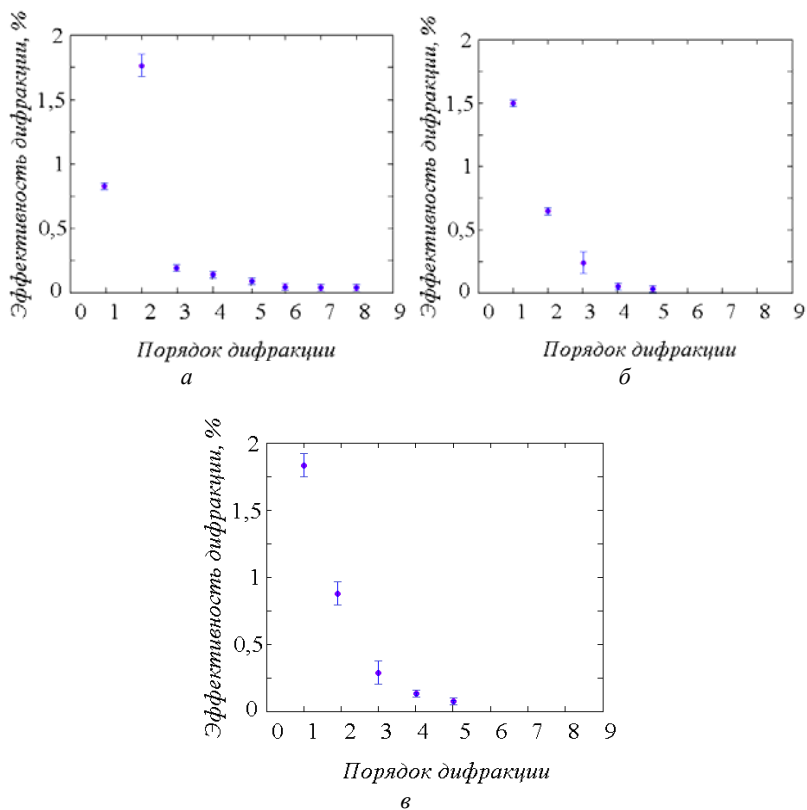


Рис. 2. Зависимости эффективности дифракции от порядка дифракционного максимума при изотропной дифракции света длине волны лазерного излучения: а – $\lambda = 655$ нм; б – $\lambda = 525$ нм; в – $\lambda = 470$ нм

Как следует из рис. 2, *а* интенсивность света на длине волны $\lambda = 655$ нм в дифракционных максимумах нечетных порядков при изотропной дифракции света отлична от нуля, а ее максимальная эффективность наблюдается для дифракционных максимумов 2-го порядка. На длинах волн излучения $\lambda = 525$ и 470 нм (рис. 2, *б* и *в*) максимальная эффективность дифракции наблюдается для дифрагированного максимума 1-го порядка. Для остальных порядков дифракционных максимумов эффективность излучения уменьшается с увеличением порядка дифракции.

ЛИТЕРАТУРА

1. Byer R.L. Quasi-phase-matched nonlinear interactions and devices // *J. Nonlinear Opt. Phys. Mater.* – 1997. – № 6. – 549 p.
2. Houe M., Townsend P.D. An introduction to methods of periodic poling for second-harmonic generation // *J. Phys. D: Appl. Phys.* – 1995. – № 28. – P. 1747.
3. Shandarov S.M., Mandel A.E., Andrianova A.V. et al. Linear diffraction of light waves in periodically poled lithium niobate crystal // *Ferroelectrics.* – 2017. – Т. 508, № 1. – P. 49–57.
4. Shandarov S.M., Mandel A.E., Smirnov S.V. et al. Collinear and isotropic diffraction of laser beam and incoherent light on periodically poled domain structures in lithium niobate // *Ferroelectrics.* – 2016. – Vol. 496, No. 1. – P. 134–142.
5. Шур В.Я., Румянцева Е.Л., Бачко Р.Г., Миллер Г.Д., Фейер М.М. Кинетика доменов при создании периодической доменной структуры в ниобате лития // *Физика твердого тела.* – 1999. – Т. 41, № 10. – С. 1831–1837.

СОДЕРЖАНИЕ

СЕКЦИЯ 1

РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ

ПОДСЕКЦИЯ 1.1

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

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

<i>К.Н. Каримов, Ю.В. Липатов, Р.К. Хайбуллин</i> ВЫБОР ЧАСТОТ ДЛЯ СВЯЗИ С КОСМИЧЕСКИМИ АППАРАТАМИ.....	11
<i>Г.В. Новоселов, В.В. Буйневич, В.А. Кадырова,</i> <i>К.В. Подобулкин, Я.П. Шумейко</i> УСТРОЙСТВО ЦИФРОВОЙ КОРРЕКЦИИ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ.....	13
<i>П.Н. Кислицин</i> МНОГОКАНАЛЬНЫЙ ЦИФРОВОЙ ПРИЁМНИК ДЛЯ РАДИОИНТЕРФЕРОМЕТРА.....	15
<i>Т.А. Калиев, Н.Б. Момбай, А.О. Кадырбаева</i> ОБЗОР ОСНОВНЫХ СХЕМ ЛОГАРИФМИЧЕСКИХ УСИЛИТЕЛЕЙ.....	17
<i>А.А. Михайлов, К.А. Басаргин, Д.Д. Приходченко</i> СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ВИДЕОУСИЛИТЕЛЕЙ ДЛЯ РЕЧНОГО РАДИОЛОКАТОРА.....	20
<i>А.С. Сивцева</i> ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ЭФФЕКТА ДОПЛЕРА НА ВЕРОЯТНОСТЬ БИТОВОЙ ОШИБКИ В СИСТЕМЕ СВЯЗИ GMR-1....	23
<i>К.Д. Зайков, Д.Д. Фомин, А.Е. Гусева</i> ИССЛЕДОВАНИЕ БИТОВОЙ ВЕРОЯТНОСТИ ОШИБКИ ПРИ ПРИЁМЕ СИГНАЛОВ С МОДУЛЯЦИЕЙ BPSK И QPSK ПРИ НАЛИЧИИ ГАУССОВСКОГО ШУМА.....	25

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

<i>Р.М. Абдиев, К.Д. Воеводин, М.В. Еленец, С.Б. Шаркова</i> ПОСТРОЕНИЕ УСТРОЙСТВ КОМБИНАЦИОННОЙ ЛОГИКИ НА ПЛИС.....	29
<i>Э.А. Аджухунов</i> ОСОБЕННОСТИ АНАЛИЗА ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ОТРАЖАЕМОСТИ ПРИ ЗОНДИРОВАНИИ НЕОДНОРОДНОЙ СРЕДЫ, ЗАПОЛНЕННОЙ ГИДРОМЕТЕОРАМИ.....	32
<i>С.М. Салиев</i> РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВА ДЛЯ СКРУЧИВАНИЯ ПРОВОДОВ КАБЕЛЬНЫХ СБОРОК.....	35

К.К. Турсунбаев АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ОБОРУДОВАНИЯ ОТЕЧЕСТВЕННЫХ И ЗАРУБЕЖНЫХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЦИФРОВОЙ РАДИОРЕЛЕЙНОЙ ЛИНИИ	38
--	----

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.*

А.Н. Глазырин ВЛИЯНИЕ ОПТИМАЛЬНЫХ ИМПЕДАНСОВ ПО ГАРМОНИКАМ НА МАКСИМАЛЬНУЮ ВЫХОДНУЮ МОЩНОСТЬ СВЧ-УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ	41
Д.А. Голов МИНИМИЗАЦИЯ ИНТЕРМОДУЛЯЦИОННЫХ ИСКАЖЕНИЙ ТРЕТЬЕГО ПОРЯДКА В СВЧ-УСИЛИТЕЛЯХ МОЩНОСТИ.....	44
Е. Кудабай СВЧ-УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ ВКЛЮЧЕНИЕМ 4 GaN-ТРАНЗИСТОРОВ	47
Г.Я. Медиков ПРОБЛЕМЫ СИГНАЛЬНО-КODOVЫХ КОНСТРУКЦИЙ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ ПЯТОГО ПОКОЛЕНИЯ	50
Г.Я. Медиков СВОЙСТВА РАЗРЕЖЕННЫХ МАТРИЦ В МЕТОДЕ МНОЖЕСТВЕННОГО ДОСТУПА SCMA.....	53
В.С. Новоженников МЕТОДИКА ПОДБОРА НАСТРОЕЧНОГО СВЧ-ВАРИКАПА ДЛЯ СВЧ-ГЕНЕРАТОРА НА ДИОДЕ ГАННА С ЭЛЕКТРОННОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ ПО ЧАСТОТЕ ДЛЯ МОБИЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ	56
А. Салих СВЧ-УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ L-ДИАПАЗОНА НА GaN-ПОЛЕВОМ ТРАНЗИСТОРЕ.....	59
И.В. Толубаев НЕЛИНЕЙНАЯ МОДЕЛЬ ДИОДА ГАННА ДЛЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ ГЕТЕРОДИНОВ МОБИЛЬНЫХ ПРИЕМНИКОВ	62
А.В. Помазанов МИНИМИЗАЦИЯ ИНТЕРМОДУЛЯЦИОННЫХ ИСКАЖЕНИЙ В СВЧ-УСИЛИТЕЛЯХ МОЩНОСТИ	65

ПОДСЕКЦИЯ 1.5

АУДИОВИЗУАЛЬНАЯ ТЕХНИКА, ЦИФРОВОЕ ТЕЛЕРАДИОВЕЩАНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЙ СЕРВИС

*Председатель секции – Курячий М.И., доцент каф. ТУ, к.т.н.;
зам. председателя – Костевич А.Г., доцент каф. ТУ, к.т.н., с.н.с.*

<i>Л.Н. Андрийчук, О.С. Конарева</i> ВЫБОР ОБОРУДОВАНИЯ ДЛЯ 3D-МОДЕЛИРОВАНИЯ МЕТОДОМ КОЛИЧЕСТВЕННОГО SWOT-АНАЛИЗА	69
<i>Л.Н. Андрийчук, О.С. Конарева</i> ВЫБОР СПОСОБОВ ПРОДВИЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОННОГО КУРСА ПУТЕМ КОЛИЧЕСТВЕННОГО МЕТОДА ЭКСПЕРТНЫХ ОЦЕНОК	72
<i>О.С. Дмитриенко</i> ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ УДАЛЕНИЯ ШУМОВ НА ИЗОБРАЖЕНИИ ...	76
<i>А.Д. Гайфуллина, Д.Г. Миронов, Е.А. Федоров</i> МЕТОДЫ ВЫДЕЛЕНИЯ КОНТУРОВ НА ЦИФРОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ ...	79
<i>О.О. Монгуш, А.В. Каменский</i> ПОВЫШЕНИЕ КАЧЕСТВА ИЗОБРАЖЕНИЙ МЕТОДАМИ ЧАСТОТНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ	82
<i>О.О. Монгуш, А.В. Каменский</i> ЭКВАЛИЗАЦИЯ ГИСТОГРАММ ИЗОБРАЖЕНИЙ АКТИВНО- ИМПУЛЬСНЫХ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ	85
<i>С.А. Айсабек, А.К. Мовчан, В.В. Капустин</i> ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ / ПОМЕХА ОБРАТНОГО РАССЕЯНИЯ ОТ ДИСТАНЦИИ НАБЛЮДЕНИЯ ДЛЯ АКТИВНО-ИМПУЛЬСНЫХ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ	88
<i>С.Б. Кокабаева</i> ФОРМИРОВАНИЕ ИЗОБРАЖЕНИЯ ДЕФОРМИРОВАННОЙ МЕТАЛЛИЧЕСКОЙ ТРУБКИ С ПОМОЩЬЮ ФОТОМОДУЛЯ И МИКРОКОНТРОЛЛЕРА ARDUINO	92
<i>К.А. Козлова</i> СТРАТЕГИИ ПО ПРОДВИЖЕНИЮ ЭЛЕКТРОННОГО КУРСА «ТЕНДЕРЫ, ГОСЗАКУПКИ И КОНТРАКТЫ, ПОДГОТОВКА И ВЕДЕНИЕ ДОКУМЕНТАЦИИ»	95
<i>А.В. Гребенюк, Д.В. Квасов</i> ПОВЫШЕНИЕ ДОСТОВЕРНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ НЕСАНКЦИОНИРОВАННЫХ ДЕЙСТВИЙ	99
<i>Д.В. Квасов, А.В. Гребенюк</i> УСТРОЙСТВО КОНТРОЛЯ ОБСЛУЖИВАНИЯ ПОЖАРНОЙ СИГНАЛИЗАЦИИ	101
<i>С.М. Сарыглар</i> РАЗРАБОТКА СХЕМЫ ЧЕТЫХРАЗЯРДНОГО СУММАТОРА В СРЕДЕ ASIMES	104
<i>С.М. Сарыглар</i> РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМОВ СЕГМЕНТАЦИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ В СРЕДЕ МАТЛАВ	106

Ч.О. Серен РЕАЛИЗАЦИЯ МЕТОДОВ СЖАТИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ В СРЕДЕ MATLAB	109
Ч.О. Серен РАЗРАБОТКА СХЕМЫ ЧЕТЫХРАЗЯДНОГО ДЕШИФРАТОРА В СРЕДЕ ASIMES	112

ПОДСЕКЦИЯ 1.6

ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И СИСТЕМЫ ШИРОКОПОЛОСНОГО БЕСПРОВОДНОГО ДОСТУПА

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

Б.К. Белокриницкий СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ДЛЯ МАЛЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ	115
А.А. Бровкин КВАЗИОПТИМАЛЬНОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛОВ СИНХРОНИЗАЦИИ LTE	118
Б.К. Горелкин ОПИСАНИЕ ЭТАПОВ МОДЕЛИРОВАНИЯ КАНАЛА N-BCCH. NB IOT DOWNLINK PHYSICAL LAYER DESIGN	120
А.С. Хлебников, В.О. Новиков БЕСПРОВОДНЫЕ ПРОТОКОЛЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ	124
И.П. Козловцев РЕАЛИЗАЦИЯ КРИПТОГРАФИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА ГОСТ 28147–89 (МАГМА) НА FPGA	126
Н.Б. Момбай, Т.А. Калиев, С.Б. Кокабаева ИССЛЕДОВАНИЕ СВОЙСТВ СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩЕГО МОДУЛЯ ДЛЯ ARDUINO	129
В.Н. Овсянникова МОДЕЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ МНОГОКАНАЛЬНОЙ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОЙ РАДИОСВЯЗИ НА ОСНОВЕ ИМПУЛЬСОВ ГАУССА	131
А.А. Токбаева МОДЕЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ КОДЕКА КОДА РИДА–МАЛЛЕРА В ЦИФРОВОЙ РАДИОСВЯЗИ	134
P. Pouliet BLUETOOTH SECURITY	137
T. Grand BUILDING AUTOMATION, HOME AUTOMATION, HOME SUPPORT	138
А.И. Чухонастова, А.С. Примаков, А.А. Овечкин, И.Г. Андреев, М.В. Райдюк СИСТЕМА КОНТРОЛЯ И УПРАВЛЕНИЯ ПАРАМЕТРАМИ МИКРОКЛИМАТА	141
T. Nurmukhamed DEVELOPMENT OF APPLICATION FOR HRV ANALYSIS	144

<i>V. Picaud, A. Gall</i> POWER LINE COMMUNICATION	145
<i>G. Kuttumuradov, S. Chaouch</i> SENSORS FOR BODY AREA NETWORK	147

ПОДСЕКЦИЯ 1.7

РОБОТОТЕХНИКА

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

<i>В.А. Рачис, Э.И. Бейшенбаев, Г.М. Медетова, В.А. Галлингер</i> РАЗРАБОТКА РОБОТОТЕХНИЧЕСКОЙ ПЛАТФОРМЫ ДЛЯ РЕМОНТА ДОРОЖНОГО ПОЛОТНА.....	151
<i>К.Н. Каримов, Ю.В. Липатов, Р.К. Хайбуллин</i> РАЗРАБОТКА И АНАЛИЗ СИСТЕМЫ МНОЖЕСТВЕННЫХ ЩУПАЛЕЦ ДЛЯ МИКРОРАЗМЕРНЫХ БЛА.....	154
<i>В.Я. Лешков, А.А. Хоменко, Н.В. Кока</i> МЕТОДЫ НАХОЖДЕНИЯ КРАТЧАЙШЕГО ПУТИ.....	156
<i>Р.В. Саблин, М.Д. Жумабек, Д.Т. Куликов</i> РОБОТОТЕХНИЧЕСКАЯ ПЛАТФОРМА С МЕХАНИЧЕСКИМ МАНИПУЛЯТОРОМ НА БАЗЕ ARDUINO MEGA 2560	158
<i>Л.Е. Негрей, Р.А. Романов</i> СИСТЕМА ОБУЧЕНИЯ РОБОТОВ.....	161
<i>З.А. Гасымов, А.А. Немчанинов, Ю.О. Лобода, С.Г. Катаев</i> ОСОБЕННОСТИ ОБРАБОТКИ ДАННЫХ В НЕЙРОУПРАВЛЕНИИ МЕХАТРОННОЙ РУКОЙ	164
<i>В.А. Никонов, М.В. Сергеев</i> ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КОМПЬЮТЕРНОГО ЗРЕНИЯ В СИСТЕМАХ ТРАНСПОРТНЫХ СРЕДСТВ	166
<i>А.А. Вережчук</i> ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СКАНЕРОМ-МАНИПУЛЯТОРОМ	169
<i>Д.Ю. Журавлев</i> ИССЛЕДОВАНИЕ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ РАСПАЙКИ ПЛАТ.....	171

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>Д.А. Кожин, Т.Н. Файль, А.А. Кун, А.А. Калентьев</i> ПРОГРАММА ПОСТРОЕНИЯ МАЛОСИГНАЛЬНЫХ МОДЕЛЕЙ СВЧ-ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ: ПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКИЙ ИНТЕРФЕЙС..	174
--	-----

<i>В.А. Бондарь, К.Б. Дагба, А.И. Степанюга, Р.А. Калменов</i> РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО ПРОДУКТА ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ НЕСИММЕТРИЧНЫХ СВЯЗАННЫХ ЛИНИЙ В ОДНОРОДНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СРЕДЕ	177
<i>К.С. Жохов, Т.Н. Файль, Д.А. Кожин, А.Е. Горяинов</i> ПРОГРАММА АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПОСТРОЕНИЯ МАЛОСИГНАЛЬНЫХ МОДЕЛЕЙ СВЧ-ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ.....	179
<i>Т.Н. Файль, К.С. Жохов, Д.А. Кожин</i> ПРОГРАММНЫЙ МОДУЛЬ ОПТИМИЗАЦИИ МАЛОСИГНАЛЬНЫХ МОДЕЛЕЙ СВЧ-ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ	182
<i>А.А. Кун, Т.Н. Файль, Д.А. Кожин, А.А. Калентьев</i> ПРОГРАММА ПОСТРОЕНИЯ МАЛОСИГНАЛЬНЫХ МОДЕЛЕЙ СВЧ-ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ: МОДУЛЬ ЭКСПОРТА МОДЕЛЕЙ ...	185
<i>Ю.А. Новичкова, Д.А. Мех, Ф.И. Кропачев</i> АВТОМАТИЗАЦИЯ ТЕСТИРОВАНИЯ ПРОГРАММЫ DATAVIEWER....	187
<i>Ф.И. Кропачев, Д.А. Мех, Ю.А. Новичкова</i> ПРИЛОЖЕНИЕ ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНЫХ ЦЕПЕЙ	189
<i>Ф.И. Кропачев, Д.А. Мех, Ю.А. Новичкова</i> РЕФАКТОРИНГ МОДУЛЕЙ АНАЛИЗА ШУМОВЫХ И УСИЛИТЕЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК В ПРОГРАММЕ DATA VIEWER	192
<i>Я.Ю. Малькова, В.Е. Рудник, Р.А. Уфа</i> ВСЕРЕЖИМНЫЙ МОДЕЛИРУЮЩИЙ КОМПЛЕКС РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ СИСТЕМ.....	193

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>К.Д. Иконникова, А.С. Крыгин</i> УЛЬТРАЗВУКОВОЕ УСТРОЙСТВО ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ УРОВНЯ ЗАПОЛНЕНИЯ ГАЙМОРОВЫХ ПАЗУХ.....	197
<i>Ю.А. Кувшинова, К.С. Суханова</i> ВАРИАБЕЛЬНОСТЬ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ ЧЕЛОВЕКА-ОПЕРАТОРА	199
<i>Д.Н. Вахрушева, П.С. Матросова</i> О КОРРЕЛЯЦИИ КРИТИЧЕСКОЙ ЧАСТОТЫ СВЕТОВЫХ МЕЛЬКАНИЙ И СЕНСОМОТОРНОЙ РЕАКЦИИ ЧЕЛОВЕКА-ОПЕРАТОРА	202

<i>К.С. Суханова, П.С. Матросова</i> К ВЛИЯНИЮ СКВАЖНОСТИ ИМПУЛЬСОВ РИТМИЧЕСКОЙ ВИЗУАЛЬНОЙ СТИМУЛЯЦИИ НА ПРОПУСКНУЮ СПОСОБНОСТЬ ЧЕЛОВЕКА-ОПЕРАТОРА	205
<i>Д.Ю. Медведев</i> АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТИ НЕЛОКАЛЬНОЙ ПЕРЕДАЧИ ГРАФИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ	208

ПОДСЕКЦИЯ 2.2

РАЗРАБОТКА КОНТРОЛЬНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЫ

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

<i>И.В. Фролова</i> РАЗВИТИЕ МЕТОДА УЛЬТРАЗВУКОВОГО КОНТРОЛЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МНОГОЭЛЕМЕНТНЫХ РЕШЕТОК	211
<i>Р.М. Муратов, К.Н. Каримов, Ю.В. Липатов, Р.К. Хайбуллин</i> РАЗРАБОТКА ВЫСОКОСТАБИЛЬНОГО РЕГУЛИРУЕМОГО БЛОКА УПРАВЛЕНИЯ ТОКОМ НАКАЧКИ ЛАЗЕРА	214
<i>С.М. Салиев, В.М. Кобзев</i> РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВА ДЛЯ ТЕСТИРОВАНИЯ И АНАЛИЗА КАБЕЛЬНЫХ СБОРОК	216
<i>М.Е. Акентьев, В.С. Баранюк, К.А. Зверев,</i> <i>М.И. Латыпова, Д.А. Парфенов</i> УСТРОЙСТВО ДЛЯ КОНТРОЛЯ ФИЗИЧЕСКОЙ АКТИВНОСТИ ЧЕЛОВЕКА	219
<i>Д.С. Лужковой, И.Н. Бутакова</i> ОБ АКТУАЛЬНОСТИ СОЗДАНИЯ АКУСТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА ТЕХНИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ ОБОРУДОВАНИЯ ТЭС	221
<i>А.К. Пащенко</i> КОНСТРУКЦИЯ УСТРОЙСТВА МОНИТОРИНГА ПЧЕЛИНОГО УЛЬЯ ..	224
<i>А.К. Пащенко</i> СИСТЕМА МОНИТОРИНГА ПАСЕЧНОГО ХОЗЯЙСТВА	226
<i>А.И. Арзамасцев, А.С. Житникова, К.В. Петровский</i> МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕПЛОВОГО РЕЖИМА ПОМЕЩЕНИЯ В НЕСТАЦИОНАРНЫХ УСЛОВИЯХ	228
<i>Р.М. Шарабудинов</i> ПРОГРАММА МОДЕЛИРОВАНИЯ ЛЧМ-СИГНАЛОВ И ИХ ОБРАБОТКИ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫМИ И КОРРЕКТИРУЮЩИМИ УСТРОЙСТВАМИ	230
<i>Е.В. Соколы</i> УСТАНОВКА КОНТРОЛЯ ТОРЦОВ ДЕТАЛЕЙ, ВЫПОЛНЕННЫХ ИЗ ПОРОШКОВЫХ МАТЕРИАЛОВ ПУТЕМ ПРЕССОВАНИЯ	233

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.

Д.П. Аргунов ТЕХНОЛОГИЯ ПРОИЗВОДСТВА СИЛОВЫХ GaN-ТРАНЗИСТОРОВ И ХАРАКТЕРИЗАЦИЯ ИХ ПАРАМЕТРОВ.....	237
В.В. Шеховцов, Р.Е. Гафаров, В.А. Архипов ПЛАВЛЕНИЕ ПОРИСТЫХ ЧАСТИЦ ДИОКСИДА КРЕМНИЯ В ПЛАЗМЕННОЙ СТРУЕ	239
Ю.С. Гапонова, В.А. Кириллов, В.П. Парначев ТОЛСТОПЛЕНОЧНЫЕ РЕЗИСТОРЫ НА ПОДЛОЖКАХ ИЗ НИТРИДА АЛЮМИНИЯ	242
Р.Р. Марданов, Г.Ш. Ахатова МОДИФИЦИРОВАНИЕ ПОВЕРХНОСТИ ПОЛИУРЕТАНА НИЗКОТЕМПЕРАТУРНОЙ ПЛАЗМОЙ С ЖИДКИМИ ЭЛЕКТРОДАМИ .	245
Д.С. Мунконов, В.А. Тарбоков ОБРАБОТКА ПОВЕРХНОСТИ ТВЕРДОГО СПЛАВА МОЩНЫМ ИОННЫМ ПУЧКОМ	248

ПОДСЕКЦИЯ 2.4

ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель секции – Михальченко Г.Я., директор НИИ ПрЭ, д.т.н., проф.;
зам. председателя – Семёнов В.Д., проф. каф. ПрЭ, к.т.н.

Д.Б. Бородин ИССЛЕДОВАНИЕ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ДВУНАПРАВЛЕННОГО ВАРИАНТА СХЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ВАЙНБЕРГА.....	251
Е.А. Чеботарев, Д.Б. Бородин СТАБИЛИЗИРОВАННЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ СВЕТОДИОДНЫХ СВЕТИЛЬНИКОВ	254
Б.В. Дорошенко ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ (DC/DC) В АВТОНОМНЫХ ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ УСТАНОВКАХ.....	259
И.Е. Гедзенко, В.Д. Семёнов ДВУХКОНТУРНАЯ СИСТЕМА ПОДЧИНЕННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ В ПОВЫШАЮЩЕМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ.....	262
И.А. Чернецкий, М.С. Гулмамадов, П.А. Стрельников СПОСОБЫ УПРАВЛЕНИЯ МОСТОВЫМ РЕЗОНАНСНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ.....	265
А.Е. Гындунов ПРОБЛЕМЫ ПОДГОТОВКИ КАДРОВ МЕТРОЛОГОВ	268

М.А. Кажмаганбетова, К.И. Хан КОРРЕКТОР КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ СО СТАБИЛИЗАЦИЕЙ ПО НАПРЯЖЕНИЮ.....	270
В.А. Чех, Д.Ю. Ляпунов МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ТЕЛЕУПРАВЛЯЕМОГО НЕОБИТАЕМОГО ПОДВОДНОГО АППАРАТА С ПЕРЕДАЧЕЙ ЭНЕРГИИ ПОСТОЯННОГО ТОКА ПО КАБЕЛЬ-ТРОСУ	273
А.А. Правикова, Д.Ю. Ляпунов НАСТРОЙКА РЕГУЛЯТОРА СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ГЛУБОКОВОДНОГО НЕОБИТАЕМОГО ПОДВОДНОГО АППАРАТА	277
О.Г. Рекутов СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ РАБОТЫ ЦИФРОВОГО И АНАЛОГОВОГО РЕГУЛЯТОРОВ НА ПРИМЕРЕ ПОНИЖАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ.....	280
С.В. Руколева, С.И. Ельшин МИКРОКОНТРОЛЛЕР СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ИСТОЧНИКОМ ПИТАНИЯ МАГНЕТРОННОЙ РАСПЫЛИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ	283
А.Е. Кебекбаев, С.С. Тюнин, Н.П. Винтоняк, В.А. Кабилов, В.Д. Семенов ИНЖЕКТОР СИНУСОДАЛЬНОГО ТОКА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ВЫХОДНОГО ИМПЕДАНСА	286
А.И. Осипенко, Р.А. Проскурин, П.А. Стрельников СПОСОБ ОПРЕДЕЛЕНИЯ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ КОЛЛЕКТОРНОГО ДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА	289
Р.А. Проскурин, А.И. Осипенко, П.А. Стрельников КОРРЕКТОР КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ С МЯГКОЙ КОММУТАЦИЕЙ СИЛОВОГО КЛЮЧА	292
И.О. Суховерков ПОВЫШЕНИЕ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ ГОРОДСКОГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ТРАНСПОРТА	296
А.В. Иванов, Н.Н. Цебенко ИНТЕГРИРОВАННАЯ СИСТЕМА ОБЕСПЕЧЕНИЯ УСЛОВИЙ ЭКСПЛУАТАЦИИ ЛИТИЙ-ИОННОЙ АККУМУЛЯТОРНОЙ БАТАРЕИ ..	298
А.А. Багдасарян, А.С. Тюнин, А.Ю. Черняева, С.С. Тюнин ПРОЕКТИРОВАНИЕ УСТРОЙСТВА С АВТОМАТИЧЕСКИМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ.....	301
В.А. Чехонадский, К.П. Калошин ИСТОЧНИКИ МОЩНОСТИ В ИНДУКЦИОННОМ НАГРЕВЕ	304
В.А. Шарыгин, В.Д. Семенов СТАБИЛИЗИРОВАННЫЙ ОДНОТАКТНЫЙ РЕЗОНАНСНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С ЧАСТОТНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ	306

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.

Н.В. Крылов

МЕХАНОЛЮМИНЕСЦЕНТНЫЙ СЕНСОР
МИКРОМЕТЕОРИТНОГО ПОТОКА 311

О.А. Мирсагдиев

СИСТЕМЫ РАДИОМОНИТОРИНГА В ГОРНЫХ УЧАСТКАХ
ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО ТРАНСПОРТА 314

Д.В. Окунев, А.В. Пустозеров

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ПОЛИМЕРНЫХ
ОПТИЧЕСКИХ ВОЛОКОН ДЛЯ ТРАНСПОРТА КОГЕРЕНТНОГО
И НЕКОГЕРЕНТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ 318

К.В. Заичко

ПРИМЕНЕНИЕ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ
ДЛЯ КОНТРОЛЯ ТЕМПЕРАТУРЫ БОРТОВОЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ
АППАРАТУРЫ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА 321

А. Шмидт, А. Злобин, Д. Кузьмич, А. Солошенкова, Р. Некрасова
АНИЗОТРОПИЯ ДВУХВОЛНОВОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ НА
ПРОПУСКАЮЩИХ ФОТОРЕФРАКТИВНЫХ ГОЛОГРАММАХ
В КРИСТАЛЛЕ СИЛИКАТА ВИСМУТА СРЕЗА (110) 324

И.К. Казак, А.Ю. Яковлева

ИЗОТРОПНАЯ ДИФРАКЦИЯ СВЕТА НА ПЕРИОДИЧЕСКОЙ
ДОМЕННОЙ СТРУКТУРЕ В КРИСТАЛЛЕ НИОБАТА ЛИТИЯ 327

Научное издание

НАУЧНАЯ СЕССИЯ ТУСУР–2019

Материалы

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

22–24 мая 2019 г., г. Томск

В 4 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 60×84^{1/16}. Печать трафаретная. Печ. л. 21,4
Тираж 100 экз. Заказ 10.

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