



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**

**ВЫБИРАЙ БУДУЩЕЕ,
ВЫБИРАЙ ТУСУР!**

634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, каб. 129
Телефон/Факс: (3822) 900-100

E-mail: onir@main.tusur.ru
Сайт: <http://tusur.ru/>

Информационный центр абитуриента: abiturient.tusur.ru



TUSUR

НАУЧНАЯ СЕССИЯ ТУСУР–2017

Посвящена 55-летию ТУСУРа



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

10–12 мая 2017 г. (в восьми частях)

Часть 2

г. Томск

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

НАУЧНАЯ СЕССИЯ ТУСУР–2017

Материалы
Международной научно-технической конференции
студентов, аспирантов и молодых ученых
«Научная сессия ТУСУР–2017»,
посвященной 55-летию ТУСУРа

10–12 мая 2017 г., г. Томск

В восьми частях

Часть 2

В-Спектр
2017

УДК 621.37/.39+681.518 (063)

ББК 32.84я431+32.988я431

Н 34

Н 34 Научная сессия ТУСУР–2017: материалы Международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых, посвященной 55-летию ТУСУРа, Томск, 10–12 мая 2017 г.: в 8 частях. – Томск: В-Спектр, 2017 – Ч. 2. – 272 с.

ISBN 978-5-91191-353-3

ISBN 978-5-91191-355-7 (Ч. 2)

Материалы Международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых посвящены различным аспектам разработки, исследования и практического применения радиотехнических, телевизионных и телекоммуникационных систем и устройств, сетей электро- и радиосвязи, вопросам проектирования и технологии радиоэлектронных средств, аудиовизуальной техники, бытовой радиоэлектронной аппаратуры, а также 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 978-5-91191-353-3

ISBN 978-5-91191-355-7 (Ч. 2)

© Том. гос. ун-т систем управления
и радиоэлектроники, 2017

**Международная
научно-техническая конференция
студентов, аспирантов и молодых ученых
«Научная сессия ТУСУР–2017»,
посвященная 55-летию ТУСУРа
10–12 мая 2017 г.**

ПРОГРАММНЫЙ КОМИТЕТ

- Шелупанов А.А. – председатель Программного комитета, ректор ТУСУРа, директор Института системной интеграции и безопасности, председатель правления Томского профессорского собрания, проф., д.т.н.;
- Мещеряков Р.В. – заместитель председателя Программного комитета, проректор по научной работе и инновациям ТУСУРа, зав. каф. БИС, проф., д.т.н.;
- Агеев Е.Ю., начальник научного управления, к.и.н.;
- Бабур-Карателли Г.П., к.т.н., PhD (TU Delft), научный сотрудник каф. ТОР ТУСУРа;
- Беляев Б.А., зав. лаб. электродинамики и СВЧ-электроники Ин-та физики СО РАН, д.т.н., г. Красноярск;
- Васильковская Н.Б., доцент каф. экономики, к.э.н.;
- Голиков А.М., доцент каф. РТС, к.т.н.;
- Грик Н.А., зав. каф. ИСР, проф., д.и.н.;
- Давыдова Е.М., декан ФБ, доцент каф. КИБЭВС, к.т.н.;
- Демидов А.Я., зав. каф. ТОР, доцент, к.ф.-м.н.;
- Дмитриев В.М., зав. каф. МиСА, проф., д.т.н.;
- Дробот П.Н., доцент каф. УИ, к.ф.-м.н.;
- Еханин С.Г., проф. каф. КУДР, доцент, д.ф.-м.н.;
- Заболоцкий А.М., доцент каф. ТУ, к.т.н.;
- Зариновская Н.В., доцент каф. ЭМИС, к.ф.-м.н.;
- Исакова А.И., доцент каф. АСУ, доцент, к.т.н.;
- Карателли Д., PhD (Sapienza University of Rome), технический директор компании «The Antenna Company Nederland B.V.»;
- Карташев А.Г., проф. каф. РЭТЭМ, д.б.н.;
- Катаев М.Ю., проф. каф. АСУ, д.т.н.;
- Коцубинский В.П., зам. зав. каф. КСУП, доцент каф. КСУП, к.т.н.;
- Лоцилов А.Г., зав. каф. КУДР, начальник СКБ «Смена» ТУСУРа, к.т.н.;
- Лукин В.П., зав. лаб. когерентной и адаптивной оптики ИОА СО РАН, почетный член Американского оптического общества, д.ф.-м.н., проф., г. Томск;
- Малюк А.А., проф. каф. «Кибербезопасность» НИЯУ МИФИ, к.т.н., г. Москва;
- Малютин Н.Д., начальник ОПП ТУСУРа, проф., д.т.н.;
- Михальченко Г.Я., директор НИИ ПрЭ, проф., д.т.н.;
- Мицель А.А., проф. каф. АСУ, д.т.н.;
- Мозгунов А.В., начальник ОНИР;
- Озеркин Д.В., декан РКФ, доцент, к.т.н.;
- Покровская Е.М., зав. каф. ИЯ, доцент, к.филос.н.;
- Пустынский И.Н., проф. каф. ТУ, заслуженный деятель науки и техники РФ, д.т.н.;
- Разинкин В.П., проф. каф. ТОР НГТУ, д.т.н., г. Новосибирск;

- Семенов Э.В., проф. каф. РЗИ, доцент, д.т.н.;
- Сенченко П.В., декан ФСУ, доцент каф. АОИ, к.т.н.;
- Суслова Т.И., декан ГФ, зав. каф. ФиС, проф., д.филос.н.;
- Троян П.Е., зав. каф. ФЭ, проректор по учебной работе, проф., д.т.н.;
- Хаминов Д.В., зав. каф. ТП, зам. декана ЮФ, к.и.н.;
- Ходашинский И.А., проф. каф. КИБЭВС, д.т.н.;
- Шарангович С.Н., проф., зав. каф. СВЧиКР, к.ф.-м.н.;
- Шарыгин Г.С., проф. каф. РТС, д.т.н.;
- Шостак А.С., проф. каф. КИПР, д.т.н.

ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ

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

СЕКЦИИ КОНФЕРЕНЦИИ

Секция 1. Радиотехника и связь

Подсекция 1.1. Радиотехнические системы и распространение радиоволн. Председатель секции – Шарыгин Герман Сергеевич, проф. каф. РТС, д.т.н., проф.; зам. председателя – Тисленко Владимир Ильич, проф. каф. РТС, д.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. РЗИ, доцент, д.т.н.; зам. председателя – Артищев Сергей Александрович, м.н.с. СКБ «Смена», к.т.н.

Подсекция 1.4. Радиолокация. Председатель секции – Масалов Евгений Викторович, проф. каф. КИПР, проф., д.т.н.; зам. председателя – Кривин Николай Николаевич, ст. преподаватель каф. КИПР, к.т.н.

Подсекция 1.5. Аудиовизуальная техника, цифровое телерадиовещание и информационный сервис. Председатель секции – Пустынский Иван Николаевич, проф. каф. ТУ, д.т.н.; зам. председателя – Костевич Анатолий Геннадьевич, доцент каф. ТУ, к.т.н., с.н.с.

- Подсекция 1.6. Инфокоммуникационные технологии и системы широкополосного беспроводного доступа. Председатель секции – Демидов Анатолий Яковлевич, зав. каф. ТОР, к.ф.-м.н.; зам. председателя – Гельцер Андрей Александрович, доцент каф. ТОР, к.т.н.
- Подсекция 1.7. Робототехника. Председатель секции – Шурыгин Юрий Алексеевич, первый проректор, зав. каф. КСУП, д.т.н., проф.; зам. председателя – Коцубинский Владислав Петрович, доцент каф. КСУП, к.т.н.
- Подсекция 1.8. Интеллектуальные системы проектирования технических устройств. Председатель секции – Шурыгин Юрий Алексеевич, первый проректор, зав. каф. КСУП, д.т.н., проф.; зам. председателя – Черкашин Михаил Владимирович, доцент каф. КСУП, доцент, 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, доцент, д.ф.-м.н.; зам. председателя – Романовский Михаил Николаевич, доцент каф. КУДР, к.т.н.
- Подсекция 2.2. Разработка контрольно-измерительной аппаратуры. Председатель секции – Лошилов Антон Геннадьевич, зав. каф. КУДР, начальник СКБ «Смена», к.т.н.; зам. председателя – Убайчин Антон Викторович, с.н.с. СКБ «Смена», к.т.н.
- Подсекция 2.3. Физическая и плазменная электроника. Председатель секции – Троян Павел Ефимович, проректор по УР, зав. каф. ФЭ, проф., д.т.н.; зам. председателя – Смирнов Серафим Всеволодович, проф. каф. ФЭ, д.т.н.
- Подсекция 2.4. Промышленная электроника. Председатель секции – Михальченко Геннадий Яковлевич, директор НИИ ПрЭ, д.т.н., проф.; зам. председателя – Семёнов Валерий Дмитриевич, проф. каф. ПрЭ, к.т.н.
- Подсекция 2.5. Оптические информационные технологии, нанофотоника и оптоэлектроника. Председатель секции – Шارانгович Сергей Николаевич, проф., зав. каф. СВЧКР, к.ф.-м.н.; зам. председателя – Перин Антон Сергеевич, доцент каф. СВЧКР, к.т.н.
- Подсекция 2.6. Электромагнитная совместимость. Председатель секции – Заболоцкий Александр Михайлович, доцент каф. ТУ,

к.т.н.; зам. председателя – Куксенко Сергей Петрович, доцент каф. ТУ, к.т.н.

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

Секция 3. Информационные технологии и системы

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

Подсекция 3.2. Распределённые информационные технологии и системы. Председатель секции – Сенченко Павел Васильевич, декан ФСУ, доцент каф. АОИ, к.т.н.

Подсекция 3.3. Автоматизация управления в технике и образовании. Председатель секции – Дмитриев Вячеслав Михайлович, зав. каф. МиСА, д.т.н., проф.; зам. председателя – Ганджа Тарас Викторович, доцент каф. МиСА, к.т.н.

Подсекция 3.4. Моделирование в естественных и технических науках. Председатель секции – Зариковская Наталья Вячеславовна, доцент каф. ЭМИС, доцент, к.ф.-м.н.; зам. председателя – Колотаев Илья Владимирович, разработчик ООО «СибирьСофтПроект».

Подсекция 3.5. Вычислительный интеллект. Председатель секции – Ходашинский Илья Александрович, проф. каф. КИБЭВС, д.т.н.; зам. председателя – Сарин Константин Сергеевич, ассистент каф. КИБЭВС.

Подсекция 3.6. Современные библиотечные технологии. Председатель секции – Абдрахманова Марина Викторовна, директор библиотеки ТУСУРа; зам. председателя – Карауш Александр Сергеевич, доцент каф. РЗИ, к.т.н.

Подсекция 3.7. 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, доцент, к.ф.-м.н.

Подсекция 3.8. Разработка программного обеспечения. Председатель секции – Гордиевских Вячеслав Валерьевич, генеральный директор ООО «СибирьСофтПроект»; зам. председателя – Зариковская Наталья Вячеславовна, доцент каф. ЭМИС, к.ф.-м.н.

Подсекция 3.9. Инструментальные средства поддержки автоматизированного проектирования и управления. Председатель секции – Коцубинский Владислав Петрович, доцент каф. КСУП, к.т.н.; зам. председателя – Хабибулина Надежда Юрьевна, доцент каф. КСУП, к.т.н.

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. Экономика и управление. Председатель секции – Васильковская Наталья Борисовна, доцент каф. экономики, к.э.н.; зам. председателя – Цибульников Валерия Юрьевна, доцент каф. экономики, к.э.н.

Подсекция 5.4. Современные социокультурные технологии в организации работы с молодежью. Председатель секции – Суслова Татьяна Ивановна, декан ГФ, зав. каф. ФиС, д.филос.н., проф.; зам. председателя – Орлова Вера Вениаминовна, проф. каф. ФиС, директор НОЦ «СГТ», д.соц.н..

Подсекция 5.5. Актуальные проблемы социальной работы в современном обществе. Председатель секции – Грик Николай Антонович,

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

Подсекция 5.6. Правовые проблемы современной России. Председатель секции – Хаминов Дмитрий Викторович, зав. каф. ТП, зам. декана ЮФ, к.и.н.; зам. председателя – Суслов Андрей Александрович, ст. преподаватель каф. ТП

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.

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 – Менгардт Елена Рудольфовна, доцент каф. ИЯ, Морозова Елена Ирисметовна, ст. преподаватель каф. ИЯ.

Адрес оргкомитета:

634050, Россия, г. Томск, пр. Ленина, 40,

ГОУ ВПО «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-й том – 2-я секция (подсекции 2.1 – 2.4);
- 3-й том – 2-я секция (подсекции 2.5 – 2.7);
- 4-й том – 3-я секция (подсекции 3.1 – 3.5);
- 5-й том – 3-я секция (подсекции 3.7 – 3.9);
- 6-й том – 4-я и 5-я секции (подсекции 4.1 – 4.3 и 5.1, 5.2)
- 7-й том – 5-я секция (подсекции 5.3 – 5.6);
- 8-й том – 6-я, 7-я, 8-я секции.

Спонсор конференции – АО «ПКК Миландр»



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

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

АО «ПКК Миландр» (г. Зеленоград) является одним из ведущих предприятий радиоэлектронного комплекса России, деятельность которого связана с разработкой и производством изделий микроэлектроники и приборов на их основе. В настоящее время «Миландр» обеспечивает разработку высокоинтегрированных микросхем с проектными нормами до 0,065 мкм.

АО «ПКК Миландр» выполнило более 200 НИОКР в интересах предприятий радиоэлектронной промышленности РФ. Номенклатурная линейка «Миландра» составляет более 300 типоназваний микросхем (микроконтроллеры, микропроцессоры, радиочастотные микросхемы, микросхемы проводных интерфейсов, микросхемы управления питанием), которые широко используются российскими предприятиями оборонно-промышленного комплекса. Одним из конкурентных преимуществ компании является наличие собственного сборочного производства, позволяющего выполнять полный комплекс измерений параметров микросхем с последующей их установкой в металлокерамические (для спецприменений) или пластмассовые корпуса, а также Испытательного технического центра микроприборов, осуществляющего измерения, анализ и испытания микросхем. В числе постоянных заказчиков на выполнение работ по проектированию, изготовлению и поставке микроэлектронных изделий значатся российские центры проектирования, научно-исследовательские институты, приборостроительные предприятия и объединения. Компания постоянно расширяет географию и сферу научно-технического сотрудничества, заключая долгосрочные договоры с научными учреждениями России, СНГ и с зарубежными научными организациями. Поставка изделий осуществляется в адрес более 800 предприятий радиоэлектронной промышленности.

В 2014 г. АО «ПКК Миландр» совместно с Томским государственным университетом систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) и Томским государственным архитектурно-строительным университетом (ТГАСУ) одержали победу в конкурсе по созданию высокотехнологичного производства интеллектуальных

приборов энергетического учета, разработанных и изготовленных на базе отечественных микроэлектронных компонентов, и гетерогенной автоматизированной системы мониторинга потребляемых энергоресурсов на их основе, выполняемом по Постановлению Правительства Российской Федерации № 218. Для выполнения работ по комплексному проекту АО «ПКК Миландр» и ТУСУР открыли Центр системного проектирования. В Центре системного проектирования, созданном на базе ТУСУРа, разрабатывается программное обеспечение для интеллектуальных приборов энергоучета и комплексной системы автоматизированного сбора и обработки информации. Результаты работ Центра системного проектирования будут не только внедряться в производство, но и активно использоваться в учебном процессе ТУСУРа. Широкое внедрение совместных разработок АО «ПКК Миландр», ТУСУРа и ТГАСУ позволит снизить затраты населения за тепло и электроэнергию на 15–20%.

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

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

Спонсор конференции – Группа компаний «Научное оборудование»



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

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

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

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

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

Нашими заказчиками являются все академические институты Сибирского отделения Российской академии наук, многие промышленные предприятия, технологические компании, учебные

заведения высшего образования Сибирского и Дальневосточного регионов.

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

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

СЕКЦИЯ 2

ЭЛЕКТРОНИКА И ПРИБОРОСТРОЕНИЕ

ПОДСЕКЦИЯ 2.1

ПРОЕКТИРОВАНИЕ БИОМЕДИЦИНСКИХ ЭЛЕКТРОННЫХ И НАНОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

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

УСТРОЙСТВО ОПОВЕЩЕНИЯ О ПРОТЕЧКЕ ВОДЫ

*Д.С. Подойников, Е.К. Степанченко, В.А. Данилкина,
С.П. Буровенская, М.С. Ефремов, студенты каф. ЭАФУ
Научный руководитель Н.В. Ливенцова, доцент каф. ЭАФУ, к.т.н.
Томск, ТПУ, liventsovanina@tpu.ru*

В наше время в каждом доме имеется бытовая техника, для работы которой используется вода. Практически любую такую технику можно включить, оставив без присмотра на протяжении всей ее работы. Всегда существует вероятность поломки такой техники со всеми вытекающими последствиями, поэтому целью данного проекта является разработка устройства оповещения о протечке воды.

Устройство оповещения о протечке воды состоит из платформы Arduino Uno [1], динамика, модуля GPRS Shield [2], клеммников, гвоздей, резистора и соединительных проводов.

Каркасом для датчика уровня жидкости служит корпус клеммника, контакты которого соединяют гвозди с проводами и резистором. Провода подключены к соответствующим пинам на плате Arduino, соединенной с модулем GPRS-Shield. Динамик звукового оповещения также подключен к пинам платы соединительными проводами.

Устройство оповещения о протечке воды работает от портативных источников питания, обеспечивающих долговременную автономную работу за счет потребления энергии только в момент обнаружения протечки. Также данное устройство информирует своего владельца о протечке путем отправки SMS-сообщения на заданный номер телефона.

Собранное устройство изображено на рис. 1.

Принцип работы данного устройства: при контакте с водой цепь замыкается, датчик уровня жидкости определяет значение уровня во-

ды. Если это значение больше указанного в коде программы экспериментально определенного значения, то с модуля GPRS-Shield отправляется сообщение на указанный номер, динамик начинает издавать звуковые сигналы.



Рис. 1. Устройство оповещения о протечке воды

Код программы:

```
#include <GPRS_Shield_Arduino.h>
#include <SoftwareSerial.h>
SoftwareSerial mySerial(10, 11);
GPRS gprs(mySerial);
int p = A1;
int x, i; // присваивание имени для значения с аналогового входа A0
void setup() // процедура setup
{
    pinMode(p, OUTPUT); //объявление пина как выход
    pinMode(12, OUTPUT); // пин 12 со светодиодом будет выходом (англ.
«output»)
    pinMode(A0, INPUT); // подключение датчика к аналоговому входу A0
(англ. «input»)
    Serial.begin(9600); // подключение монитора порта
    gprs.powerUpDown(); // включение GPRS-шилда
    Serial.begin(9600); // открытие последовательного порта для мониторинга
действий в программе
    while (!Serial) {
        // ожидание открытия монитора последовательного порта
        // с целью отслеживания всех событий в программе
    }
    // проверка связи с GPRS устройством
    while (!gprs.init()) {
        // при отсутствии связи – ожидание 1 секунда
        // и вывод сообщения об ошибке
        // повторение процесса в цикле
        // до появления ответа от GPRS устройства
        delay(1000);
        Serial.print(«Init error\r\n»);
    }
}
```

```

void loop() // процедура loop
{
  x = analogRead(A0); // переменная «x» с датчика находится в интервале
от 0 до 1023
  Serial.println (x); // вывод значения датчика на монитор
  if(x==0){
    i=1;
  }
  for (;i<3 && x>30;i++) {
    if(i==1){
      gprs.sendSMS(«+79049955311», «DANGER! «);}}
    if(x>30){
      tone(9,1318,150);
      delay(150);
    }
    delay (100); // задержка в одну секунду
  }
}

```

Разработано устройство оповещения о протечке воды и пошаговое руководство для сборки устройства в домашних условиях с помощью примитивных электронных компонентов. Тестирование устройства в бытовых условиях неполадок не выявило.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Arduino.ru* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://arduino.ru> (дата обращения: 05.02.2017).
2. *GPRS Shield* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://amperka.ru/product/arduino-gprs-shield> (дата обращения: 05.02.2017).

ДЕГРАДАЦИЯ СИНИХ СВЕТОДИОДОВ ПРИ МАЛЫХ ТОКАХ

С.Л. Аржаков, К.К. Слепцов, магистранты;

Н.К. Афанасьев, студент; А.А. Томашевич, аспирант каф. КУДР

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

Томск, ТУСУР, gemma@main.tusur.ru

Светодиоды являются перспективными элементами приборов освещения. Они обеспечивают высокий квантовый выход и стабильность в сравнении с лампами накаливания и флуоресцентными лампами. Тем не менее в светодиодах протекают процессы деградации, которые являются одной из главных проблем современной светодиодной светотехники.

Целью работы является исследование изменений ВАХ-характеристик в области микро- и нанотоков светодиодов синего свечения от режимов испытаний.

Исследовались светодиоды фирмы «SemiLEDs» для поверхностного монтажа размером 5×5 мм, без люминофора, длина волны 464–474 нм, потребляемый ток 150 мА [1].

В качестве измерительного прибора использовался прецизионный измеритель LCR, фирмы Agilent, модель E4980A. Данный прибор обеспечивает высокую точность выходных данных (погрешность измерения 0,05%) [2].

Методика эксперимента. Замерялись первоначальные ВАХ «свежего» светодиода в диапазоне напряжений от -4 В до $+2,3$ В с шагом 0,1 В.

Далее для исследования начальной стадии деградации проводились испытания с различной длительностью (1–3 ч) при постоянных значениях напряжения, тока, по окончании которых повторно замерялись ВАХ светодиодов. Таким образом, в результате эксперимента мы получили различные ВАХ в зависимости от испытания к испытанию (рис. 1, 2).

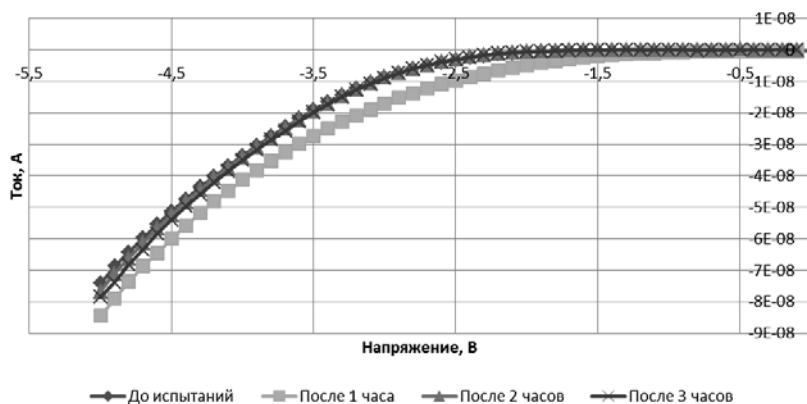


Рис. 1. Сравнение обратной ВАХ в зависимости от времени испытаний

Как видно из приведённых графиков, после 1 ч испытаний ВАХ светодиода существенно изменились по сравнению с первоначальными. На прямой ВАХ появился ток уже при значении 1,3 В и на обратной ВАХ произошли существенные изменения.

После 2-дневного «отдыха» светодиод перестал работать при малых токах. Однако если подать больший ток с другого источника питания (обусловлено тем, что максимальный подаваемый ток у прибора Agilent E4980A равен 50 мА), то электролюминесценция (ЭЛ) внезапно вспыхивала снова.

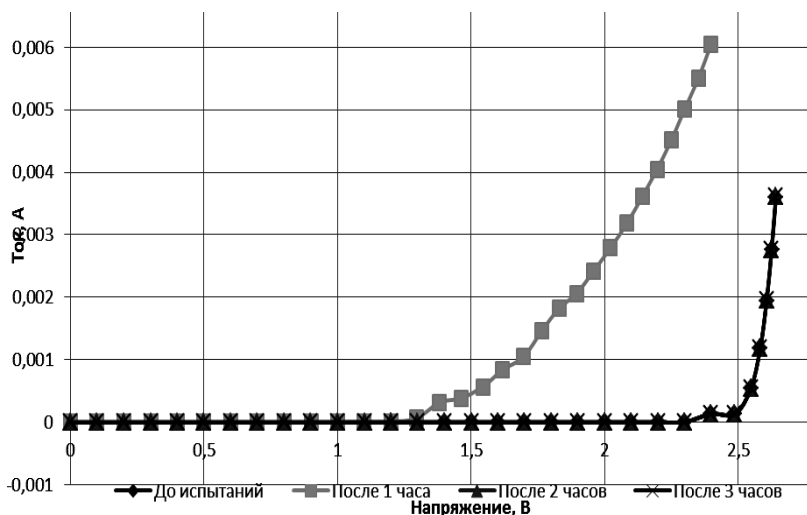


Рис. 2. Сравнение прямой ВАХ в зависимости от времени испытаний

Заключение. В ходе выполненных работ по исследованию процесса деградации светодиодов, были обнаружены нестабильности в ВАХ и распределении интенсивности туннельной электролюминесценции (ЭЛ) на микрофотографиях.

В работе [3] этот эффект объясняется тем, что в процессе испытаний увеличивается плотность состояний на гетерограницах InGaN/GaN и формируется электрический диполь. При формировании диполя потенциальные барьеры в *n*- и *p*-слоях GaN снижаются, а емкость соответственно увеличивается. Это приводит к возрастанию токов утечки и неравномерности распределения интенсивности ЭЛ по площади в импульсном режиме. Планарная неоднородность инжекции носителей заряда в InGaN-квантовую яму до и после оптической деградации связывается с диффузией и электромиграцией остаточного водорода, индуцированной механическими напряжениями.

Металлизация *p*-контакта может быть причиной генерации механических напряжений. В участках, шунтирующих *p-n*-гетероструктуру, барьерная структура светодиода может быть представлена в виде двух поверхностно-барьерных переходов с небольшими барьерами Шоттки.

При этом нестабильность тока канала утечки (рис. 2, кривые «до», «после 1 часа», «после 2 часов») может быть связана с перезарядкой граничных состояний в участках, играющих роль «затвора» канала [2].

ЛИТЕРАТУРА

1. *SemiLEDs Product Datasheet Enhanced Vertical™ EV-B35A High Power BLUE LED* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.semileds.com/system/files/EV-B35A.pdf> (дата обращения: 25.02.2017).
2. *Keysight Technologies E4980A Precision LCR Meter 20 Hz to 2 MHz* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://literature.cdn.keysight.com/lit-web/pdf/5989-4435EN.pdf?id=776077> (дата обращения: 25.02.2017).
3. *Бочкарева Н.И.* Неоднородность инжекции носителей заряда и деградации голубых светодиодов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://elibrary.lt/resursai/Uzsienio%20leidiniai/ioffe/ftp/2006/01/ftp4001_21.pdf (дата обращения: 25.02.2017).
4. *Бочкарева Н.И.* Оптические свойства голубых светодиодов в системе InGaN/GaN при высокой плотности тока [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://journals.ioffe.ru/articles/viewPDF/6705> (дата обращения: 25.02.2017).
5. *Шуберт Ф.* Светодиоды / пер. с англ.; под ред. А.Э. Юновича. – 2-е изд. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2008. – 496 с.
6. *Рабинович О.И.* Моделирование характеристик многокомпонентных гетероструктур для производства светоизлучающих диодов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.led-e.ru/assets/files/pdf/2010_2_25.pdf (дата обращения: 25.02.2017).

УСТРОЙСТВО ДЛЯ ПРОВЕРКИ УСТОЙЧИВОСТИ МЕДИЦИНСКИХ ИЗДЕЛИЙ К РАЗРЯДУ ДЕФИБРИЛЛЯТОРА

А.В. Кригер, студент

*Научный руководитель Н.М. Федотов, зав. лаб. безопасных
биомедицинских технологий ЦТБ, к.т.н.*

Томск, ТУСУР, art.kriger@yandex.ru

*Проект ГПО КИБЭС-0709 «Информационно-технологические
медицинские системы для диагностики и лечения аритмий сердца»*

В основе дефибрилляции лежит пропускание через грудную клетку короткого (10 мс) одиночного импульса большой амплитуды (5000 В), вызывающего одномоментное возбуждение всех волокон миокарда и восстанавливающего тем самым правильные ритмичные сокращения сердца.

Во время проведения реанимационных мероприятий или интенсивной терапии к пациенту обычно подключено терапевтическое и диагностическое оборудование, подверженное влиянию разряда дефибриллятора.

К возможным рискам, связанным с использованием дефибриллятора при подключенных других устройствах, можно отнести:

1. Постоянное или временное повреждение медицинского устройства, подключенного к пациенту.
2. Потеря настроек оператора или сохраненных данных.
3. Потеря части энергии разряда дефибриллятора.

Поэтому при разработке некоторых видов медицинских изделий ставится задача обеспечения защиты от разряда дефибриллятора.

Общие требования и методика проведения испытаний на защиту от разряда дефибриллятора установлены ГОСТ Р МЭК 60601-1-2010 [1]. Для конкретных видов медицинских изделий эти сведения определены более конкретно (ГОСТ Р МЭК 60601-2-27-2013) [2].

Целью работы является разработка устройства для проведения испытаний медицинских изделий на соответствие требованиям стандартов.

В приведенных стандартах полностью определены методика проведения лабораторных испытаний, а также функциональная схема установки для тестирования (рис. 1).

Разработанное устройство содержит все основные функциональные блоки: V_1 – источник напряжения 5 кВ постоянного тока; G – генератор синусоидального сигнала частотой 10 Гц; последовательное соединение конденсатора C и катушки индуктивности L , обеспечивающее формирование тестовых импульсов. Тестируемое медицинское изделие (EUT) подключается к выходным разъемам устройства P_1 и P_2 определенным образом в зависимости от вида испытания.

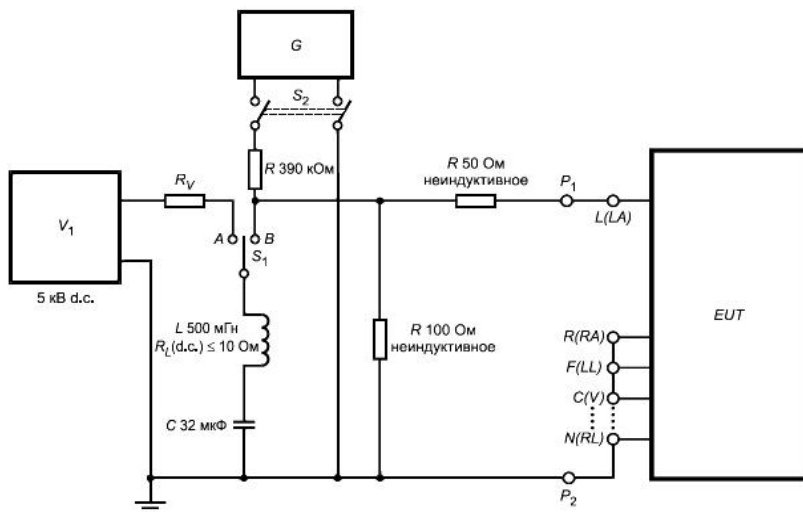


Рис. 1. Схема устройства для испытания защиты от влияния дефибрилляции ГОСТ Р МЭК 60601-2-27-2013

Для медицинского изделия испытательное напряжение прикладывают между всеми проводами отведений, включая нейтральный электрод, соединенными вместе, и зажимом защитного заземления. При данном испытании медицинское изделие включено.

Переключатель S_1 соединяется с позицией A для заряда емкости C . Примерно через 10 с переключатель S_1 соединяется с позицией B и оставляется в ней на 200 мс $\pm 50\%$. По истечении времени переключатель открывается для снятия остаточного напряжения, что позволяет начаться восстановлению. Одновременно закрывается переключатель S_2 . В течение 5 с проверяют, что записываемый испытательный сигнал генератора G составляет не менее 80% от выхода до воздействия.

В разработанном устройстве генератор синусоидального тестового сигнала частотой 10 Гц и амплитудой 5 или 20 В коммутируется на разрядный резистор 100 Ом.

Приведенное выше испытание проводится и с обратной полярностью источника высокого напряжения V_1 . Испытания с положительной и отрицательной полярностями повторяются пять раз.

После проведения всех испытаний медицинское изделие должно восстанавливать нормальную работу в предшествующем режиме, не утратив никаких настроек оператора или сохраненных данных.

Совместно с определением устойчивости медицинского устройства к разряду дефибриллятора проводится тестирование на уменьшение энергии.

Данный вид испытания состоит в следующем: рабочие части медицинского изделия или их соединения с пациентом должны включать в себя такие средства, чтобы энергия дефибриллятора, выделяемая на нагрузке 100 Ом, составляла не менее 90% энергии, выделяемой на этой нагрузке при отсоединенном медицинском изделии.

Измерение энергии, выделяемой на резисторе 100 Ом при разряде, осуществляется АЦП с частотой отсчетов 10 кГц по следующей формуле:

$$E = \int_0^T s(t)^2 dt,$$

где $T = 200 \text{ мс} \pm 50\%$ – время действия разряда

Результатами работы является рабочая модель генератора импульсов, предназначенного для проверки устойчивости медицинских электрических изделий к разряду дефибриллятора. Генератор может применяться в испытательных лабораториях для проверки соответствия требованиям ГОСТ Р МЭК 60601-1-2010, ГОСТ Р МЭК-60601-2-27-2013, ГОСТ Р 50267.25-94 и ГОСТ 30324.34-95.

ЛИТЕРАТУРА

1. ГОСТ Р МЭК 60601-1-2010. Изделия медицинские электрические. Ч. 1: Общие требования безопасности с учетом основных функциональных характеристик [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://docs.cntd.ru/document/1200084982> (дата обращения: 15.02.17).
2. ГОСТ Р МЭК 60601-2-27-2013. Изделия медицинские электрические. Ч. 2-27: Частные требования безопасности с учетом основных функциональных характеристик к электрокардиографическим мониторам [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://docs.cntd.ru/document/1200107100> (дата обращения: 15.02.17).

О ВИЗУАЛЬНОЙ СТИМУЛЯЦИИ ЗРИТЕЛЬНОГО ВОСПРИЯТИЯ ЧЕЛОВЕКА-ОПЕРАТОРА

Ю.А. Баранова, студентка; В.С. Кунегин, магистрант

Научный руководитель М.Н. Романовский, доцент каф. КУДР, к.т.н.

Томск, ТУСУР, kudr@main.tusur.ru

Проект ГПО КУДР-1401 «Устройство для визуальной стимуляции головного мозга»

Оператор системы «человек–машина» обычно рассматривается как канал связи между средствами отображения информации и органами управления. Переработка и передача информации представляется в виде «информационной воронки», – широкая часть воронки соответствует рецепторам оператора, средняя – корковому уровню, узкая – уровню ответных реакций [1].

В [2] сообщалось, что ритмическая визуальная стимуляция (ВС) человека-оператора с частотой 10 Гц за счет мерцания символов на экране отображения информации приводит к повышению его пропускной способности и надежности. Повышение скорости переработки информации связано с сокращением времени ответных реакций (поиска нужных символов на клавиатуре) и объяснено нормализацией функционального состояния человека-оператора.

Цель настоящей работы – экспериментальное исследование влияния ВС с частотой 10 Гц на параметры зрительного восприятия оператора.

В работе участвовали 20 студентов с нормальным зрением в возрасте от 20 до 22 лет. Для оценивания параметров зрительного восприятия использовали корректурный тест Э. Ландольта [3]. Проведено несколько серий из десяти экспериментов с временным зазором в одну неделю или более. В каждом эксперименте испытуемые выпол-

няли тест дважды – без модуляции и в процессе модуляции светового потока.

При длительности импульсов модуляции $t_{\text{имп}} = 10$ мкс (неосознаваемая ВС) эксперименты проведены при двух последовательностях функциональных проб: 1) ВС – без ВС и 2) без ВС – ВС, при 500 мкс (осознаваемая ВС) – по схеме 1.

В каждой серии экспериментов средние (таблица) и медианные (рис. 1) значения общего числа просмотренных колец Q в процессе ВС больше, чем без ВС. Уменьшение Q под воздействием ВС в отдельных экспериментах сопровождалось, как правило, ростом показателя точности работы A .

Средние значения общего числа просмотренных колец Q , показателя точности работы A , показателя продуктивности P и скорости переработки информации S без (знаменатель) и в процессе (числитель) ВС при длительностях импульсов модуляции $t_{\text{имп}}$

Схема	$t_{\text{имп}}$, мкс	n	A , отн. ед.	P , шт.	S , бит/с	Q , шт.
ВС – без ВС	10	18	0,89 / 0,87	308,7 / 282,8	1,50 / 1,36	358,1 / 332,6
без ВС – ВС	10	10	0,87 / 0,92	292,0 / 291,3	1,41 / 1,37	340,4 / 319,7
ВС – без ВС	500	30	0,94 / 0,90	299,0 / 275,0	1,40 / 1,30	330,0 / 311,6

При длительности импульсов модуляции $t_{\text{имп}} = 10$ мкс увеличение Q под воздействием ВС статистически достоверно. Из-за сопутствующего понижения A под воздействием ВС P и S увеличиваются менее значимо по сравнению с Q . Понижение A в процессе ВС превалирует в экспериментах по схеме «без ВС – ВС», а в экспериментах по схеме «ВС – без ВС» A не уменьшается, а растет (таблица), что можно объяснить последствием ВС в процессе эксперимента. При $t_{\text{имп}} = 500$ мкс увеличение Q под воздействием ВС менее значимо, A не уменьшается, а растет. Соответственно увеличиваются P и S .

Таким образом, как осознаваемая, так и на неосознаваемая ВС головного мозга человека-оператора с частотой 10 Гц приводит к повышению скорости переработки информации, показателей продуктивности и точности работы.

Механизмы переработки информации человеком соотносят с альфа-активностью головного мозга [4, 5]. ВС с частотой альфа-диапазона приводит к повышению альфа-активности [6]. Можно предположить, что повышение параметров зрительного восприятия под воздействием ВС связано с оптимизацией функционального состояния человека-оператора.

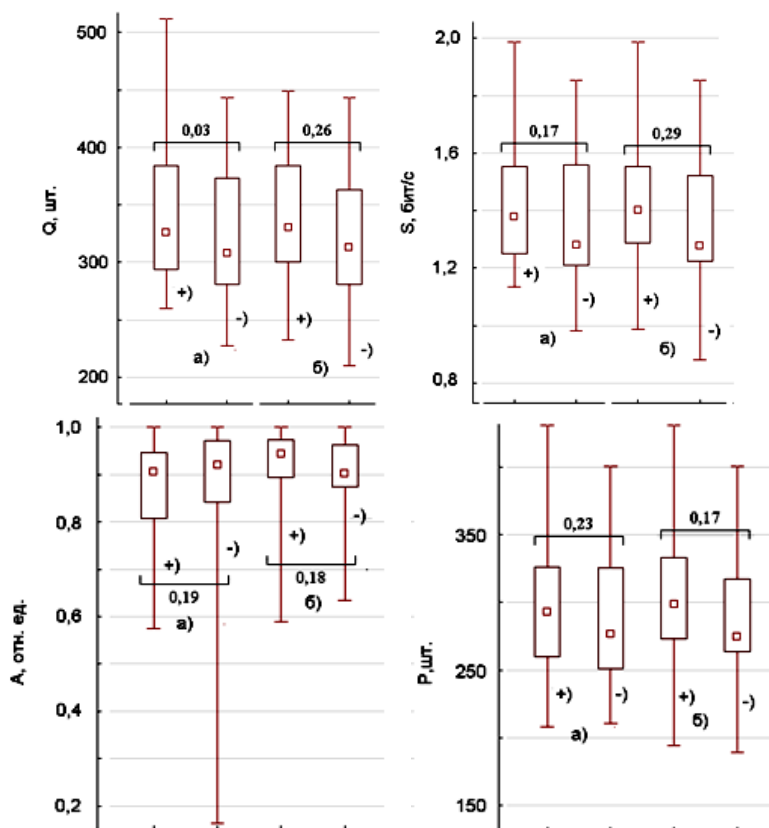


Рис. 1. Диаграммы размаха Q , S , A и P без (-) и в процессе (+) ВС при $t_{\text{имп}}$, мкс: а – 10, б – 500; над диаграммами – значения p -уровней по Вилкоксоу

ЛИТЕРАТУРА

1. Душков Б.А. Энциклопедический словарь: Психология труда, управления, инженерная психология и эргономика / Б.А. Душков, А.В. Королев, Б.А. Смирнов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://vocabulary.ru/dictionary/896/word/propusknaja-sposobnost-operatora>, свободный (дата обращения: 19.06.2015).
2. Ахраров Н.М., Баранова Ю.А., Васильева М.В., Романовский М.Н. Ритмическая стимуляция пропускной способности человека-оператора // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. – 2015. – Т. 15, №5. – С. 60–63.
3. Сысоев В.П. Методика диагностики работоспособности. Тест Э. Ландольта. – СПб.: Иматон, 1996. – 30 с.

4. Базанова О.М. Современная интерпретация альфа-активности ЭЭГ // Международный неврологический журнал. – 2011. – № 8. – С. 96–104.

5. Basar E. A review of alpha activity in integrative brain function: Fundamental physiology, sensory coding, cognition and pathology // International Journal of Psychophysiology. – 2012. № 86. – Р. 1–24.

6. Бугров Е.В., Бразовский К.С., Романовский М.Н. К влиянию модулированных импульсов света на альфа-активность головного мозга // Электронные средства и системы управления: матер. X Междунар. науч.-практ. конф., 12–14 ноября 2014 г. – Томск: В-Спектр, 2014. – Ч. 2. – С. 4–6.

МОДУЛЬ УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ КОМПЛЕКСА ЛОКАЛЬНОЙ ГИПЕРТЕРМИИ «ФЕНИКС-2»

С.Ю. Матюшков, студент

Научные руководители Д.О. Пахмурин, доцент каф. ПрЭ, к.т.н.,

В.Д. Семенов, проф. каф. ПрЭ, к.т.н.

Томск, ТУСУР, <http://www.ie.tusur.ru>

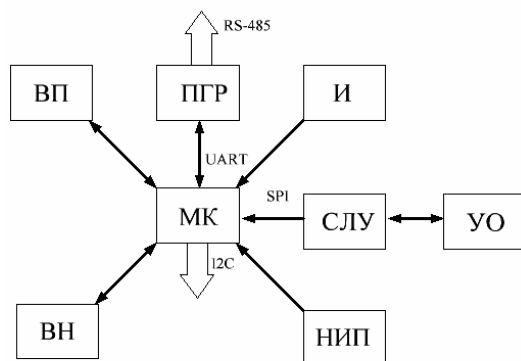
Комплекс локальной гипертермии «Феникс-2» предназначен для лечения онкологических и других заболеваний путем создания и поддержания на заданном уровне высокой температуры в незамкнутом объеме живой ткани. Комплекс позволяет осуществлять тепловое воздействие как на поверхностно, так и глубоко расположенные опухоли [1].

На данный момент комплекс локальной гипертермии включает шесть независимых модулей стабилизации температуры, не имеющих централизованного управления [2]. Их задача заключается в стабилизации температуры игольчатых нагревателей на уровне 45 °С, точность стабилизации температуры составляет ± 1 °С, без возможности оперативного изменения в процессе нагрева, что ограничивает тонкую настройку комплекса во время применения в ряде случаев [3]. Температура игольчатого нагревателя и температура области нагрева могут отличаться, поэтому возникает необходимость в измерении и индикации температуры живой ткани. При совместном использовании комплекса локальной гипертермии и радиотерапии требуется возможность удаленного управления комплексом, что на данный момент не реализовано. Кроме того, данная модель комплекса локальной гипертермии не позволяет хранить информацию о процедуре нагрева.

Для устранения указанных недостатков было принято решение разработать новый модуль управления устройством, обеспечивающий централизованное управление всем комплексом. При этом он позволяет задавать, оперативно изменять и отображать текущую темпера-

туру с помощью жидкокристаллического дисплея или удаленно с использованием персонального компьютера, с установленным на нем специализированным программным обеспечением. Использование персонального компьютера обеспечивает удаленное управление, что гарантирует безопасность персонала при радиационной терапии без снижения степени контроля за процессом нагрева. Также применение персонального компьютера решает задачу по сохранению и анализу данных, полученных в ходе процедуры. ЖК-дисплей в модуле управления отображает настройки и текущую информацию о ходе операции, сообщая оператору об ошибке или неисправности.

Функциональная схема модуля управления представлена на рис. 1.



МК - Микроконтроллер
 ВП - Внешняя память
 ПГР - Приемопередатчик (гальваническая развязка)
 И - Интерфейс
 СЛУ - Согласование логических уровней
 УО - Устройство отображения
 НИП - Независимый источник питания
 ВН - Внешний накопитель

Рис. 1. Функциональная схема модуля управления

Оператор через персональный компьютер при помощи программного обеспечения связывается с микроконтроллером (МК). Для лучшей помехозащищенности данные в микроконтроллер будут передаваться по интерфейсу RS-485 через приемопередатчик с гальванической развязкой (ПГР), конвертирующий интерфейс RS-485 в UART. Также оператор может управлять модулем управления при помощи интерфейса пользователя (И). Установленные настройки передаются в определенный модуль стабилизации температуры, выбранный пользователем.

Вывод информации обеспечивается при помощи устройства отображения (УО), представляющего собой ЖК-дисплей, связанный с микроконтроллером по интерфейсу SPI, через схему согласования логических уровней (СЛУ).

Независимый источник питания (НИП) представляет собой гальванический элемент, необходимый для работы часов реального времени микроконтроллера.

Внешняя память предназначена для хранения кода ошибок и информации о ходе процедуры.

При отсутствии связи с компьютером в модуле управления предусмотрена возможность сохранения информации на USB-flash накопитель.

На данный момент модуль управления находится на стадии разработки. В процессе модернизации комплекса локальной гипертермии будет добавлена индикация температуры живой ткани, возможность использования персонального компьютера, хранение информации о процедуре нагрева, возможность оперативного изменения в процессе нагрева. Данные изменения позволят расширить область применения комплекса, выполнять удаленный контроль процедуры нагрева, производить сбор и анализ данных в ходе процедуры. Реализация модуля будет осуществлена в ближайшее время.

ЛИТЕРАТУРА

1. Хан К.И. Калибровочный модуль для комплекса локальной гипертермии «Феникс-2» / К.И. Хан, В.Д. Семенов, Д.О. Пахмурин, А.В. Кобзев // Доклады ТУСУРа. – 2016. – Т. 19, №4. – С. 125–128.
2. Патент 98116 РФ, МПК А61В 18/12. Установка локального нагрева биологической ткани / А.В. Кобзев, В.Д. Семенов, Д.О. Пахмурин, А.А. Свиридов и др. – № 2010118885/14; Заяв. 11.05.2010; Опубл. 10.10.2010. Бюл. № 28.
3. Кобзев А.В., Семенов В.Д., Пахмурин Д.О. и др. Пат. 2527363 РФ. Способ реализации термоабляции опухоли костей // Бюл. – 2013. – №1.

РАЗРАБОТКА КОНЦЕПЦИИ УСТРОЙСТВА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВЯЗКОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК КРОВИ С ПОМОЩЬЮ КОНТАКТНОЙ КОНДУКТОМЕТРИИ

А.В. Платонова, студентка; И.С. Надеждин, аспирант каф. ЭАФУ
Научный руководитель А.Г. Горюнов, зав. каф. ЭАФУ, д.т.н.
Томск, Томский политехнический университет (НИ ТПУ),
alena1997999@gmail.com

Проблема тромбогеморрагических осложнений является актуальной в течение нескольких десятилетий. Множество заболеваний, та-

ких как сердечно-сосудистые, онкологические, эндокринные и другие, имеют тенденцию к снижению возрастного порога манифестации, безусловно способствующую увеличению частоты тромбогеморрагических осложнений (инфаркты, инсульты, кровотечения), что отражается повышением уровня смертности среди населения. Именно это обуславливает необходимость профилактики обозначенных осложнений. В профилактике тромботических осложнений наиболее часто используется антиагрегантная терапия, зачастую назначаемая пожизненно, состоящая из одного или нескольких препаратов, снижающих агрегационную активность тромбоцитов. Однако, решая вопрос о назначении противотромботической терапии, врач-клиницист сталкивается с необходимостью подбора лекарственного препарата, его дозы и дискретности, а также с необходимостью мониторинга эффективности терапии [1]. При этом адекватные инструменты оперативного контроля за противотромботической терапией в ранге индивидуальных устройств самоконтроля отсутствуют [2].

В настоящее время существуют методы контроля во «внебольничных» условиях. Например, автоматический коагулометр CoaguChek XS Kit позволяет определять такие показатели как протромбиновое время по Квику (%), с) и международное нормализованное отношение (МНО). Однако у данного прибора имеются существенные недостатки: ограниченная сфера применения, высокая стоимость и использование только оригинальных тест-полосок, имеющих ограничение по сроку хранения. Принимая во внимание все вышесказанное, становится ясно, что разработка портативного, быстродействующего медицинского прибора для определения свертываемости крови является актуальной задачей.

В рамках выполнения исследовательской работы, направленной на решение данной проблемы, была разработана концепция устройства определения вязкостных характеристик крови с помощью контактной кондуктометрии [3].

Метод контактной кондуктометрии считается одним из наиболее универсальных и совершенных методов исследования физико-химических характеристик различных систем. Наряду с широким использованием в лабораторной практике кондуктометрические методы находят широкое применение и в промышленности, позволяя непрерывно контролировать производственные процессы с помощью относительно несложных устройств [4]. Для определения свертываемости крови предлагается применить метод прямой кондуктометрии. Прямая кондуктометрия – метод, позволяющий определять характеристики раствора путем измерения электропроводности раствора с известным качественным составом.

Структурная схема разрабатываемого устройства представлена на рис. 1. Разрабатываемое устройство будет состоять из контактной кондуктометрической ячейки, микропроцессорного измерительного устройства, сенсорного экрана.



Основная идея использования контактной кондуктометрии для измерения свертываемости крови заключается в следующем. В контактной кондуктометрической ячейке будут расположены два электрода, пространство между которыми будет заполняться исследуемым образцом крови, в объеме 10 мкл (капля крови). Через исследуемый образец будет пропускаться электрический ток. В результате пропускания тока будет получена вольт-амперная характеристика, зависящая от свойств крови в процессе свертывания.

Рис. 1. Структурная схема разрабатываемого устройства

Использование контактной кондуктометрии для определения свертываемости крови позволит получить информацию о процессах фибринолиза на всех этапах свертывания крови; осуществить мониторинг и контроль эффективности противотромботической терапии; осуществить персонализированный подбор и дискретность противотромботической терапии.

В настоящее время ведутся работы, направленные на определение оптимальной конструкции и геометрии ячейки, а также оптимальных и эффективных параметров генератора тока для контактной кондуктометрической ячейки с помощью математического моделирования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Марцевич С.Ю., Кутишенко Н.П., Гинзбург М.Л., Малышева А.М., Полянская Ю.Н. Антиагрегантная терапия у больных с высоким риском развития тромботических осложнений: проблема эффективности, безопасности и приверженности // Клинист. – 2011. – № 2. – С. 72–79.
2. Баркаган З.С., Момот А.П. Диагностика и контролируемая терапия нарушений гемостаза. – М.: Ньюдиамед. – 2001. – 296 с.
3. Сорокожердиев В.О., Тютрин И.И., Овсянников Ю.А., Дадэко С.М. Возможности исследования функционального состояния системы гемостаза у онкологических больных с помощью низкочастотной контактной кондуктометрии // Сибирский онкологический журнал. – 2011. – №1 (43). – С. 66–69.
4. Грилихес М.С., Филановский Б.К. Контактная кондуктометрия: теория и практика метода. – Л.: Химия, 1980. – 176 с.

ЛАБОРАТОРНАЯ УСТАНОВКА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ СВОЙСТВ ФЕРРОМАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ

А.В. Анищенко, Е.А. Сидоров, студенты

*Научный руководитель Н.М. Федотов, к.т.н., зав. лаб. безопасных
биомедицинских технологий, каф. КИБЭВС*

Томск, ТУСУР, n.m.fedotov@gmail.com

*Проект ГПО КИБЭВС-0709 «Информационно-технологические
медицинские системы для диагностики и лечения аритмий сердца»*

В настоящее время ферромагнитные материалы находят новые применения, в частности, и в области медицины. Ферромагнитные нано- и микрочастицы могут быть синтезированы так, чтобы резонансным образом могли откликаться на внешнее переменное магнитное поле определенной частоты и амплитуды, при этом эффективно поглощая внешнюю электромагнитную энергию и передавая ее в виде тепла окружающим биологическим объектам [1].

Нагревающиеся во внешнем приложенном электромагнитном поле магнитные частицы могут быть использованы как агенты гипертермии, поставляющие смертельные дозы тепловой энергии к клеткам опухолей. Температура выше 41 °C вызывает гибель опухолевых клеток, а здоровые клетки переносят повышение температуры до 44–45 °C [1].

Метод локальной гипертермии может применяться как для нагрева ферромагнитных материалов, входящих в состав тканезамещающих имплантатов [2], так и для нагрева вводимых в злокачественную опухоль малых ферромагнитных частиц (точка Кюри которых должна быть не выше 45 °C) [5]. Различные ферромагнитные материалы из-за особенностей своих параметров достигают гипертермических температур при определенных частотах.

Исходя из обзора литературных источников [2, 3], для исследования ферромагнитных частиц был выбран диапазон частот 50 кГц – 1 МГц.

Целью работы является создание лабораторной установки для индукционного нагрева ферромагнитных материалов с возможностью выбора резонансной частоты.

Материалы и методы. Для реализации цели необходимо на основе анализа параметров ферромагнитных материалов сформулировать требования к генератору магнитного поля лабораторной установки, разработать электрическую принципиальную схему и изготовить рабочий макет.

Результат. Основой для разработки данной установки является индукционное устройство для нагрева ферромагнитных имплантатов [6].

Напряженность магнитного поля индуктора выбирается из безопасных для пациента уровней напряженности 0–10 кА/м при заданном диапазоне частот. Значение уровня определяется исходя из эмпирической формулы Аткинсона (1) [4]

$$H \cdot F \leq 4,8 \cdot 10^8 \text{ А/м} \cdot \text{с}, \quad (1)$$

где H – напряженность магнитного поля, F – частота.

Рабочая область индуктора должна иметь возможность помещать пробирку с тестируемым препаратом, поэтому габариты индуктора примут значения: диаметр 80, длина 80 мм.

Электрическая схема устройства реализуется на основе последовательного резонансного контура, индуктивность которого служит конструктивным элементом для создания требуемой геометрии и напряженности поля (функциональная схема устройства на рис. 1).

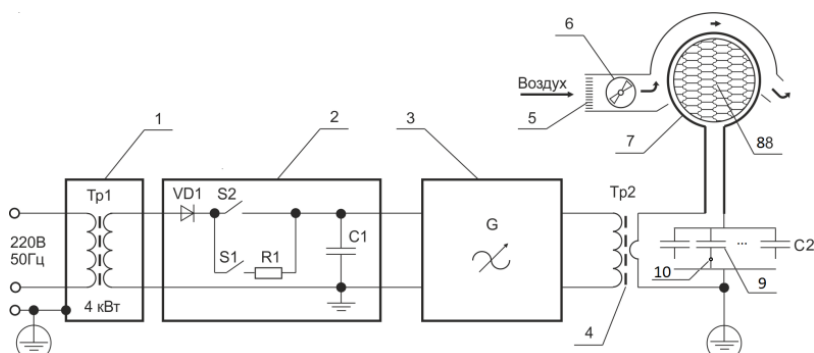


Рис. 1. Функциональная схема устройства: 1 – изолирующий трансформатор на 4 кВт; 2 – выпрямитель тока; 3 – генератор с регулируемой частотой до 100 кГц; 4 – согласующий трансформатор; 5 – воздушный фильтр; 6 – воздушная система охлаждения; 7 – индуктор; 8 – рабочая область индуктора; 9 – конденсаторы для подстройки частоты; 10 – переключатель

Подстройка частоты осуществляется путем включения в резонансный контур комбинации конденсаторов СВВ8-1 (0,01 мкФ), общая емкость которых рассчитывается исходя из требуемой резонансной частоты и известной индуктивности контура (2) [8].

$$f_p = 1/2\pi\sqrt{LC}. \quad (2)$$

Переключение частот может быть реализовано с шагом 5–10 кГц в пределах заданного диапазона частот и с учетом неизменной индуктивности.

Индуктор реализован в виде одновитковой конструкции из сплошной медной ленты. Расчет индуктивности проведем по формуле (3) [7]:

$$L = \mu_0 \cdot R \left(\frac{\ln(8R)}{a+r} - 0,5 \right), \quad (3)$$

где $\mu_0 = 1,26 \cdot 10^{-6}$ – магнитная проницаемость, R – радиус, a – длина катушки, r – толщина медной ленты.

Для требуемых параметров индуктора индуктивность имеет значение 0,44 мкГн.

Исходя из формул (1), (2), для резонансной частоты 100 кГц потребуется 575 параллельно включенных конденсаторов СВВ8-1 (0,01 мкФ), для частоты 1 МГц – 6 конденсаторов.

Заключение. Изготовлена лабораторная установка индукционного устройства для нагрева ферромагнитных материалов, позволяющая создавать переменное магнитное поле с напряженностью от 800 до 8000 А/м и задавать необходимую резонансную частоту в диапазоне 50 кГц – 1 МГц с шагом 5–10 кГц.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Никифоров В.Н.* Медицинские применения магнитных наночастиц // Известия. – 2013. – №2. – С. 23–34.
2. *Осинцев А.М.* Использование локального индукционного нагрева в биотехнологиях и медицине / А.М. Осинцев, И.Л. Васильченко, А.Л. Майтаков и др. // Техника и технология пищевых производств (Кемерово). – 2012. – №2. – С. 159–164.
3. *Усов А.Н.* Экспертное мнение: Магнитные наночастицы: теория современные технологические применения. – М., НИТУ МИСиС, 2016.
4. *Atkinson W.J., Brezovich I.A., Chakraborty D.P.* Usable frequencies in hyperthermia with thermal seeds // IEEE Trans. Biomed. Eng. – 1984. – Vol. 31, No. 1. – P. 70–75.
5. *Брусенцов Н.А.* Магнитно-жидкостная регионарная индукционная гипертермия саркомы / Н.А. Брусенцов, А.А. Шевелев, Т.Н. Брусенцова // Химико-фармацевтический журнал. – 2002. – №3. – С. 8–10.
6. *Анищенко А.В., Сидоров Е.А., Федотов Н.М.* Устройство для индукционного нагрева ферромагнитных имплантатов // Электронные средства и системы управления. – Томск, 2016. – № 1. – С. 171–173.
7. *Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А.* Расчет индуктивностей: справочная книга. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 210 с.
8. *Сивухин Д.В.* Общий курс физики. – Т. III: Электричество. – М.: Наука, 1977. – С. 551–688.

ИССЛЕДОВАНИЕ КАРТИН ТУННЕЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОЛЮМИНЕСЦЕНЦИИ

К.К. Слепцов, С.Л. Аржаков, магистранты;

Н.К. Афанасьев, студент; А.А. Томашевич, аспирант

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

Томск, ТУСУР, koss_tmsk@mail.ru

Светодиодное освещение стало альтернативой традиционным лампам накаливания и люминесцентным светильникам. Светоизлучающие диоды (СИД) приобретают популярность благодаря своим преимуществам. Низкое энергопотребление, долговечность, механическая прочность, влагозащищенность, виброустойчивость – это не полный перечень преимуществ светодиодов.

Однако увеличение яркости СИД в большинстве случаев связывается с увеличением величины рабочей плотности тока, что наиболее существенно влияет на степень деградации гетероструктур СИД. Известно, что характеристики туннельной электролюминесценции (ЭЛ) СИД существенно зависят от особенностей технологии изготовления и степени дефектности гетероструктуры [1].

В связи с этим была поставлена цель – исследовать механизмы и закономерности процесса деградации гетероструктур по цифровым изображениям поверхности СИД в режиме туннельной ЭЛ.

Экспериментальная часть. Исследовались светодиоды средней мощности фирмы «SemiLED» на основе GaN. Основные параметры светодиода приведены ниже:

Марка	Материал			λ_{max} , нм
SemiLED	GaN	150	3	460

Туннельная ЭЛ возникает при малых напряжениях, когда основное излучение, связанное с инжекционными токами, минимально.

Туннельная электролюминесценция в СИД наблюдается при относительно малых напряжениях на p – n -переходе, когда он практически «закрыт» и все напряжение оказывается приложенным к гетероструктуре. При напряжениях примерно 2,1–2,3 В напряженность электрического поля в гетероструктуре становится достаточной для наблюдения туннельной ЭЛ.

Человеческому глазу туннельная ЭЛ не видна, поэтому чтобы получить качественные и достоверные результаты, мы фотографировали свечение СИД на цифровом зеркальном фотоаппарате Canon EOS 650D, настраивали в ручном режиме (чувствительность 1600, выдержка 10 с, диафрагма 3.5).

Вначале делали снимок туннельной ЭЛ «свежего» светодиода.

Далее светодиод ставится на испытание при рабочем токе 50 мА. Длительность испытания один час. После испытания снова делается снимок в режиме туннельной ЭЛ.

Как видно на фотографиях (рис. 1), туннельная ЭЛ имеет точечную структуру, что в определенной степени характеризует начальное распределение дефектов по поверхности СИД. После испытания наблюдается увеличение площади светящихся образований. Как указывается во многих литературных источниках, например [1–4], такие изменения могут быть связаны с накоплением в гетероструктуре светодиода дополнительных дефектов. Таким образом, картины туннельной ЭЛ могут являться чувствительным инструментом выявления кинетики накопления и распределения по площади дефектов, образующихся в процессе работы СИД.

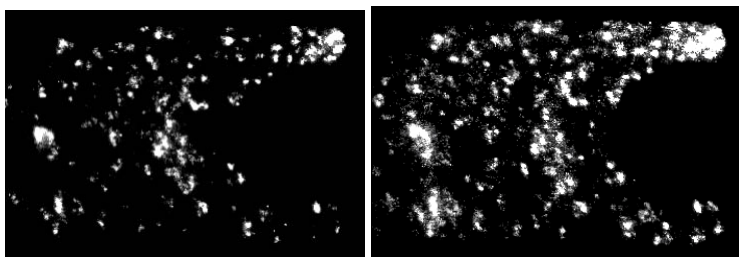


Рис. 1. Изображение туннельной электролюминесценции светодиода до испытания и после

Фотографии отредактированы в программе iPhoto, значения параметров режимов СИД и получения фотографий идентичны.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ковалев А.Н., Маняхин Ф.И., Кудряшов В.Е. и др. Изменение люминесцентных электрических свойств светодиодов из гетероструктур InGaN/AlGaIn/GaN при длительной работе // Физика и техника полупроводников. – 1999. – Т. 33, №2. – С. 224–231.
2. Бочкарева Н.И. Неоднородность инжекции носителей заряда и деградация голубых светодиодов / Н.И. Бочкарева, А.А. Ефремов // Физика и техника полупроводников. – 2006. – Т. 40, №1. – С. 122–127.
3. Полищук А. Деградация полупроводниковых светодиодов на основе нитрида галлия и его твердых растворов / А. Полищук, А. Туркин // Компоненты и технологии. – 2008. – №2. – С. 25–28.
4. Шуберт Ф.Е. Светодиоды. – М.: Физматлит, 2008.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВАРИАЦИЙ РАДИОАКТИВНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ КРИСТАЛЛОВ ХЛОРИСТОГО КАЛИЯ

*Д.Ю. Попов, Д.Ю. Медведев, Т.А. Елистратова,
Р.М. Шарабудинов, студенты*

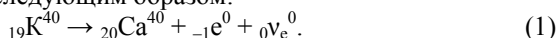
Научный руководитель С.Г. Еханин, проф., д.ф.-м.н.

Томск, ТУСУР, каф. КУДР, getma@main.tusur.ru

*Проект ГПО КУДР-1103 «Устройство диагностики и профилактики
стрессовых состояний человека»*

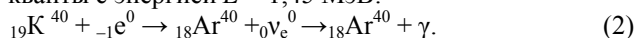
Как известно, кристаллы хлористого калия обладают слабым естественным радиоактивным излучением. Это связано с тем, что калий, входящий в состав этого химического соединения, имеет радиоактивный изотоп K^{40} . Природный калий представляет собой смесь трех изотопов: ${}_{19}K^{39}$ ($\approx 93,1\%$), ${}_{19}K^{40}$ ($\approx 0,012\%$) и ${}_{19}K^{41}$ ($\approx 6,88\%$), из которых только ${}_{19}K^{40}$ радиоактивен [1].

В 89% случаев распада этот изотоп калия претерпевает β -распад (переход нуклона из состояния нейтрона в состояние протона) с образованием изотопа ${}_{20}Ca^{40}$ в основном состоянии. Ядерная реакция выглядит в этом случае следующим образом:



Максимальная кинетическая энергия испускаемых при этом β -частиц $E_{\max} = 1,33$ МэВ.

В 11% случаев ядро ${}_{19}K^{40}$ распадается путем захвата орбитального электрона (К-захват, переход нуклона из состояния протона в состояние нейтрона) с образованием изотопа ${}_{18}Ar^{40}$ в возбужденном состоянии. Ядро ${}_{18}Ar^{40}$ переходит из возбужденного состояния в основное, испуская γ -кванты с энергией $E = 1,45$ МэВ:



Таким образом, распад ядра радиоактивного изотопа ${}_{19}K^{40}$ сопровождается испусканием β -частиц, имеющих непрерывный спектр с максимальной энергией 1,33 МэВ, и моноэнергетического γ -излучения с энергией 1,45 МэВ.

Калий встречается в достаточно большом количестве не только в горных породах Земли и в почве, но и входит в состав тканей растений и животных. Относительное весовое содержание калия в теле человека составляет примерно 0,12–0,35%. K^{40} – единственный изотоп, который при поступлении через желудочно-кишечный тракт вносит значительный вклад во внутреннее облучение человека в течение всей его жизни.

Анализ интенсивности излучения калия используется при диагностике стрессовых состояний человека [2], а также будет использо-

ваться в качестве кристалла-близнеца для экспериментов по проверке эффекта квантовой запутанности в кристаллических структурах.

Исследования вариации радиоактивного излучения кристаллов KCl проводились на экспериментальной установке, включающей в себя датчик ионизирующих частиц – счетчик Гейгера, питание на который подается от стабилизированного источника питания. Сигналы со счетчика поступают на вход персонального компьютера, где с помощью специальной программы накапливаются в течение заданного времени.

В работе используется экологически безопасный радиоактивный источник – кристалл KCl.

Следует иметь в виду, что счетчик имеет определенную эффективность, т.е. регистрирует лишь некоторую долю влетающих в него частиц.

Кроме того, счетчик срабатывает при попадании в него как частиц, летящих от источника, так и частиц, обусловленных фоном. Фоновая скорость счета при измерении излучения препарата обусловлена не только космическим излучением и радиоактивностью окружающей среды, но и g-квантами, испускаемыми человеком-оператором (рис. 1).

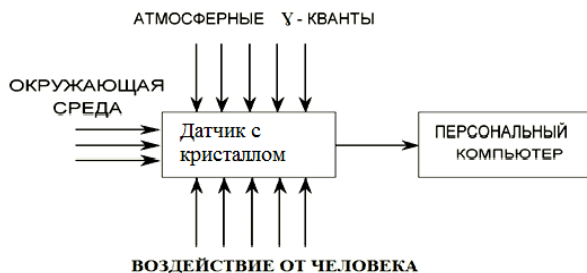


Рис. 1. Схема источников помех

От счетчика Гейгера данные поступают в компьютер и формируются в массив, который представляет собой временной ряд. Полученный временной ряд обрабатывается в следующей последовательности:

1. Проверка на наличие тренда. Если тренд есть, то из первоначального ряда необходимо провести его вычитание (получить стационарный ряд).

2. Проведение предварительной оценки гипотезы о нормальном распределении. Если эта гипотеза не подтверждается, то производится оценка циклических составляющих временного ряда. В качестве циклических составляющих могут выступать короткопериодические вариации солнечной гамма-активности [1].

3. Определение циклических составляющих временного ряда:
 - а) определение коэффициентов гармоник: a_j, b_j ;
 - б) вычитание ряда Фурье из первоначального временного ряда.
4. Анализ остаточного ряда и построение графика распределения результатов.
5. Сравнение графиков теоретического нормального распределения и экспериментального распределения (остаточного ряда) – сравниваем χ^2 . Проверка гипотезы о нормальном распределении. На рис. 2 показаны вариации кривых распределения фонового излучения кристалла KCl.

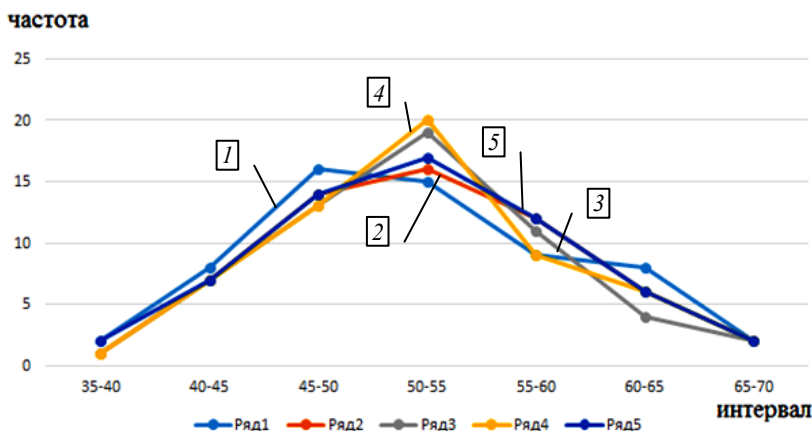


Рис. 2. Графики распределения фонового излучения

Как видно из рис. 2, имеются некоторые вариации кривых. Однако, как показали расчеты, эти вариации укладываются в доверительный интервал, не превышающий предельные значения χ^2 , а значит полностью удовлетворяют нормальному распределению.

Таким образом, получена методика выделения полезного сигнала из «зашумленного». Показано, что основной помехой являются циклические составляющие солнечной гамма-активности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гальпер А.М. и др. Короткопериодические пульсации атмосферных гамма-квантов // Природа. – 1977. – №4.

ИССЛЕДОВАНИЯ ВОЗМОЖНОСТИ ПРОЯВЛЕНИЯ ЭФФЕКТА КВАНТОВОЙ ЗАПУТАННОСТИ В КРИСТАЛЛАХ

*Д.Ю. Попов, Д.Ю. Медведев, Т.А. Елистратова,
Р.М. Шарабудинов, студенты*

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

Томск, ТУСУР, каф. КУДР, gemma@main.tusur.ru

*Проект ГПО КУДР-1103 «Устройство диагностики и профилактики
стрессовых состояний человека»*

Квантовая запутанность – квантовомеханическое явление, при котором квантовые состояния двух или большего числа объектов оказываются взаимозависимыми. Такая взаимозависимость сохраняется, даже если эти объекты разнесены в пространстве за пределы любых известных взаимодействий [1].

Ученые утверждают, что квантовая запутанность – это не теоретическая абстракция, которую ввели физики-теоретики, а объективный факт окружающей реальности. Это то, что существует в природе независимо от наших представлений, собственно, поэтому она и может быть использована на практике [2].

Эксперимент, проведённый в Рочестерском университете [3]. Синий лазерный луч с помощью полупрозрачного зеркала расщеплялся на два пучка, а затем каждый из пучков направлялся на нелинейный кристалл, способный расщеплять квант света (фотон) на два дочерних кванта. Закон сохранения энергии при этом выполняется: энергия каждого из дочерних квантов вдвое меньше энергии материнского кванта, т.е. один синий рождает два красных кванта-близнеца. Схема экспериментальной установки приведена на рис. 1.

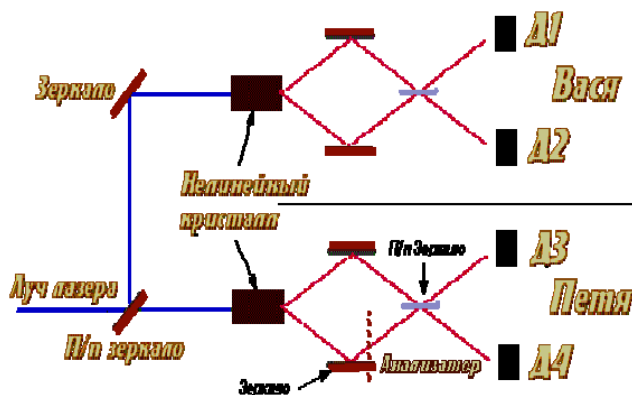


Рис. 1. Схема экспериментальной установки Рочестерского университета

Итак, в работе [3] были пространственно разнесены два пучка света на достаточно большое расстояние. После этого стали менять с помощью анализатора соотношение между компонентами суперпозиции на одном из них.

В результате этих манипуляций интерференционная картина на этом пучке менялась. Второй пучок вообще не трогали. Но интерференционная картина, наблюдаемая на этом втором пучке, точно повторяла интерференционную картину на первом пучке.

И картина эта менялась мгновенно в то же самое время, когда менялась картина на первом пучке [3]. То есть эксперимент подтвердил существование квантовой запутанности между двумя пучками фотонов.

В данной работе была проведена попытка обнаружить связь, обусловленную квантовой запутанностью в кристаллических структурах.

Описание экспериментальной установки. Предполагается, что если кристалл, выращенный в едином технологическом цикле, разделить на две части, то между этими частями может существовать связь, обусловленная квантовой запутанностью. Схема экспериментальной установки приведена на рис. 2. Цифрой 1 обозначен первоначальный кристалл, который был расколот на две части. Одна часть кристалла была унесена в другую аудиторию на расстоянии примерно 30 м от основной установки. На эту часть будет произведено воздействие циркулярно-поляризованным лазерным излучением.

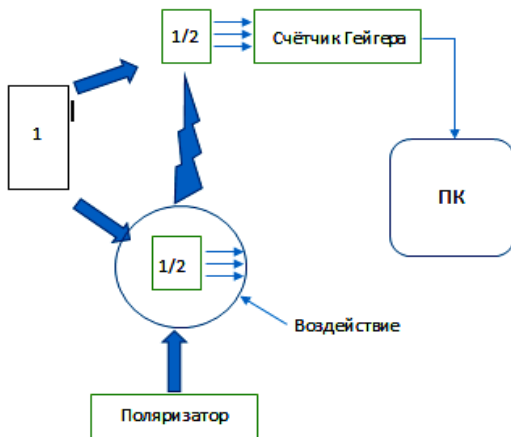


Рис. 2. Схема экспериментальной установки

Эксперименты проводились в два этапа. В течение первого этапа (60 мин) измерялся фон с кристаллом (без воздействия на кристалл-

близнец). В течение второго этапа (60 мин) второй кристалл-близнец облучался лазером. При этом данные со счетчика Гейгера передавались в персональный компьютер. После обработки данных были построены кривые распределения, которые показаны на рис. 3.

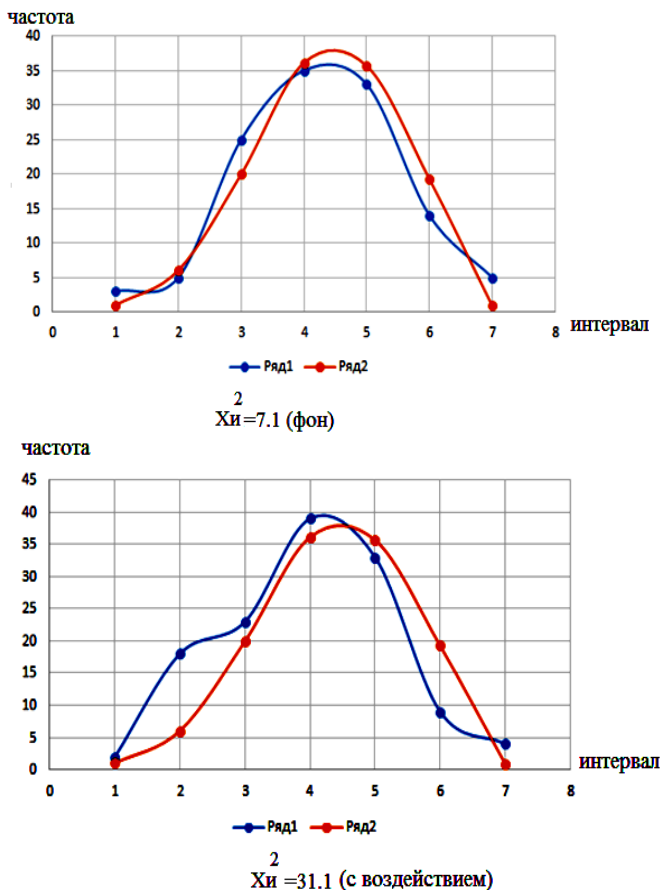


Рис. 3. Графики распределения без воздействия и с воздействием

Исходя из графиков распределения видно, что на верхнем рисунке отличие экспериментальной кривой от теоретической меньше критического значения ($\chi^2 = 7,1$), а в нижнем – намного больше критического ($\chi^2 = 31,1$). Это означает, что гипотеза о том, что квантовая запутанность в кристаллических структурах существует, доказана и доказательство статистически значимо.

Таким образом, исследования возможности проявления эффекта квантовой запутанности в кристаллических структурах можно считать успешными с хорошей перспективой в будущем.

ЛИТЕРАТУРА

1. Википедия. – https://ru.wikipedia.org/wiki/Квантовая_запутанность
2. Ведрал В. Жизнь в квантовом мире: <http://www.everettica.org/art/Vedral>
3. Рочестерский эксперимент. – <http://zarodinu.org.ua/page/497>

ПОПЫТКА ПЕРЕДАЧИ ЦИФРОВОЙ ИНФОРМАЦИИ С ПОМОЩЬЮ ЭФФЕКТА КВАНТОВОЙ ЗАПУТАННОСТИ

Д.Ю. Попов, Д.Ю. Медведев, Т.А. Елистратова,

Р.М. Шарабудинов, студенты

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

Томск, ТУСУР, каф. КУДР, getma@main.tusur.ru

*Проект ГПО КУДР-1103 «Устройство диагностики и профилактики
стрессовых состояний человека»*

В предыдущих статьях (см. настоящий сборник) была исследована возможность проявления эффекта квантовой запутанности в кристаллических структурах. Показано, что гипотеза о том, что квантовая запутанность в кристаллических структурах существует, доказана, и доказательство статистически значимо. В данной работе на той же экспериментальной установке, что и предыдущей статье, произведена попытка передачи цифровой информации в виде нулей и единиц.

Эксперименты проводились в два этапа. В течение первого этапа (60 мин) измерялся фон с кристаллом (без воздействия на кристалл-близнец). В течение второго этапа (60 мин) второй кристалл-близнец удалялся на некоторое расстояние и облучался лазером импульсно. На рис. 1 показана схема подачи импульсов лазера. Подача импульсов лазера производилась после 120 серий в течение 1 мин (2 серии) с периодом 15 мин.

В данном эксперименте установка на основе счетчика Гейгера фиксировала значения времени (в миллисекундах) между попадающими в датчик частицами. Далее анализировался массив данных и строились их функции распределения. На рис. 2 показана функция распределения во время облучения лазером и после некоторого времени релаксации (10 мин).

Из рис. 2 видно, что кривые распределения имеют экспоненциальную форму и существенно отличаются друг от друга.

Воздействия лазером производилась периодически с периодом 15 мин. При следующем воздействии лазером результаты измерений

практически повторились. Таким образом, можно считать, что кривая 1 (при воздействии лазером) соответствует передаче единицы, а кривая 2 – передаче нуля. Однако после третьего и четвертого воздействия разница между распределениями (кривые 1 и 2 на рис. 2) уменьшалась, т.е. проявлялся некоторый эффект «привыкания».

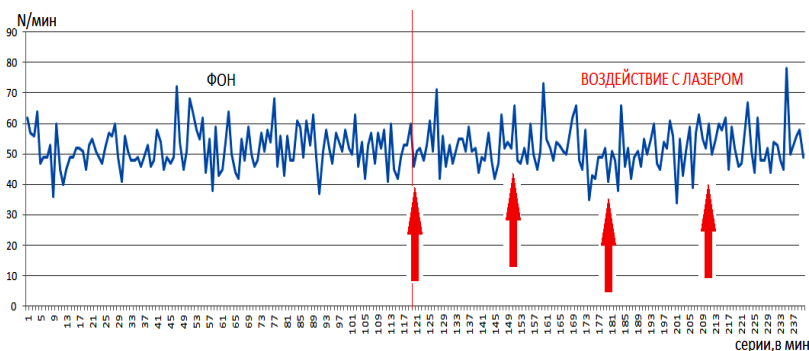


Рис. 1. Попытка передачи цифровой информации

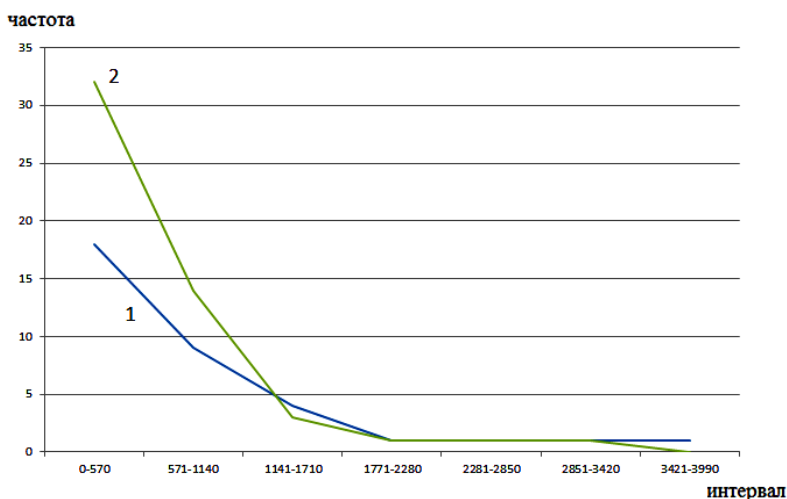


Рис. 2. Кривые распределения результатов измерения: 1 – кривая распределения во время воздействия лазера; 2 – в период паузы между воздействиями

Таким образом, передачу цифровой информации с помощью эффекта квантовой запутанности в кристаллических структурах в целом можно считать успешной. Однако необходимо в дальнейшем учитывать и/или бороться с эффектом «привыкания».

АВТОНОМНОЕ УСТРОЙСТВО ЭЛЕКТРОСТИМУЛЯЦИИ

А.В. Берестов, магистрант

Научный руководитель А.А. Бомбизов, к.т.н., м.н.с.

СКБ «Смена»

Томск, ТУСУР, streberhighgain@gmail.com

Одним из показателей хронической сердечной недостаточности является повышенная частота сердечных сокращений. Назначение бета-адреноблокаторов эффективно у четырех из пяти больных, следовательно, необходим другой подход в терапии сердечной недостаточности. Проведение аурикулярной электрической вагусной стимуляции (АЭВС) в комплексе с медикаментозной терапией приводит к снижению сердечной недостаточности у 92,06% пациентов данной категории [1]. До настоящего времени использовалось устройство ВАГУС-01 [2]. Устройство представляет собой автономный генератор импульсов тока фиксированной частоты и скважности, имеет ручку регулировки выходного тока в диапазоне до 2 мА, индикаторы питания и нагрузки. К недостаткам устройства можно отнести невозможность изменения формы сигнала стимуляции, отсутствие возможности установки продолжительности сеанса стимуляции и контроля импеданса нагрузки в процессе процедуры.

Коллективом СКБ «Смена» ТУСУРа совместно с НИИ кардиологии принято решение о разработке нового устройства, свободного от упомянутых недостатков.

Основой для разработки устройства электростимуляции блуждающего нерва использовалась отладочная плата STM8L-Discovery. Условно устройство можно разбить на 2 больших блока – блок генерирования сигнала (отладочная плата STM8L-Discovery) и блок аналоговой обработки. Разработанный блок аналоговой обработки изображён на рис. 1.

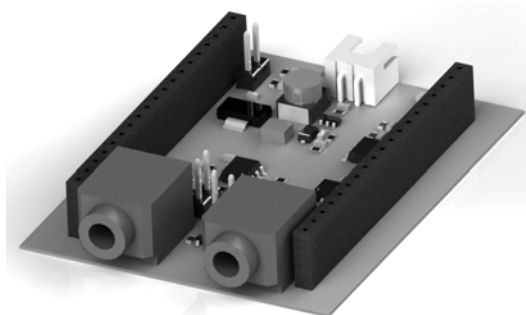


Рис. 1. Аналоговый блок устройства электростимуляции

Сигнал генерируется отладочной платой STM8L-Discovery, затем через блок аналоговой обработки, осуществляющий усиление и симметрирование, поступает на электроды.

Усиленный сигнал поступает на электроды через датчики прямого и обратного токов, сигналы с которых поступают на входы аналого-цифрового преобразователя (АЦП) отладочной платы.

Кнопки управления и индикатор STM8L-Discovery позволяют задать режимы стимуляции, в том числе форму и длительность импульсов сигнала, контролировать уровень заряда батареи, а также ток, протекающий через тело пациента в процессе процедуры стимуляции. Коммутация аналогового блока устройства электростимуляции и отладочной платы осуществляется посредством разъёмных соединений типа PLS-PBS. Коммутация показана на рис. 2.

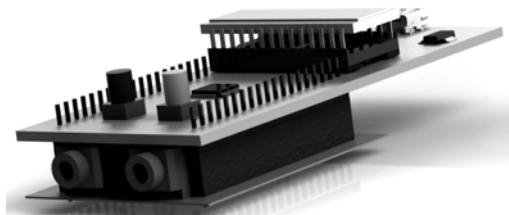


Рис. 2. Коммутация отладочной платы и аналогового блока

Имеющиеся варианты корпусов для радиоэлектронной аппаратуры не отвечали необходимым требованиям, и в итоге было принято решение о разработке собственного корпуса с последующим его изготовлением на 3D-принтере. Корпус устройства состоит из основания и крышки. В основании корпуса реализован батарейный отсек для трёх элементов типа AAA, который показан на рис. 3. Доступ к батарейному отсеку осуществляется за счёт выкручивания фиксирующего шурупа и выдвигении крышечки.



Рис. 3. Батарейный отсек в основании корпуса

В качестве основы для разработки электрода была выбрана игла для акупунктуры. Электрод представляет собой электропроводящую

иглу, которая посредством проводника соединена с устройством электростимуляции и служит для передачи электрических импульсов телу пациента.

Для электрического соединения иглы с проводом электрода используются разъёмы типа PLS-PBS. Рукоятка акупунктурной иглы обжимается разъёмом PBS. При обжиме происходит деформация рукоятки, что обеспечивает хорошее электрическое и механическое соединение. Игла, обжатая PBS-разъёмом, показана на рис. 4.



Рис. 4. Акупунктурная игла, обжатая разъёмом PBS

Использование данных разъёмов значительно не утяжеляет конструкцию электродов, соответственно нет необходимости в их дополнительной фиксации на теле пациента. К PLS-разъёму паяется провод электрода. Соединение провода электрода с устройством осуществляется с помощью разъёмов типа TR 3,5 мм. Провод электрода изображён на рис. 5.



Рис. 5. Провод электрода

В результате работы над данным проектом разработано устройство для аурикулярной электрической стимуляции блуждающего нерва нового типа.

В настоящее время устройство электростимуляции используется при проведении нефармакологической коррекции гиперсимпатикотонии у больных хронической систолической сердечной недостаточностью в НИИ кардиологии Томского НИМЦ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кузьмичкина М.А. Применение аурикулярной электрической вагусной стимуляции у больных хронической сердечной недостаточностью: дис. ... к.т.н.: 14.01.05. – Томск, 2012. – 149 с.
2. Пат. 2 327 492 РФ, МПК А61N 1/36. Устройство для электрической стимуляции чувствительных окончаний блуждающего нерва / С.А. Афанасьев, А.А. Кострикин, И.В. Антонченко, А.В. Писклова, С.В. Попов. – № 2006138299/14; заявл. 30.10.06; опубл. 27.06.08. Бюл. № 18. – 5 с.

РАЗРАБОТКА МАКЕТА АДСОРБЕРА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ 3D-МОДЕЛИРОВАНИЯ ДЛЯ МЕДИКО-БИОЛОГИЧЕСКИХ ИССЛЕДОВАНИЙ

С.М. Салиев, студент каф. КУДР ТУСУРа;

С.П. Караульных, инж. СКБ «Смена»;

Д.А. Федотов, Д.А. Дериглазов, студенты каф. химии СибГМУ

*Научный руководитель И.А. Екимова, к.х.н., зав. каф. химии СибГМУ
Томск, ТУСУР, kaf.himii@mail.ru*

Ежедневно сотни миллионов человек во всем мире страдают от хронических респираторных заболеваний. По данным ВОЗ, одним из наиболее распространенных заболеваний дыхательной системы является хроническая обструктивная болезнь легких (ХОБЛ), от которой в настоящее время страдают 64 млн человек, миллионы других людей имеют астму, аллергический ринит и другие часто не диагностируемые хронические респираторные заболевания. В Российской Федерации в 2014 г. было зарегистрировано более 3,4 млн случаев различных хронических заболеваний, а смертность от ХОБЛ составила 4,1% от всех случаев смерти. Большинство больных ХОБЛ обращаются за медицинской помощью уже на поздних стадиях развития заболевания, но, как известно, болезнь начинает развиваться задолго до появления первых симптомов. Как следствие, не проводятся соответствующие лечебные мероприятия. Основные факторы, влияющие на формирование болезни, до конца не известны. Существует необходимость в ранней диагностике, и экспериментальные исследования по концентрированию выделяемых пациентом продуктов дыхания с последующим анализом являются актуальными.

Целью данной работы является разработка макета адсорбера для комплексного медико-биологического исследования выдыхаемого воздуха.

Изготовление макета адсорбера было выполнено на 3D-принтере FlashForge Creator методом послойного наплавления. Данный принтер позволяет печатать двумя видами пластика ABS (акрилонитрилбутадиенстирол) и PLA (полилактид). Материалом для создания адсорбера был выбран полилактид – биоразлагаемый, биосовместимый, термопластичный полиэфир молочной кислоты.

В ходе работы был разработан макет адсорбера. Габаритные размеры адсорбера составили 40×40×150 мм. Конструкция выполнена в виде цилиндра (рис. 1). Было принято решение разделить адсорбер на две части, для возможности заполнения внутреннего объема адсорбентом – 5. Внутренний объем составил 43 см³. Детали соединяются быстросъемным замком 3, что позволяет с легкостью извлекать внутреннее наполнение адсорбера. С одного края цилиндра расположено

отверстие 1 для подачи (вдыхания) воздуха, а с другого края расположено отверстие 2 для выдыхаемого воздуха с целью последующего анализа. По краям внутреннего объема расположены фильтры, выполненные в виде мелкой сетки 3, 6 которые позволяют внутреннему содержимому оставаться внутри адсорбера.

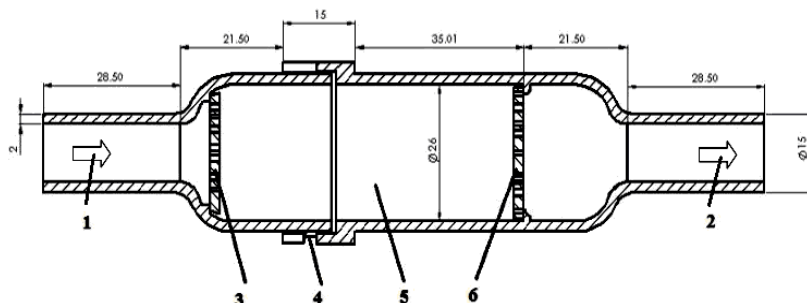


Рис. 1. Чертеж макета адсорбера: 1 – поток вдыхаемого воздуха; 2 – поток выдыхаемого воздуха; 3, 6 – сетка; 4 – быстросъемный замок; 5 – объем для адсорбента



Рис. 2. Макет адсорбера

На данном этапе работы распечатан адсорбер (рис. 2), проведено его тестирование с использованием адсорбентов. Сформированы корректирующие мероприятия по устранению недочетов: изменение формата замка, выбор материала для герметизации, изменение пористости фильтров.

Заключение. Использован комплексный подход к выбору материала для изготовления макета адсорбера для медико-биологических исследований. Распечатано по заранее разработанной модели готовое изделие, проведено его тестирование с использованием адсорбентов разной природы. Сформированы корректирующие мероприятия по устранению недочетов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Полилактид [Электронный ресурс]. – URL: <https://ru.wikipedia.org/wiki/Полилактид> (дата обращения: 19.03.2017).
2. 3D-принтер [Электронный ресурс]. – URL: <https://ru.wikipedia.org/wiki/3D-принтер> (дата обращения: 19.03.2017).

ПОДСЕКЦИЯ 2.2

РАЗРАБОТКА КОНТРОЛЬНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЫ

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

УСТРОЙСТВО ДИАГНОСТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ С ОПЕРАТИВНЫМ ЗАПОМИНАЮЩИМ УСТРОЙСТВОМ

А.В. Асадчий

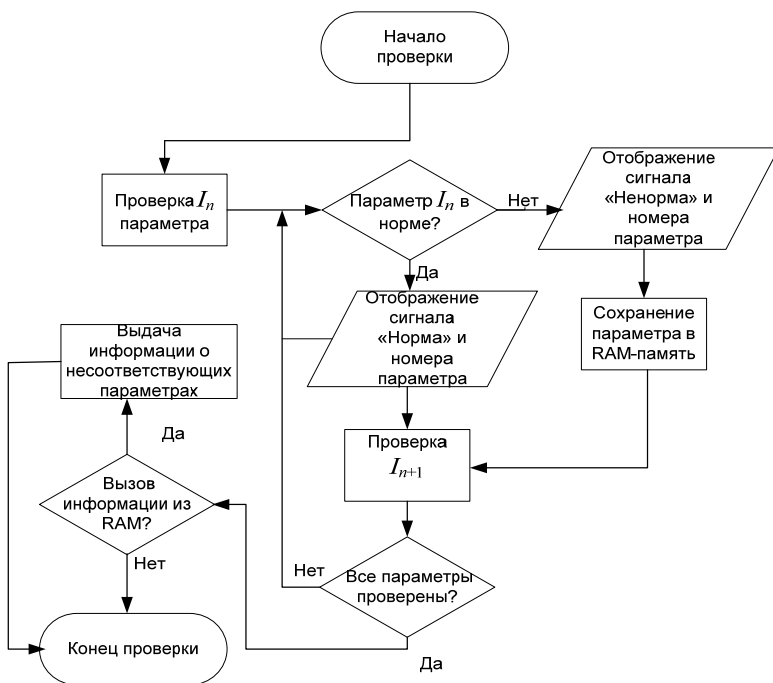
Томск, АО «НПЦ «Полюс», info@polus-tomsk.ru

Современное электронное оборудование характеризуется повышенной сложностью и выпускается в больших объемах. В связи с этим в процессе производства и эксплуатации подобного оборудования существенное значение обретает задача контроля его исправности, имеющая ряд особенностей. В число этих особенностей входит автоматизированная проверка электрических параметров, которая должна обеспечивать полный и достоверный контроль изделий, а также получать диагностическую информацию по запросу.

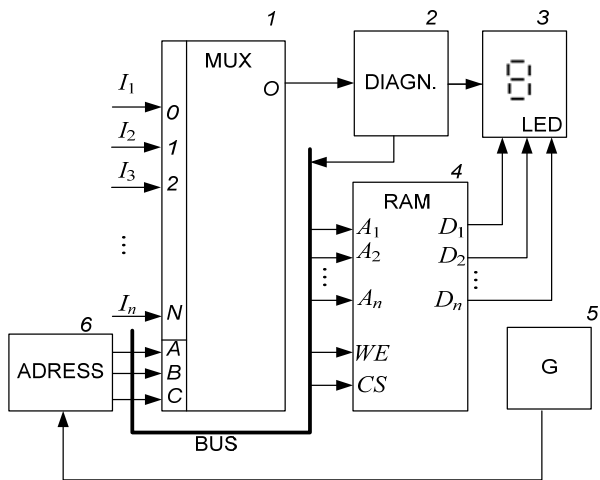
Структура устройства диагностирования зависит от целей и задач, которые перед ним поставлены. Основной целью таких устройств является контроль различных электрических параметров, и в случае, если контролируемый параметр отклонился за определенные допуски, они должны выявить место неисправности, отобразить и зафиксировать информацию о ней [1].

Алгоритм его работы (рис. 1, а) можно разбить на два цикла. Первый цикл заключается в проверке параметров $I_1, I_2 \dots I_n$ и фиксации в оперативном запоминающем устройстве тех адресов, где проверяемый параметр находился в недопустимых пределах. Второй цикл – выдача на устройство индикации адресов, в которых была зафиксирована неисправность.

Структурно устройство диагностирования состоит из следующих функциональных узлов (рис. 1, б): мультиплексор – 1, устройство формирования сигналов – 2, устройство индикации – 3, оперативное запоминающее устройство – 4, задающий генератор – 5, формирователь адресов – 6.



а



б

Рис. 1. Алгоритм работы устройства диагностирования (а),
и его структурная схема (б)

Принцип работы устройства диагностирования заключается в следующем: при его включении запускается задающий генератор, формирующий последовательность импульсов, которые, в свою очередь, поступают на формирователь адресов. Мультиплексор последовательно переключает адреса со входов в зависимости от поступающих на него сигналов. Устройство формирования сигналов обрабатывает информацию, поступающую с мультиплексора, и выдает диагностический сигнал на устройство индикации, а если имеются параметры, не соответствующие заданным требованиям, то диагностическая информация дублируется в оперативное запоминающее устройство.

На основании структурной схемы и алгоритма работы была составлена принципиальная электрическая схема (рис. 2) и проведено имитационное моделирование (рис. 3).

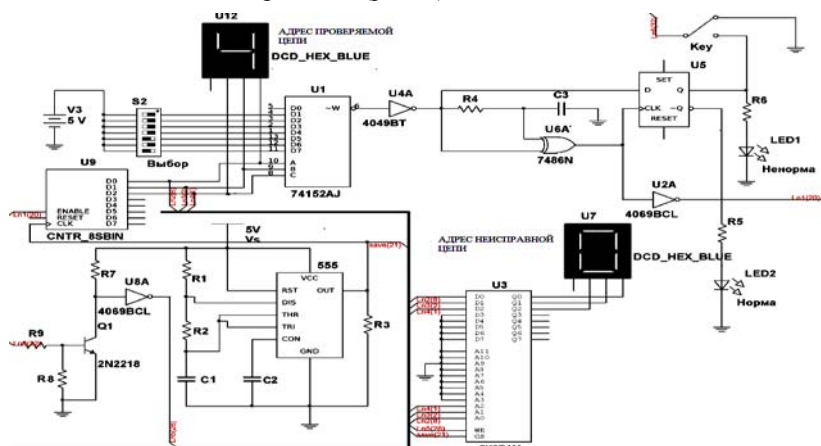


Рис. 2. Принципиальная электрическая схема устройства диагностирования

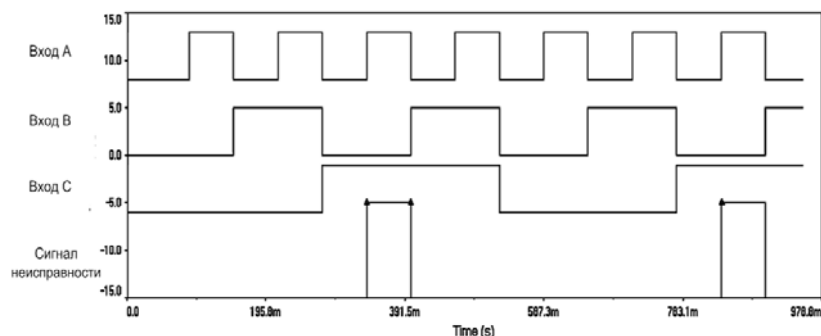


Рис. 3. Эпюры напряжений на адресных входах мультиплексора и случайный сигнал неисправности

Результаты имитационного моделирования показывают, что устройство диагностирования способно формировать сигнал неисправности при отклонении проверяемого параметра за допустимые пределы и определять место неисправности (в рассматриваемом случае место неисправности – адрес «5»). Сигнал неисправности одновременно является и сигналом для записи информации в оперативное запоминающее устройство.

Преимущества такого устройства диагностирования – простота и универсальность. Универсальность его в том, что можно проверять различные аналоговые параметры, предварительно преобразуя их в цифровую форму с помощью АЦП, подключенного к данному устройству.

Недостатки же заключаются в том, что проверка электрических параметров осуществляется последовательно и существует вероятность пропустить кратковременную неисправность.

В дальнейшем планируется проведение работ, направленных на устранение недостатков и совершенствование имеющейся модели.

По завершении работ устройство диагностирования возможно использовать как в контрольно-проверочной аппаратуре, так и в преобразовательных устройствах в качестве узла диагностирования.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Асадчий А.В.* Сохранение диагностических сигналов при срабатывании автоматической защиты по току и напряжению // Матер. междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2016». – Томск, 2016. – Ч. 2. – С. 188–191.

ИЗМЕРЕНИЕ АМПЛИТУДНОГО ЗНАЧЕНИЯ СИГНАЛА ПРИ ПРИМЕНЕНИИ АЛГОРИТМА ГЕРЦЕЛЯ

А.А. Дементьева, студентка

*Научный руководитель А.Н. Серов, ст. преп. каф. ИИТ
Москва, НИУ «МЭИ», serov.an.iit@yandex.ru*

Измерение амплитудного значения напряжения является одной из наиболее популярных задач измерительной техники. Амплитудное значение сигнала используется для выполнения вычислений таких параметров, как действующее значение, коэффициенты гармоник, активная, реактивная, полная мощности и т.д.

Точность измерения амплитудного значения влияет на точность измерения параметров, косвенно определяемых через амплитудное

значение. По этой причине представляется актуальной задача повышения точности измерения амплитудного значения.

В настоящей статье дан сравнительный анализ различных методов измерения амплитудного значения и предложены подходы к снижению погрешности измерения наиболее перспективного среди рассмотренных подходов.

Для измерения амплитудного значения периодического сигнала существует несколько подходов. Наиболее простой из них основан на анализе сигнала во временной области. В режиме реального времени по отсчетам входного сигнала определяется его максимальное значение. Максимальное значение связано с амплитудным значением следующим соотношением:

$$U_m = A, \quad (1)$$

где U_m – амплитудное значение сигнала; A – максимальное значение сигнала.

Данный подход не позволяет определять амплитудные значения отдельных гармоник. Если необходимо получить амплитудные значения гармоник, то применяется дополнительный входной полосовой фильтр, позволяющий выделить требуемую гармонику из входного сигнала сложной формы. В случае наличия во входном сигнале постоянной составляющей (смещения) применение данного метода может давать дополнительную погрешность.

Данная составляющая погрешности может быть устранена путем определения амплитудного значения по размаху колебания сигнала. При этом зависимость, связывающая амплитудное значение и размах сигнала, имеет вид

$$U_m = 0,5H = 0,5(A - B), \quad (2)$$

где B – минимальное значение входного сигнала; H – значение размаха входного сигнала.

Одним из недостатков описанных выше подходов является погрешность, связанная с дискретностью анализируемого сигнала. Для устранения данного недостатка возможно применение интерполирующих полиномов. В случае использования степенного полинома второго порядка выполняется интерполяция по трем отсчетам входного сигнала с целью уточнения максимального и минимального значений входного сигнала.

Амплитудное значение синусоидального сигнала может быть получено по значениям его первой и второй производных.

$$U_m = [s^2 - ss'^2/s'']^{1/2}, \quad (3)$$

где $s = U_m \cos \omega_0 t$ значение входного сигнала, s' и s'' – первая и вторая производные соответственно [1].

Данный подход отличается высокой чувствительностью к шумам, что составляет его основной недостаток.

Применение ДПФ позволяет определять амплитудные значения спектральных составляющих входного сигнала без дополнительного использования фильтра. Реализация ДПФ на практике осуществляется либо с помощью алгоритмов быстрого преобразования Фурье (БПФ), либо путем применения алгоритма Герцеля [2].

Для задач, в которых требуется определение амплитудного значения большого числа гармоник, использование БПФ позволит существенно сократить число выполняемых операций. Однако для реализации БПФ необходимо, чтобы число обрабатываемых отчетов было кратным двум или четырем. Эта особенность определяет существенный недостаток метода. Для ограниченного числа гармоник (двух – пяти гармоник), применение алгоритма Герцеля позволяет упростить реализацию алгоритма измерения даже в сравнении с БПФ.

В случае применения ДПФ основная причина возникновения погрешности измерения связана с так называемым эффектом растекания спектра. Данный эффект проявляется в изменении амплитудных значений имеющихся в спектре сигнала гармоник и появлении мнимых спектральных составляющих.

Для снижения проявления этого эффекта применяются следующие подходы:

- использование временных окон;
- подстройка частоты дискретизации под частоту электросети;
- подстройка числа измеряемых отчетов таким образом, чтобы время измерения максимально близко было кратным периоду входного сигнала.

Из литературы [2] известно, что первый метод обладает низкой точностью. Применение второго подхода диктует необходимость использования двух дополнительных блоков: измерительного преобразователя частоты и преобразователя частоты дискретизации. Разработка последнего блока сопряжена со значительными техническими трудностями.

Реализация третьего из перечисленных выше подходов требует использования только дополнительного измерительного преобразователя частоты. Однако, поскольку число обрабатываемых отчетов переменнo в процессе измерения, то данный подход применим только для алгоритма Герцеля.

Схема реализации алгоритма Герцеля, построенная в программном пакете Simulink, показана на рис. 1. Отличительной особенностью данной схемы является необходимость периодического сброса внутренних ячеек памяти при переходе от одного интервала измерения к другому. Длительность интервала может быть выбрана произвольно.

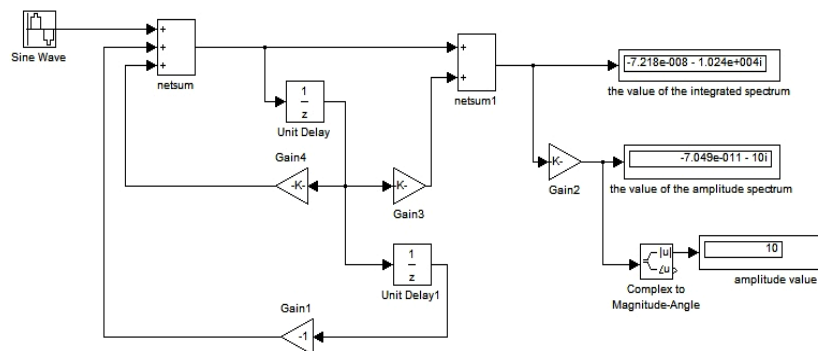


Рис. 1. Схема реализации алгоритма Герцеля (в пакете Simulink)

Результаты имитационного моделирования показали, что при измерении частоты сигнала с погрешностью, не превышающей 2,0%, погрешность измерения амплитудного значения не превышает 1,2%.

ЛИТЕРАТУРА

1. Zayezdny A.M., Adler Y., Druckmann I. Short time measurement of frequency and amplitude in the presence of noise// *EEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. – 1992. – Vol. 41, iss. 3. – P. 397–402.
2. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. – СПб.: Питер, 2006.

ДАТЧИК ТЕМПЕРАТУРЫ, ВЛАЖНОСТИ И ОСВЕЩЕННОСТИ

К.Р. Абдуллин, Р.Г. Ахмедов, М.М. Тургенбаев,

И.И. Рудых, И.Е. Савельев, студенты

*Научный руководитель Н.В. Ливенцова, доцент каф. ЭАФУ
Томск, ТПУ*

В наше время многие люди сталкиваются с проблемой неблагоприятного микроклимата на рабочем месте или дома. У людей возникает дискомфорт из-за неподходящей температуры, влажности воздуха или освещённости. Данная проблема уже решена посредством регулирования микроклимата различными датчиками, но они сложны в установке и эксплуатации. Поэтому было принято решение собрать такой датчик, который будет измерять температуру, освещённость и влажность воздуха, который мы рассмотрим в данной статье.

Цель работы: сборка компактного, мобильного и простого в обращении датчика.

Данный датчик представляет собой датчики температуры, влажности и освещённости, подключенные к платформе ARDUINO UNO, которая имеет 14 цифровых вход/выходов, кварцевый генератор 16 МГц, разъем USB, силовой разъем и т.д. В качестве фоторезистора был использован фоторезистор VT83N1 с изменяемым сопротивлением от 12 до 100 кОм [1], посредством которого измеряется освещённость. В качестве датчика температуры и влажности был использован датчик DHT-11 [3], определяющий влажность в диапазоне 20–80%, температуру от 0 до 50 °С. При подключении датчиков к платформе ARDUINO UNO использовались макетная плата, резисторы на 10 кОм и 220 Ом, 6 проводов типа «папа-папа» [4].

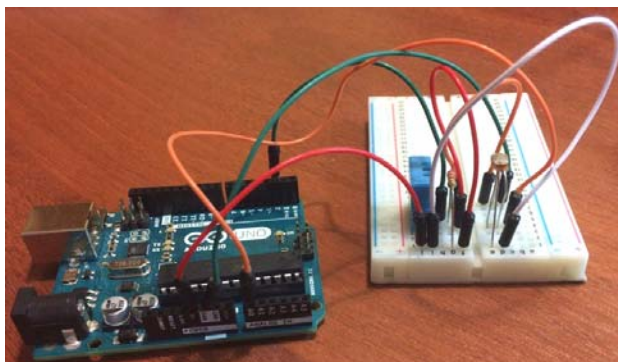


Рис. 1. Прототип датчика

Данные, полученные на датчиках, посредством написанной нами программы выводятся на монитор ЭВМ. Их можно использовать для корректировки микроклимата на рабочем месте. Далее представлена программа работы датчика [2].

```
#include «DHT.h»  
#define DHTPIN 2 // номер пина, к которому подсоединен датчик  
DHT dht(DHTPIN, DHT11); // Иницилируем датчики  
const int pinPhoto = A0;  
int raw = 0;  
  
void setup() {  
  Serial.begin(9600);  
  pinMode( pinPhoto, INPUT );  
  dht.begin();  
}  
  
void loop() {
```

```

raw = analogRead( pinPhoto ); // Задержка 2 секунды между измерениями
delay(2000);

float h = dht.readHumidity(); //Считываем влажность

float t = dht.readTemperature(); // Считываем температуру

if (isnan(h) || isnan(t)) {

    Serial.println(«Не удастся считать показания»); // Проверка удачно прошло
    ли считывание.
    return;
}
//Вывод данных на экран.
Serial.print(«Hum: «);
Serial.print(h);
Serial.print(« %»);
Serial.println();
Serial.print(«Temp: «);
Serial.print(t) ;
Serial.print(« C «);
Serial.println();
Serial.print(«Ligth: «);
Serial.print(raw);
Serial.println();    }

```

Для работы необходимо подключить платформу к компьютеру посредством кабеля USB либо подать питание при помощи адаптера AC/DC или батареи.

Заключение. В результате проделанной работы был получен датчик небольшого размера (13×8×7 см), который достаточно прост в использовании. Устройство имеет погрешность 5–10%, задаваемую частоту обновления данных (например, 1 с).

В дальнейшем планируется установить LED-дисплей на макетную плату для полной автоматизации датчика и непосредственного управления им без применения ПК.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Ярочкина Г.В.* Радиоэлектронная аппаратура и приборы: монтаж и регулировка: учебник. – М.: Академия, 2004. – 240 с.
2. *Соллер У.* Программирование микроконтроллерных плат Arduino / Freeduino: пер. с нем. – СПб.: БХВ-Петербург, 2012. – 244 с.
3. *Датчики температуры и метрологическое оборудование, контрольно-измерительные приборы, средства промышленной автоматики* : каталог / Госстандарт России. – Омск: Омский завод «Эталон», 1999. – 176 с.
4. *IARDUINO.RU* Всё для радиолюбителей. УРОКИ [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://lesson.iarduino.ru/page/podklyuchenie-datchika-dht11-k-arduino-uno-vyvodim-temperaturu-i-vlazhnost-na-lcd-1602-i2c-display/>, свободный. – Загл. с экрана.

АНАЛИЗ ПЕРЕХОДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК КОНТУРОВ РЕГУЛИРОВАНИЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ МОМЕНТА ПРУЖИН

М.Д. Шекриладзе, аспирант;

Н.А. Кравченко? к.т.н., доцент каф. ССТМ

*Казанский национальный исследовательский технический
университет им. А.Н. Туполева*

Казань, КАИ, Maiechka1991@yandex.ru, krav-1946@mail.ru

Автоматизированный измеритель момента пружин предназначен для автоматизированного определения величины момента, создаваемого маломоментной плоской спиральной пружиной (волоском) и селективного подбора близких по характеристикам пружин с заданной точностью. Принцип работы измерителя рассмотрен в [1–3]. Измеритель обладает наличием погрешностей механизмов задания и отсчета моментов закручивания пружин на заданный угол из-за трения между подвижными элементами конструкции и сложностью измерения параметров пружин с малым моментом закручивания. Механизмы задания и отсчета моментов являются двумя независимыми, разомкнутыми контурами регулирования.

Анализ контуров регулирования проведен в системе Matlab 8.5, приложении Simulink, передаточные функции контуров регулирования изображены на рис. 1, 2, параметры звеньев приведены в таблице.

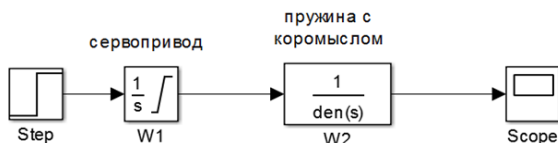


Рис. 1. Передаточная функция контура задатчика угла закручивания пружины

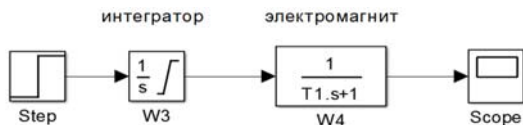


Рис. 2. Передаточная функция контура компенсации момента закручивания пружины

Передаточную функцию задатчика угла закручивания пружины $W_3(s)$ можно представить в виде

$$W_3(s) = W_1 \cdot W_2 \quad (1)$$

или окончательно

$$W_3 = \frac{K_1 \cdot K_2}{(T^2 s^3 + 2dT s + s)T_2 \cdot s} \quad (2)$$

**Исходные данные для расчета динамических характеристик
измерителя моментов плоских спиральных пружин**

Название коэффициента	Значение
K_1 – коэффициент усиления сервопривода	1
K_2 – коэффициент усиления звеньев коромысла и пружины	1
K_3 – коэффициент усиления электронного интегратора	1
K_4 – коэффициенты усиления электромагнитного преобразователя	1
d – декремент затухания	0,3
T – постоянная времени колебательного звена	0,1 с
T_1 – постоянная времени электромагнита	0,3 с
T_2 – постоянная времени сервопривода	1 с
T_3 – постоянная времени интегратора	1 с

Передаточную функцию контура компенсации закручивания пружины $W_n(s)$ можно представить в виде

$$W_k(s) = W_3 \cdot W_4, \quad (3)$$

отсюда

$$W_k(s) = \frac{K_2 \cdot K_4}{(T_1 \cdot s + 1)T_3 \cdot s}, \quad (4)$$

где s – оператор Лапласа.

Результаты расчетов представлены в виде осциллограмм (рис. 3, 4).

Из выражения (2) $W_3(s)$ видно, что контур задания угла закручивания пружины является совокупностью последовательного включения интегрирующего и колебательного звена, которому необходимо обеспечить конструктивно оптимальный декремент затухания, например, путем введения ограничительных упоров движения коромысла для демпфирования колебательного процесса пружины с коромыслом и создания момента в точке измерения (см. рис. 3).

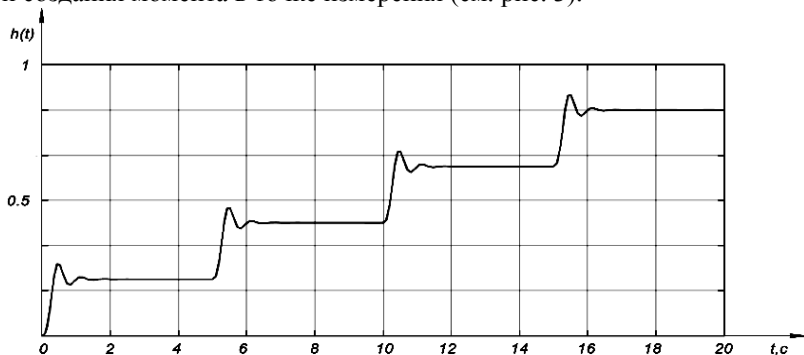


Рис. 3. Осциллограмма переходной характеристики контура задания угла закручивания пружины



Рис. 4. Осциллограмма переходной характеристики контура компенсации момента закручивания пружины

Контур компенсации момента закручивания пружины [выражение (4)] представляет собой последовательно включенные интегрирующее и апериодическое звенья $W_k(s)$ и является нарастающей функцией более длительного процесса (см. рис. 4). При реализации устройства необходимо учитывать согласованность по времени: время задания угла, т.е. быстродействие сервопривода и инерционные свойства пружины с коромыслом, и время компенсации момента, т.е. время интегрирования (электронный интегратор), и инерционность электромагнитного преобразователя, которые определяются конструктивными параметрами элементов измерителя момента.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кравченко Н.А., Шекриладзе М.Д. Автоматизированный измеритель выходных характеристик спиральных пружин. Патент на изобретение №2586411 заявл. 10.12.14, опубл. 10.06.16, бюл. №16.
2. Кравченко Н.А., Панин Е.П., Колчин А.В. и др. Автоматизированный стенд контроля выходных характеристик спиральных пружин. Патент на изобретение № 2526553, опубл. 27.08.2014 г. Бюл. № 24.
3. Кравченко Н.А., Шекриладзе М. Д. Разработка и исследование принципов построения моментомера спиральных пружин // Наука, техника, информация – 2014: сб. ст. междунар. науч.-техн. конф. 25–27 марта 2014 г., Брянск / под общ. ред. А.Л. Сафонова. – Брянск: НДМ, 2014. – С. 342–347.

РЕАЛИЗАЦИЯ ВХОДНОГО СВЧ-БЛОКА РАДИОМЕТРА С ПЕРЕНОСОМ ЧАСТОТЫ

*Т. Абдирасул уулу, Г.Г. Жук, Д.Н. Данилов,
Е.В. Алексеев, студенты; А.В. Убайчин, доцент каф. КУДР, к.т.н.
Томск, ТУСУР, abdirasul.u.t@mail.ru*

Особое место в исследованиях природных сред занимает микро-волновая радиометрия, как один из методов изучения различных внутренних физических явлений и природных образований путем проведения измерений электромагнитных колебаний в диапазоне СВЧ, вызванных тепловыми колебаниями молекулярной структуры [1, 2]. В основе радиометрических измерений находится аппаратная часть, технические характеристики которой, помимо методологических решений, определяют метрологический уровень полученных данных [3].

Для реализации радиометра S-диапазона разрабатывается приемный блок, позволяющий повысить электромагнитную совместимость в этой области частот [4, 5].

Разработка входного блока требует поэтапного создания. Это подразумевает проектирование отдельных устройств, входящих в состав входного блока, с целью их последующей настройки оптимизации и сбора в единый модуль [6, 7]. Основные подмодули представляют собой:

- смеситель для переноса требуемого сигнала из диапазона СВЧ в область низких частот (рис. 1);
- малошумящий усилитель частоты (МШУ), включающий также в себя аттенюатор (рис. 2).
- фильтры нижних частот (ФНЧ) с частотами среза 225 и 45 МГц.

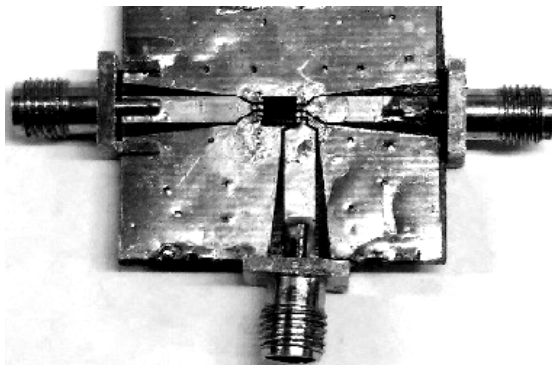


Рис. 1. Плата смесителя

Положительной стороной данного решения является то, что все отдельные платы могут быть использованы как самостоятельные отдельные устройства для СВЧ-радиометров, так и в совокупности, как единая система для конкретной задачи. Так, например, плата смесителя может быть применена для сканирования диапазона СВЧ с помощью обычного супергетеродинного приемника с дополнением в виде генератора и ФНЧ с соответствующей частотой среза. И в отдельности, МШУ может использоваться для усиления до 20 дБ, в частотном диапазоне до 3 ГГц в соответствии с требованиями поставленной задачи [8]. При разработке нами учитывался еще один немаловажный пункт, каждый элемент в составе плат легко заменяем, что обеспечивает простую оптимизацию параметров входного блока.

Следует отметить то, что при разработке использовались САПР, широко применяемые для расчетов элементов СВЧ-узлов [9]. В AWR Microwave office проведены расчеты микрополосковых волноводов и других элементов печатной платы, приведенной на рис. 2. САПР Altium Designer использован для трассировки и компоновки спроектированной печатной платы.

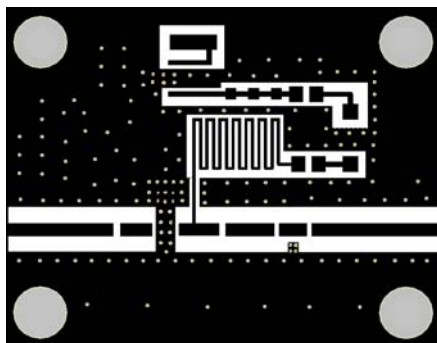


Рис. 2. Плата МШУ, разработанная в среде Altium Designer

В настоящее время планируется ряд лабораторных экспериментов по проверке ожидаемых теоретических расчетов в реальности. По получении удовлетворительных результатов совокупность спроектированных макетов будет реализована в едином исполнении в цельном корпусе.

ЛИТЕРАТУРА

1. Убайчин А.В., Филатов А.В. Многоприемниковые микроволновые радиометрические системы на основе модифицированного метода нулевых измерений. – Томск: ТУСУР, 2014. – 154 с.

2. *Филатов А.В.* Двухканальный микроволновый радиометр повышенной точности / *А.В. Филатов, А.В. Убайчин, Н.О. Жуков* // Радиотехника. – 2011. – № 1. – С. 47–55.

3. *Абдирасул уулу Т., Убайчин А.В., Алексеев Е.В. и др.* Разработка концепции передачи информационных сообщений посредством недетерминированных радиосигналов тепловой природы // 26-я Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016), Севастополь, 4–10 сентября 2016 г.: матер. конф. в 13 т. – Москва; Минск; Севастополь, 2016. – Т. 1. – 170 с.

4. *Алексеев Е.В., Жук Г.Г., Убайчин А.В.* Разработка блока низкочастотной обработки сигналов модифицированного нулевого микроволнового радиометра // Научная сессия ТУСУР–2015. – Т. 1. – С. 222–232.

5. *Филатов А.В., Убайчин А.В., Параев Д.Е.* Микроволновый четырехканальный нулевой радиометр L-диапазона // Приборы и техника эксперимента. – 2012. – № 1. – С. 67–72.

6. *Filatov A.V., Ubaichin A.V., Paraev D.E.* A microwave four-channel null L-band radiometer // Instruments and Experimental Techniques. – 2012. – Vol. 55. № 1. – PP. 59–64.

7. *Алексеев Е.В., Жук Г.Г., Убайчин А. В., Филатов А.В.* Радиометрический приемник пассивной системы радиовидения // Информационно-измерительная техника и технологии / Том. гос. ун-т. – Томск: Изд-во Том. гос. ун-та, 2016. – С. 374–378.

8. *Абдирасул уулу Т., Алексеев Е.В., Данилов Д.Н. и др.* Супергетеродинный приемник микроволновой радиометрической системы // Радиотехнические и телекоммуникационные системы: матер. 12-й Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления», 16–18 нояб. 2016 г. – Томск: ТУСУР, 2016. – Т. 1. – С. 7–10.

9. *Гошин Г.Г., Фатеев А.В.* О применении метода электродинамического подобия при моделировании широкополосных устройств СВЧ // Известия высших учебных заведений. Физика. – 2010. – Т. 53, № 9-2. – С. 180–181.

КОММУТАТОР ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ БЕЗРАЗЪЕМНЫХ РАЗВЕТВИТЕЛЕЙ С ТРАНСФОРМАТОРНОЙ СВЯЗЬЮ

***И.И. Александров, студент каф. КУДР;
С.П. Караульных, инженер СКБ «Смена»***

*Научный руководитель А.Г. Лоцилов, к.т.н., нач. СКБ «Смена»
Томск, ТУСУР, main@skbsmena.ru*

В настоящее время в технологии создания летательных аппаратов, спутниковых систем в авиации и космической отрасли широко используются проводные информационные магистрали. В их состав входят кабельные сборки, согласующие резисторы, разветвители с

трансформаторной и непосредственной связями и др. В соответствии с существующими требованиями к надежности и обеспечению безотказной работы все элементы магистралей проходят проверку на соответствие регламентированных параметров согласно стандарту [1, 2]. Как правило, тестирование объектов осуществляется широким набором измерительного оборудования с использованием ручного подключения. Такой подход не гарантирует повторяемость и безошибочность измерений и требует значительных временных затрат. Впервые в России автоматизированная система контроля компонентов информационных магистралей космических аппаратов была создана коллективом СКБ «Смена» ТУСУРа [3]. Её особенностью является возможность выполнения измерений всех требуемых параметров за одно разъёмное подключение. Однако новые тренды даже в космической технике направлены на сокращение издержек производства, массы изделий и т.д. Поэтому всё чаще промежуточные узлы изготавливаются в бескорпусном и безразъёмном исполнении. Основной проблемой при выполнении контроля параметров таких узлов является нерешенная задача надежной коммутации с автоматизированным измерительным комплексом.

В действительности в большинстве случаев подключение узла к измерительному оборудованию осуществляется при помощи штатных щупов (рис. 1, а), что нельзя назвать надежным при тестировании партии подобных устройств.

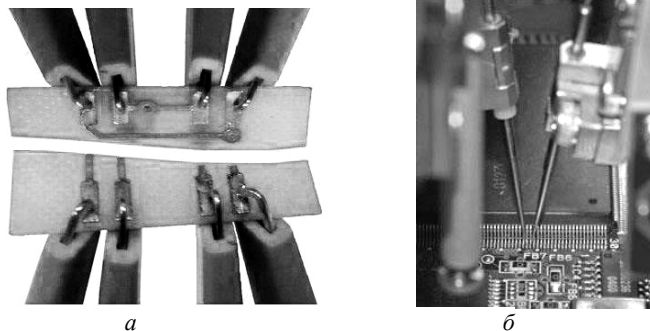


Рис. 1

Ближайшим и очевидным решением может быть использование зондовых станций для диагностики печатных узлов [4]. Особенностью данной системы является наличие набора измерительных щупов, управляемых высокоточным координатографом (рис. 1, б). Но такой вариант является наиболее подходящим для исследования нестан-

дартных изделий. Но ввиду дороговизны подобной установки и необходимости быстрого подключения объектов тестирования потребовалось разработать специализированное устройство, которое будет совместимо с существующей системой контроля [3] для осуществления тестирования объектов за одно подключение.

В результате анализа возможных решений выбран вариант с размещением объекта тестирования в некотором отсеке устройства, в котором будет осуществляться электрическое соединение с системой контроля. Из проведенного обзора выбрано несколько соединителей: Samtec SIBF-25-F-S-AD (рис. 2, *а*) [5] и соединители фирмы Mill-Max P 816-22-005-001101 [6] с подпружиненными контактами (рис. 2, *б*). При использовании данных соединителей можно отметить следующие плюсы: прижимное подключение гарантирует минимальное трение между двумя контактами, тем самым предохраняя покрытие контактных площадок объектов тестирования. Но так как объекты тестирования необходимо тестировать в корпусе, было принято решение использовать разъемы фирмы Mill-Max из-за габаритных размеров корпуса объекта.

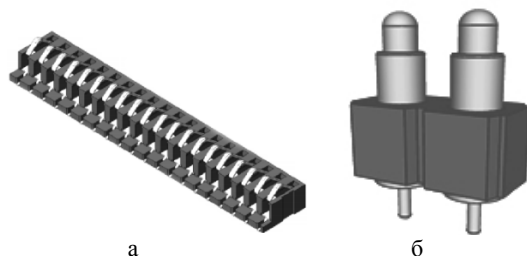


Рис. 2. Прижимные разъемы для позиционирования объекта тестирования

Текущее решение с предложенными разъемами предполагает прижим и фиксирование объекта на разъемах. Исходя из обзора и требований к минимизации времени подключения, выбран прижимной механизм Clamptek CH-201 [7], изображенный на рис. 3. Конструкция прижимного наконечника (см. рис. 3, поз. 1) подразумевает воздействие на центр корпуса разветвителя, что может вызвать его неравномерное прижатие, тем самым объект не будет зафиксирован, как положено в отсеке.

В связи с этим предложена альтернативная конструкция прижимного наконечника (рис. 4, 1) в целях правильной фиксации объекта тестирования в отсеке. В результате (см. рис. 4). предложен эскиз конструкции коммутирующего устройства для измерения параметров безразъемных разветвителей с трансформаторной связью.

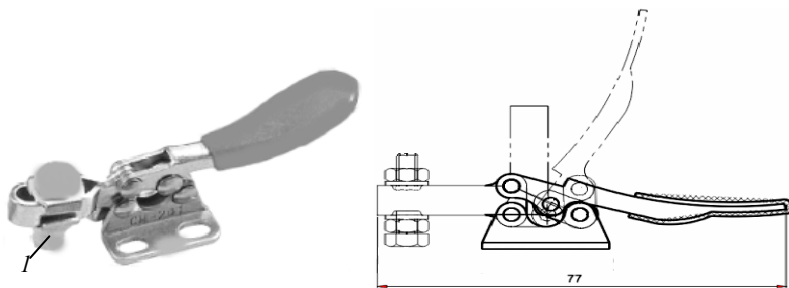


Рис. 3. Прижимной механизм

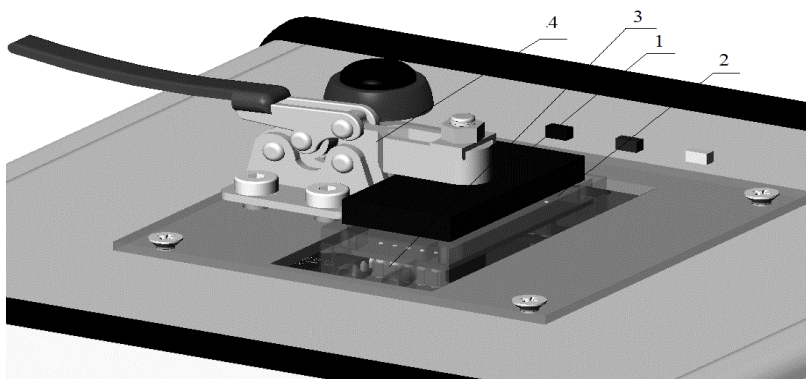


Рис. 4. Эскиз подсоединительного устройства: 1 – прижимной наконечник; 2 – разветвитель; 3 – соединитель; 4 – прижимной механизм

Преимущество коммутирующего устройства заключается в том, что тестирование проходит в автоматическом режиме. При однократном размещении тестируемого разветвителя в отсеке, можно за счет программного управления [3] поочередно произвести измерения всех параметров, это позволяет влияние оператора свести к минимуму: исключается возможность неправильного подключения разветвителя, исключается наличие неподключенных выводов, что гарантирует полноценное тестирование согласно техническому заданию. Используя коммутатор для тестирования безразъемных разветвителей, можно значительно сократить время тестирования, повышая эффективность производства.

ЛИТЕРАТУРА

1. ГОСТ Р 52070–2003. Интерфейс магистральный последовательный системы электронных модулей. – Введ. 2004-01-01. – М.: Изд-во стандартов, 2003. – 26 с.

2. *ГОСТ Р 52072–2003. Интерфейс магистральный последовательный системы электронных модулей. Тестирование компонентов физической среды. Общие требования к методам контроля.* – Введ. 2004-01-01. – М.: Изд-во стандартов, 2003. – 14 с.

3. *Лощилов А.Г.* Автоматизированная система контроля параметров информационных магистралей и их компонентов для систем управления космических аппаратов / А.Г. Лощилов, А.А. Бомбизов, С.П. Караульных и др. // *Известия вузов. Физика.* – 2012. – № 9/3. – С. 72–78.

4. *Тестирование смонтированных печатных плат зондовым методом* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://tech-e.ru/2007_6_61.php (дата обращения: 24.08.2015).

5. *Прижимные разъемы Samtec SIBF-25-F-S-AD* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.samtec.com/technical-specifications/Default.aspx?SeriesMaster=SIBF> (дата обращения: 22.08.2015).

6. *Прижимной механизм* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.clamptek.ru/production/details/2/1/mechanicheskiy-zagim-s-vertikalnoy-ruchkoy/ch-101-a.html> (дата обращения: 23.08.2015).

РАДИОМЕТРИЧЕСКАЯ СИСТЕМА W-ДИАПАЗОНА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ АТМОСФЕРЫ

Е.В. Алексеев, Г.Г. Жук, Д.Н. Данилов,

Т. Абдирасул уулу, студенты; А.В. Убайчин, доцент, к.т.н.

Томск, ТУСУР, каф. КУДР, egor123ea@mail.ru

Дистанционное зондирование является одним из наиболее важных научных исследований, позволяющих с высокой скоростью и точностью получить информацию об объекте исследования [1]. В дистанционном зондировании методы микроволновой радиометрии позволяют получать специфические сведения о состоянии атмосферы.

В настоящее время одним из основных способов получения достоверной информации о составе характеристик атмосферы являются зонды. Достоинством этого метода является достоверное получение информации об основных параметрах атмосферы, таких как влажность, температура, давление, направление и скорость ветра и т.д. Но в связи с особенностями проведения измерений радиозонды не позволяют осуществлять непрерывные измерения параметров атмосферы.

Для решения приведённой выше проблемы применяют радиометрические системы для дистанционного исследования параметров атмосферы (влажности, влагосодержания облаков, температурного профиля атмосферы и других параметров). Необходимость проведения исследований параметров атмосферы обусловлена широким кру-

гом прикладных задач, предназначенных для сельского хозяйства, обеспечения безопасности полетов и т.д. [1].

Среди радиоизмерительных систем для дистанционного зондирования выделяют пассивные радиолокационные системы, которые основаны на приеме собственного электромагнитного излучения объектов. Преимущества этих систем в эффективности работы и относительно простой конструкции, в отличие от аналогов, описанных, например, в [2, 3].

В рамках данной статьи приводится, разработанная нашим коллективом структурная схема радиометрической системы W -диапазона длин волн, предназначенной для исследования параметров атмосферы.

Предложенная авторами структурная схема разрабатываемой радиометрической системы W -диапазона длин волн, предназначенной для исследования влагосодержания атмосферы, представлена на рис. 1. В состав микроволновой радиометрической системы входят: антенна (A), усилители промежуточной частоты (IFA₁, IFA₂, IFA₃), смеситель (Mix), умножитель (Mul), гетеродин (Het), полосовые фильтры (BF₁, BF₂), квадратичный детектор (Det), усилитель низких частот (LFA), дифференциальный усилитель (DFA), аналого-цифровой преобразователь (АСР), микроконтроллер (МК).

Принимаемый антенной шумовой сигнал проходит через блок промежуточной частоты ВРСН-приемника, который выполнен по супергетеродинной схеме и содержит установленный на входе смеситель Mix с гетеродинной секцией. Секция включает генератор Het на частоту 45,5 ГГц и умножитель Mul частоты на два. Исходя из этого, на смеситель поступает монохроматический гармонический сигнал с частотой 91 ГГц.

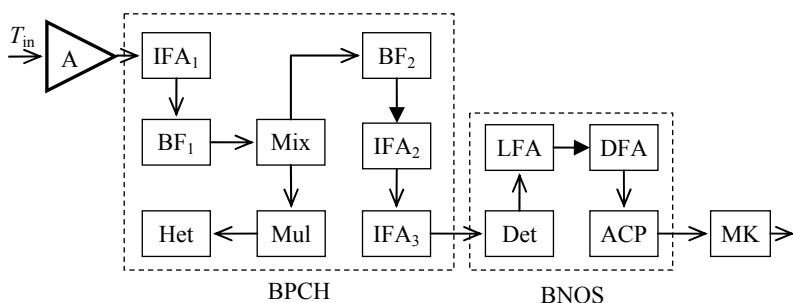


Рис. 1. Структурная схема радиометрического приемника

Выходной сигнал смесителя через полосовой фильтр BF₂ с рабочим диапазоном частот 2...4 ГГц поступает на два усилителя проме-

жуточной частоты IFA_2 и IFA_3 . Исходя из этого, диапазон рабочих частот радиометрического приемника равен 93–95 ГГц. На входе блока низкочастотной обработки сигналов BNOS установлен квадратичный детектор Det, выходной сигнал которого пропорционален квадрату напряжения на входе [3]. После детектирования сигнал проходит через усилитель низких частот LFA и дифференциальный усилитель DFA. Далее сигнал следует на микроконтроллер МК через аналого-цифровой преобразователь АСР.

На рис. 2 показаны рупорная антенна с подключенным блоком промежуточной частоты, и печатная плата квадратичного детектора.



Рис. 2. Рупорная антенна и печатный узел квадратичного детектора

На рис. 3 представлена осциллограмма сигналов на входе и выходе квадратичного детектора.

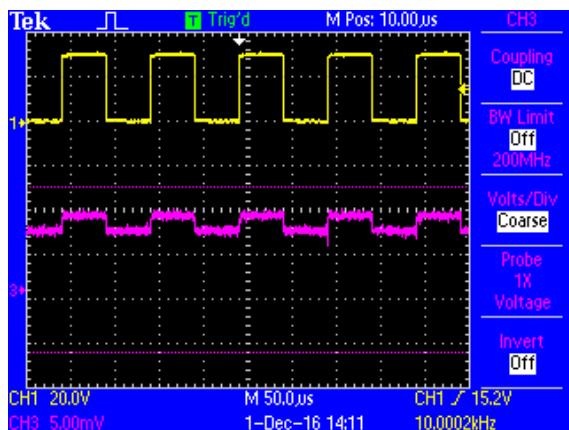


Рис. 3. Осциллограмма сигналов на входе и выходе квадратичного детектора

В статье рассмотрена структурная схема радиометрической системы W -диапазона для дистанционного исследования параметров ат-

мосферы. Также представлен печатный узел квадратичного детектора и показана осциллограмма сигналов на входе и выходе детектора.

В настоящее время ведутся работы по разработке последующих низкочастотных блоков. После разработки оставшихся частей устройства планируется серия экспериментальных исследований по оценке долговременной и температурной стабильности, чувствительности и динамике измерений.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Алексеев П.В.* Микроволновый сканирующий радиометр интегрально-го влажностного зондирования атмосферы (МИВЗА) // Исследование Земли из космоса. – 2003. – № 5. – С. 68–77.
2. *Filatov A.V.* A two-receiver microwave radiometer with high transfer characteristic linearity / A.V. Filatov, A.V. Ubaichin, A.A. Bombizov // Measurement Techniques. – 2013. – № 11. – PP. 1281–1286.
3. *Filatov A.V., Ubaichin A.V.* The dynamic properties of a digital radiometer system and its operating efficiency // Measurement Techniques. – 2012. – Vol. 54, № 10. – PP. 1–6.

СКАНЕР ОТПЕЧАТКОВ ПАЛЬЦЕВ НА ARDUINO UNO

С.А. Холодных, студент каф. КУДР

*Научный руководитель А.Г. Лоцилов, к.т.н., нач. СКБ «Смена»
Томск, TVCYP, Ramos-95@yandex.ru*

Ни для кого не секрет, что в настоящее время очень быстро развиваются информационные технологии. С каждым годом создаётся всё больше различных компьютеров, ноутбуков, смартфонов, планшетов. Для владельца такой техники каждое из устройств несёт какую-либо важную информацию, в связи с чем возникает потребность её защиты. Некоторые для этого ограничиваются, например, установкой пароля в виде ввода символов или графического ключа. Но гораздо удобнее использовать сканер отпечатков пальцев. Ведь пароль можно забыть или потерять, и на восстановление потребуется затрата определённого времени. А для считывания отпечатка требуется лишь приложить свой палец, папиллярный узор которого полностью отличается от любого другого, что очень надёжно в плане безопасности. Также сканеры отпечатков пальцев удобно использовать для пропускного режима, для систем учёта рабочего времени и т.п.

Сканер отпечатков пальцев представляет собой датчик, который считывает изображение с поверхности пальца.

Целью работы является обзор сканеров отпечатков пальцев, программирование одного из датчиков, знакомство с возможностями

платформы Arduino Uno, накопление и анализ статистических данных путём эксперимента. В данной работе был использован сканер фирмы Zhiantec ZFM-20 (рис. 1). Он основан на использовании оптических методов получения изображения. В табл. 1 представлены некоторые характеристики датчика.

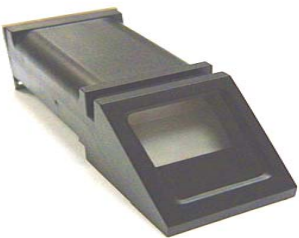


Рис. 2. Сканер отпечатков пальцев

Таблица 1

Характеристики датчика ZFM-20	
Характеристика	Значение
Габаритные размеры	56×20×21,5 мм
Размер окна считывания	14×18 мм
Вес	20 г
Время обработки изображения отпечатка	Менее 1 с
Рабочий диапазон температур	От –20 до +50°
Допустимы уровень влажности	40–85%
Стоимость	~3700 руб.

Для работы сканера был подключён микроконтроллер Arduino Uno (рис. 2). Два провода подключаются для подачи входного напряжения, другие два – для взаимодействия датчика с микроконтроллером. Последние подключаются следующим образом: зелёный провод (линия передачи данных) подключается к выводу RX – Receive (приём), белый (линия приёма данных) к выводу TX – Transmit (передача) (рис. 3).

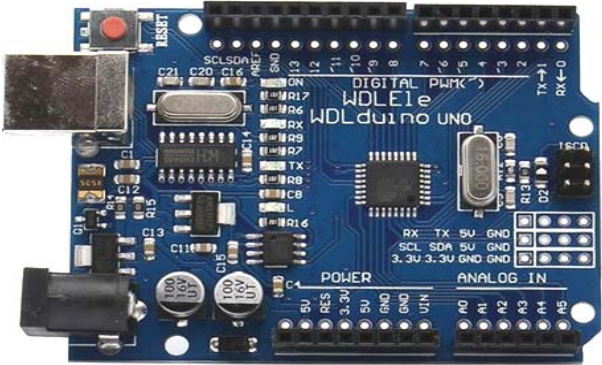


Рис. 2. Микроконтроллер Arduino Uno

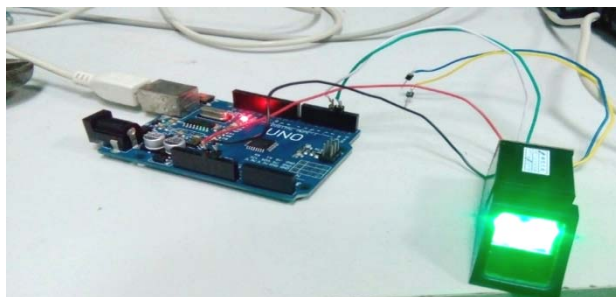


Рис. 3. Подключение сканера к Arduino Uno

Для того чтобы сканер мог считывать отпечатки, сохранять их или удалять, в программе Arduino был составлен код. Для проверки работы и надёжности датчика проведён следующий эксперимент: были сохранены отпечатки пальцев нескольких людей, а затем каждый из них, прикладывая палец к поверхности сканера, определял процент совпадения и заносил полученный результат в табл. 2.

Таблица 2

Экспериментальные данные

ФИО	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Испытуемый №1	100	100	84	71	100	61	100	83	100	100
Испытуемый №2	100	100	52	100	90	53	85	61	82	100
Испытуемый №3	59	—	92	100	—	—	98	95	51	72
ФИО	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
Испытуемый №1	94	100	73	85	98	100	100	82	100	66
Испытуемый №2	62	100	83	70	87	64	100	67	100	100
Испытуемый №3	66	100	—	88	60	—	61	62	60	56
ФИО	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
Испытуемый №1	100	100	100	100	56	100	54	99	64	100
Испытуемый №2	100	65	81	54	98	100	95	89	78	86
Испытуемый №3	59	76	52	97	—	100	67	100	—	100

Если подсчитать среднее значение считанных отпечатков, то получим, что средний процент считывания у Испытуемого №1 – 89%, у Испытуемого №2 – 83,4%, у Испытуемого №3 – 77%. Более низкий процент последних двух связан с тем, что они намеренно прикладывали палец к поверхности сканера не совсем корректно, т.е. либо криво, либо не полностью прижимая.

Таким образом, был сделан следующий вывод: считывание изображения происходит по всей площади окна сканера, поэтому, сохраняя отпечаток своего пальца, нужно прикладывать его как можно

плотнее, не оставляя пустых мест. В целом, данный сканер показал довольно высокий средний процент считывания (~90%), что говорит о достаточной надёжности исследуемого датчика. В настоящее время данный прибор используется в системе выдачи банковских карт.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ЭЛЕКТРОИМПЕДАНСНОЙ ТОМОГРАФИИ ДЛЯ ОБСЛЕДОВАНИЯ ГОЛОВНОГО МОЗГА

В.М. Кобзев, студент каф. КУДР

*Научный руководитель А.Г. Лощилов, к.т.н., нач. СКБ «Смена»
Томск, ТУСУР, redyard@gmail.com*

В настоящий момент для обнаружения и диагностики последствий травм внутренних органов, в частности черепно-мозговых травм, широко используются специальные средства визуализации, как-то: рентгенография, магниторезонансная томография (МРТ), компьютерная томография (КТ). Данные методы хоть и позволяют получать визуальную картину диагностируемого объекта, сопряжены с отрицательными воздействиями на организм, а также имеют внушительный список ограничений и факторов, негативно влияющих на организм: влияние рентгеновского излучения, лимитирование МРТ-установок по массе и габаритам обследуемого, дороговизна томографов. Эти факторы имеют большое значение в тех случаях, когда существует необходимость многократных повторений процедур обследования в целях мониторинга постоперационного состояния пациента. В некоторых случаях для проведения подобных обследований необходимо введение специальных контрастирующих препаратов в полые органы организма или кровотоки. Данные препараты позволяют уточнить характер патологических изменений опухолей на фоне окружающих их мягких тканей, но негативно влияют на состояние организма.

Актуальной является задача создания надежного и неинвазивного метода, с помощью которого будет возможно получать результаты диагностики динамически. Таким образом, перспективным, на наш взгляд, является метод визуального представления, где за основу взято восстановление изображения электроимпеданса объекта по результатам сканирования слабым переменным сигналом.

Целью настоящей работы является экспериментальное исследование возможности применения метода электроимпедансной томографии для диагностики черепно-мозговых травм.

Получение и преобразование информации о распределении импеданса основано на измерении электроемкости с помощью электродов. Электроды позволяют осуществить контакт с поверхностью кожи или другой ткани, образуют замкнутую электрическую цепь, в которой производится измерение. Фиксация электродов на голове производится с помощью специальных шлемов-сеток, пример одного из подобных решений представлен на рис. 1 [1].

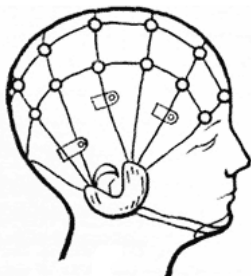


Рис. 1. Шлем-сетка для крепления электродов на поверхности головы

Данное решение рассматривается в целях обеспечения повторяемости экспериментов, шлем изготовлен из эластичных резиновых жгутов, скрепленных между собой и имеющих регулируемое натяжение. Для получения целостной картины проводимости тканей головы необходимо обеспечить многоканальный режим исследования, поскольку в единичный отрезок времени измерение значения электроемкости возможно лишь между двумя электродами, и для увеличения разрешающей способности используется система из пятнадцати электродов. Также для экспериментальной проверки метода необходимо учитывать режим коммутации электродов по принципу «каждый с каждым». В целях исследования принципов методики и их последующего применения необходима разработка соответствующего оборудования.

Поскольку с точки зрения проводимости ткани головы, электрические свойства которых обусловлены множеством различных факторов, в частности, толщиной тканей головного мозга и его покровов, представляют собой диэлектрик, следует обратить внимание на частотный диапазон, в котором проводятся измерения импеданса исследуемого объекта. В описываемой работе принят диапазон от средних частот (100 кГц) до высоких (2 МГц), для измерения импеданса исследуемого объекта используется измеритель Agilent E4980A. Для обеспечения многоканального режима исследования разработан управляемый коммутатор.

Технические характеристики управляемого коммутатора:

- сопротивление открытого канала – не более 10 Ом;
- входное сопротивление канала – не менее 1 МОм;
- частота зондирующего тока – от 100 кГц до 2 МГц;
- количество каналов измерения – 15;
- четырехпроводная схема измерения;
- режим коммутации – по принципу «каждый с каждым»;
- интерфейс управления – USB, кнопки и органы управления.

Для подключения системы электродов на передней грани коммутатора предусмотрен разъем типа D-Sub, на противоположной грани расположены четыре соединителя-вилки типа BNC для обеспечения взаимодействия устройства с измерителем импеданса. Как уже упоминалось ранее, на боковой грани устройства находится разъем типа USB-B для управления путем задания необходимых команд с помощью компьютера.

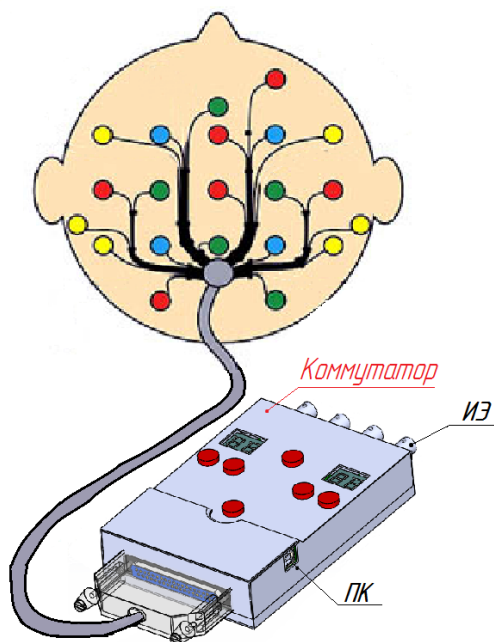


Рис. 2. Управляемый коммутатор, схема включения разработанной системы для проведения измерений

На рис. 2 изображено разработанное коммутирующее устройство, схема расположения электродов на поверхности головы, тип подклю-

чения электродов к коммутирующему устройству, а также интерфейс обмена данными с персональным компьютером для прошивки устройства, и разъемы для подключения измерителя импеданса, с помощью которых обеспечена четырехпроводная система для уменьшения влияния сопротивления соединительных проводов электродов.

Макет управляемого коммутатора изготовлен на базе микроконтроллера AT90USB82. Для организации непосредственной связи каждого из электродов на плате-коммутаторе предусмотрены четыре микросхемы-мультиплексора ADG706BRUZ; управление адресными выводами микросхем осуществляется посредством микроконтроллера. Прошивка и управление работой микроконтроллера производятся с помощью интерфейса USB – для этого на печатной плате предусмотрен специальный разъем. На плате коммутатора расположены два семисегментных двухразрядных индикатора, предназначенных для индикации выбранного номера канала зондирующего электрода. Переключение между электродами осуществляется с помощью навигационных кнопок «вверх/вниз».

ЛИТЕРАТУРА

1. *Электроды и их коммутация*. Клиническая электроэнцефалография [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://lekmed.ru/info/arhivy/klinicheskaya-elektroencefalografiya-5.html> (дата обращения: 15.02.2016).

УСТРОЙСТВО ЖУРНАЛИРОВАНИЯ РЕЧИ

А.К. Пащенко, студент каф. КУДР

Научный руководитель А.Г. Лоцилов, к.т.н., нач. СКБ «Смена»

Томск, ТУСУР, mid150@mail.ru

Во многих общественных организациях возникают проблемы при работе с клиентами, и банковские службы не являются исключением. В связи с этим было принято решение разработать устройство журналирования речи, которым клиент мог бы воспользоваться в случае возникшей спорной ситуации с сотрудником банка. Позже, прослушав запись устройства, менеджер банка сможет представить объективную картину и найти пути разрешения конфликта.

В процессе разработки были рассмотрены различные существующие аналоги. Большинство из рассмотренных устройств представляют собой переговорные устройства без функции записи, и лишь некоторые, такие как «Stelberry S-425» [1], «Комплекс клиент-кассир DD-205 Г/С1РL» [2], оснащены функцией журналирования речи. Однако для массового использования эти решения слишком дороги.

Вследствие большого количества учебных пособий и хорошей документации в качестве основы была выбрана отладочная плата «Arduino Uno» (рис. 1) с микроконтроллером «АТmega328р» [1]. Ее главная задача – осуществление совместной работы всех частей будущего устройства.

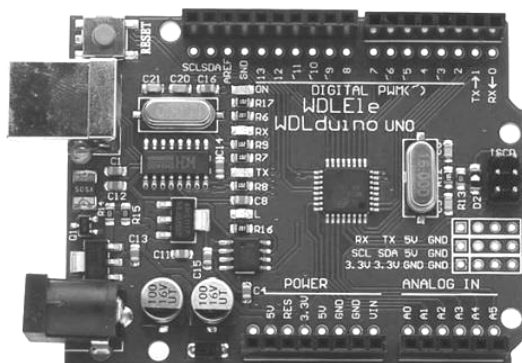


Рис. 1. Отладочная плата Arduino Uno

Для осуществления записи был выбран «MP3 Audio Shield» (рис. 2) на базе кодека «vs1053» [2].

Эта плата оснащена встроенным микрофоном, выходом для устройств воспроизведения звука и входом под внешнее устройство приёма аналогового сигнала (оба разъёма выполнены по стандарту mini-jack (3,5 мм)). В случае если встроенный микрофон не устраивает качеством получаемого сигнала или его расположение окажется неудобным, можно заменить его на внешний, что является плюсом данного решения.

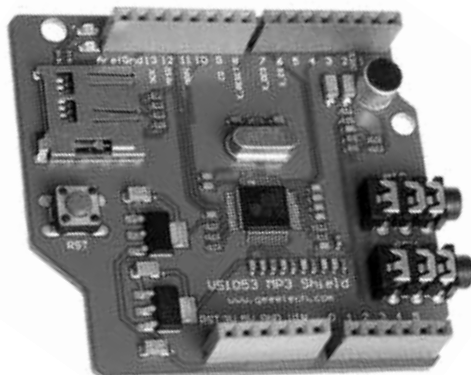


Рис. 2. Основное звукозаписывающее устройство MP3 Audio Shield

Также на ней есть разъём под microSD-карту, что упрощает процесс записи, так как нет необходимости в соединении данной конструкции с другими платами и дополнительной настройке. Запись файлов может происходить в аудиофайлы с различным расширением.

В ходе разработки программного обеспечения была использована библиотека компании Adafruit «Adafruit_VS1053.h»[3] для установки взаимодействия между всеми частями «MP3 Audio Shueld».

В ходе тестирования работоспособности изготовленного устройства возникла необходимость вывода сообщений о промежуточных состояниях устройства. Для этих целей использовалась плата «Multi-Function Shield» (рис. 3).

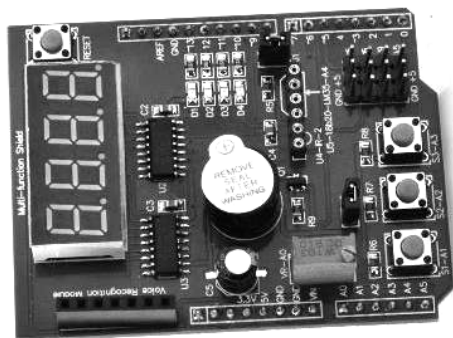


Рис. 3. Дополнительная плата Multi-Function Shield

Необходимые сообщения выводятся на семисегментные индикаторы.

Большой функционал платы стал плюсом, с нее также была задействована одна из кнопок для запуска и остановки записи аудиофайлов. С помощью диодов можно определить, происходит запись в данный момент или нет. Вывод такой информации на семисегментные индикаторы невозможен, так как это нарушает процесс записи.

Готовая конструкция выглядит следующим образом (рис. 4): в основании находится отладочная плата «Arduino Uno», поверх неё установлен «MP3 Audio Shield», на который, в свою очередь, смонтирован «Multi-Function Shield».

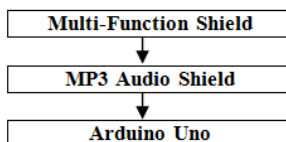


Рис. 4. Структурная схема установки

При программировании устройства была выявлена и исправлена ошибка записи аудиофайлов, которая не позволяла корректно создать более одного файла.

На устройстве несколько раз производились тесты звукозаписи, вследствие которых было принято решение сохранять получаемый сигнал в аудиофайлы с расширением .ogg, для экономии пространства microSD карты. Потери качества при сжатии в выбранный формат для поставленной задачи не являются критичными.

Подводя итог, можно заключить, что желаемый результат достигнут – сконструирован макет устройства журналирования речи. В дальнейшем планируется разработка экспериментального образца устройства.

ЛИТЕРАТУРА

1. «Stelberry» S-425. Переговорное устройство «Пассажир» / ООО «Современные технологии». – 2016. – URL: <http://stelberry.ru/products/S425.html> (дата обращения: 13.12.2017).
2. Комплекс клиент-кассир DD-205 Г/SlPL с сетевым подключением / ООО «ЮНСО». – 2016. – URL: <http://yunso.ru/kompleks-kliiyent-kassir-dd-205g-slpl> (дата обращения: 13.12.2017).
3. *vs1053_Datasheet.pdf* // VLSI, 2016. – URL: <http://www.vlsi.fi/fileadmin/datasheets/vs1053.pdf> (дата обращения: 13.02.2017).
4. Библиотека Adafruit VS1053 // Adafruit. – 2016. – URL: <https://learn.adafruit.com/adafruit-vs1053-mp3-aac-ogg-midi-wav-play-and-record-codec-tutorial/software> (дата обращения: 13.02.2017).

ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЖИМОВ ДОЗИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОПРОВОДЯЩИХ ЧЕРНИЛ МЕТОДОМ УЛЬТРАЗВУКОВОГО КАПИЛЛЯРНОГО ДОЗИРОВАНИЯ

Е.С. Пушкарева, студентка; А.Е. Здрок, аспирант каф. КУДР
Научный руководитель А.Г. Лоцилов, к.т.н., начальник СКБ «Смена»
Томск, ТУСУР, main@skbsmena.ru

У аддитивной принтерной технологии главным преимуществом являются скорость исполнения топологии и минимальные затраты материала. Данный вид технологий реализовывает как статическое отображение информации, так и исполнение функциональных элементов радиоэлектронных средств. На сегодняшний день существуют различные методы дозирования жидкостей в печатной технологии:

– струйное пьезоэлектрическое дозирование, основанное на принципе формирования отдельных капель под давлением пьезокристалла, в результате чего получается растровое изображение;

– способ поршневого дозирования, когда масса жидкости малыми дозами выдавливается из резервуара под давлением поршня, данный метод позволяет, формировать как отдельные капли, так и непрерывный поток жидкости;

– ультразвуковое капиллярное дозирование, которое обеспечивало непрерывную подачу жидкости к выходному отверстию капилляра под действием ультразвуковых колебаний [1].

Целью работы стало исследование режимов ультразвукового капиллярного дозирования для управления параметрами (толщина, ширина) проводящих пленок.

Описание исследования. В качестве установки для исследования была выбрана система Microplotter GIX II (производства Sonoplot, США) [2]. Печатающим элементом (дозатором) данной системы является полый стеклянный капилляр (микропипетка) с установленной на нем пьезоэлектрической пластиной, который с помощью трёхкоординатной системы позиционирования перемещается над поверхностью подложки. Типичный внутренний диаметр печатающего капилляра 10–60 мкм, что позволяет получить минимальную ширину печатаемых элементов топологии от 30 мкм.

В качестве материала для дозирования использовались сребросодержащие чернила DGP 40TE-20C фирмы Advanced Nano Products (ANP). Основным фактором, влияющим на выбор чернил, является размер микрочастиц металла, содержащегося в чернилах, а также используемый растворитель и температура спекания [3, 4].

Измерение параметров (толщины, ширины) полученной топологии пленок осуществлялось с использованием интерферометра KLA Tencor.

В основу экспериментальных исследований были положены 3 основные задачи:

1) оценка зависимости ширины и толщины пленок проводящего слоя от скорости перемещения дозатора и от значения подаваемого напряжения на обкладки пьезокристалла печатающего элемента;

2) оценка зависимости профиля пленок серебра от скорости перемещения дозатора (V) и управляющего напряжения на входе дозатора (U), а также оценка повторяемости параметров пленок при определенных режимах нанесения;

3) оценка однородности толщины пленки по длине.

Для проведения исследований была подготовлена топология, которая представляла собой одиночные линии, располагающиеся друг под другом. Линии представляли собой определенные группы, расположенные на расстоянии друг от друга с равным интервалом. Каждая

группа соответствовала определенному режиму дозирования. В качестве режимов дозирования было выбрано 4 скорости (1; 5; 10; 20 мм/с) и 4 значения напряжения (0,5; 1; 1,5; 2 В).

После процесса печати подложка помещалась в инфракрасную печь для отверждения пленок. Далее измерялись параметры пленок в нескольких точках для статистической оценки. В результате были получены следующие графики зависимости параметров пленок от режимов дозирования (рис. 1).

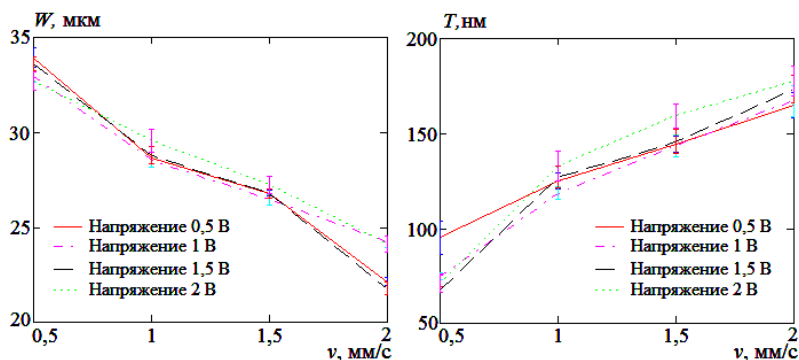


Рис. 1. График зависимости ширины (W) и толщины (T) пленок от скорости перемещения дозатора и управляющего напряжения

Оценка зависимости профиля пленок серебра от скорости перемещения дозатора (v) производилась при помощи программного обеспечения MicroXAM-100 на графиках зависимости толщины пленки от ширины.

Для оценки повторяемости параметров пленок на одной подложке было напечатано две одинаковые топологии при прочих равных условиях состояния окружающей среды.

Измерение толщины пленки в 3 точках: начало, середина и конец линии – позволило провести оценку однородности пленки по всей длине поверхности.

Закключение. Исходя из полученных результатов, можно сделать следующие выводы:

- с увеличением скорости перемещения дозатора толщина пленок уменьшается, ширина – увеличивается, значение управляющего напряжения на дозаторе оказывает минимальный эффект на параметры пленок;
- увеличение скорости перемещения дозатора приводит к изменению формы профиля пленок: на малой скорости наблюдается форма пленки, близкая к прямоугольной, с увеличением скорости в середине

профиля образуется провал с появлением «горбов» по краям пленки, с увеличением скорости провал увеличивается;

- разброс значений параметров пленок двух топологий примерно в 10 раз, возможно, это связано с наличием погрешности в технологическом процессе топологии №1;

- на малых скоростях печати наблюдается высокая однородность пленки по длине линии в пределах погрешности 5–10%, с увеличением скорости печати качество пленки ухудшается.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Печатные платы – линии развития* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.metodolog.ru/00773/00773.html> (дата обращения: 1.03.2017).

2. *GIX Microplotter II* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.sonoplot.com/products/gix-microplotter-ii>, свободный (дата обращения: 19.05.14).

3. *Туев В.И.* Исследование возможностей применения аддитивной прintrерной технологии формирования пленок органических и неорганических материалов электроники / В.И. Туев, Н.Д. Малютин, А.Г. Лощилов и др. // Доклады ТУСУРа. – 2015. – № 4 (38). – С. 52– 63.

4. *Развитие аддитивных прintrерных технологий в электронике* / под ред. Н.Д. Малютина. – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2015. – 69 с.

ВЫБОР ДРАЙВЕРА ДЛЯ БЛОКА УПРАВЛЕНИЯ 3D-ПРИНТЕРА

Д.В. Шерстюк, А.М. Умаров, студенты каф. КУДР

Научный руководитель А. Г. Лощилов, нач. СКБ «Смена», к.т.н.

Томск, ТУСУР, antineitrino078@gmail.com

Проект ГПО КУДР-1504 «Разработка устройства плоттерной печати узлов радиоэлектронной аппаратуры»

На сегодняшний день, с развитием аддитивных технологий, появилось огромное количество 3D-принтеров. Важнейшими составными частями таких принтеров являются координатографы – устройства, предназначенные для перемещения установленного на одной из осей XYZ исполняющего устройства дозирования (экструдера) по заданным координатам в пространстве. Управление работой координатографа и экструдера 3D-принтера осуществляет блок управления (БУ).

В рамках работ по теме проекта ГПО был произведен обзор блоков управления, лежащих в основе наиболее популярных моделей 3D-принтеров [1]. Результаты обзора приведены в табл. 1.

Таблица 1

Модели БУ и их основные характеристики

Наименование БУ	Версия	Кол-во экструдеров	Микроконтроллер	Частота работы, МГц	Драйвер шагового двигателя
RAMPS	v1.4	1–2	8 bits ATmega 2560	16	A4988 (max 1/16 микрошаг)
SmoothieBoard	v1.1	1–2	32 bits ARM LPC1769	120	A5984 (max 1/32 микрошаг)
Generation 7 Electronics	v2.0	1	32-bits LPC1114	48	A4988 (max 1/16 микрошаг)
Megatronics	v3.0	1–3	8 bits ATmega 2560	16	A4988 (max 1/16 микрошаг)
DuetWifi	1.0	2	32-bits ARM SAM4E8E	48	TMC2660 (max 1/256 микрошаг)
Melzi	v2.0	1	8 bits ATmega1284P	16	A4982 (1/32 микрошаг)
Teensylu	v0.7	1	8 bits AT90USB1286	20	A4988 (max 1/16 микрошаг)

Проанализировав часть самых популярных БУ, можно отметить, что почти все платформы в своей основе содержат драйверы шаговых двигателей (ШД) A4988. Данный драйвер в значительной степени сковывает устройство печати в его разрешающей способности, точности позиционирования, а также минимальном объеме дозирования из за низкого коэффициента дробления шага 1/16.

В качестве альтернативы A4988 предлагается использовать драйвер AMIS-30543[2]. Его технические характеристики приведены в табл. 2.

Таблица 2

Основные характеристики драйвера AMIS-30543

Минимальное рабочее напряжение	6 В
Максимальное рабочее напряжение	30 В
Постоянный ток на фазу	1,8 А
Максимальный ток на фазу	3 А
Максимальное логическое напряжение	5,5 В
Микрошаговые режимы	1, 1/2, 1/4, 1/8, 1/16, 1/32, 1/64, 1/128

В отличие от драйверов A4988, AMIS-30543 обладает интерфейсом управления SPI, позволяя пользователю тонко настроить драйвер под любые требования разработчика. В ходе макетного испытания AMIS-30543 в условиях, идентичных условиям, в которых работал A4988, первый показал себя гораздо эффективнее в плане энергораспределения, практически не нагреваясь. Микрошаговые режимы 1/32, 1/64, 1/128 обеспечивают плавность хода, снижение вибраций, увеличивается разрешающая способность координатографа.

ЛИТЕРАТУРА

1. *RepRap Comparison of Electronics* – журнал о печатных платах [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://reprap.org/wiki/Comparison_of_Electronics (дата обращения: 20.01.17).

2. *Pololu Robotics & Electronics* – AMIS-30543 Stepper Motor Driver [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.pololu.com/product/2970/specs> (дата обращения: 22.01.17).

РАЗРАБОТКА ИСТОЧНИКА ИМПУЛЬСНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА ОСНОВЕ СБОРКИ ЛАЗЕРНЫХ ДИОДОВ NICHIA NUBM08

Е.И. Тренкаль, аспирант; А.Г. Лощилов, к.т.н., нач. СКБ «Смена»;

С.Ю. Никонов, к.ф.-м.н., н.с. СФТИ

Томск, ТУСУР, main@skbsmena.ru; TTY, SergRFF@ngs.ru

Одной из основных задач лазерной физики является накачка активной среды лазера для генерации оптического излучения. Накачка может осуществляться различными способами, одним из которых является оптическая накачка, основанная на возбуждении молекул активной среды лазера излучением оптического диапазона. В качестве источника энергии при использовании данного способа накачки достаточно часто применяются полупроводниковые источники света, такие как светодиоды и лазеры [1–3].

Целью данной работы является разработка источника импульсного излучения на основе сборки лазерных диодов Nichia NUBM08 [4] (рис. 1), предназначенной для накачки активных сред лазеров на основе органических соединений.



Рис. 1. Сборка лазерных диодов Nichia NUBM08

Устройство должно обеспечивать следующие характеристики:

- длительность импульсного сигнала: 10–30 нс;
- длительность фронта импульса: не более 5 нс;
- регулируемая сила тока импульсного сигнала: до 10 А.

Кроме того, в устройстве должна быть обеспечена возможность отключения одного или нескольких диодов сборки.

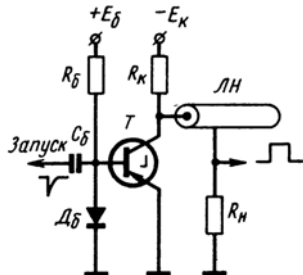
Было принято решение разделить разрабатываемое устройство на два модуля:

1. Генератор импульсного сигнала – модуль, формирующий импульс прямоугольной формы необходимой длительности.

2. Адаптер – модуль, необходимый для коммутации сборки лазерных диодов NUBM08.

Генератор импульсного сигнала. Для формирования высоковольтного импульсного сигнала короткой длительности прямоугольной формы достаточно часто используются релаксационные схемы, основанные на разряде энергии накопителя через лавинный транзистор [5]. Уменьшение длительности фронта импульсного сигнала достигается путем использования накопительной линии с распределенными параметрами, к примеру, коаксиальной или полосковой линии передачи. Схема генератора с накопительной линией с распределенными параметрами изображена на рис. 2 [5].

Рис. 2. Схема генератора с накопительной линией с распределенными параметрами



Длительность импульса определяется длиной и погонными параметрами накопительной линии:

$$t_{\text{и}} = 2l\sqrt{LC}, \quad (1)$$

где l – длина накопительной линии; L , C – погонная индуктивность и ёмкость накопительной линии.

На основе схемы, представленной выше, была разработана схема электрическая принципиальная генератора импульсного сигнала (рис. 3).

Для формирования импульса используется лавинный транзистор FMMT413 ($VT1$). Для получения требуемой силы тока импульсного сигнала необходимо обеспечить высокое напряжение, достигаемое посредством использования DC-DC-преобразователя RB12-150 В (DA1). Сопротивление переменного резистора $R1$ позволяет изменять выходное напряжение преобразователя в пределах 95–210 В. Для раз-

The diagram illustrates a power supply unit (PSU) for a radio receiver. The circuit includes a transformer (T1) with primary voltage 95-110V and secondary voltage 0-220V. The secondary is connected to a bridge rectifier (DA1, RB12-150B) through a fuse (R1). The rectifier output is filtered by a capacitor (C1) and a resistor (R2). The filtered output is connected to a voltage doubler (VD1, R5) and a Zener diode (VD2, 12V). The Zener diode is connected to the base of a transistor (VT1, 2N2219A) through a resistor (R3). The emitter of VT1 is connected to ground (GND) and the collector is connected to the base of another transistor (VT2, 2N2219A) through a resistor (R4). The collector of VT2 is connected to the positive output terminal (95-110V) and the emitter is connected to the negative output terminal (GND). The circuit also includes a fuse (R6) and a capacitor (C2) connected to the positive output terminal. The circuit is powered by a 12V battery (X2) and a 95-110V AC source (X3).

Принцип работы генератора следующий: при отсутствии положительного напряжения на входе $X1$ происходит накопление энергии коаксиальной линией передачи, подключенной к разъему $X3$. В момент подачи напряжения на вход лавинный транзистор $VT1$ переходит в открытое состояние и накопленная в коаксиальной линии передачи энергия разряжается через этот транзистор, что приводит к формированию импульса отрицательной полярности на нагрузку, подключенную к разъему $X4$.

Были разработаны печатная плата и корпус устройства. В корпусе была предусмотрена область для подключенной накопительной линии. Сборка генератора импульсного сигнала изображена на рис. 4.

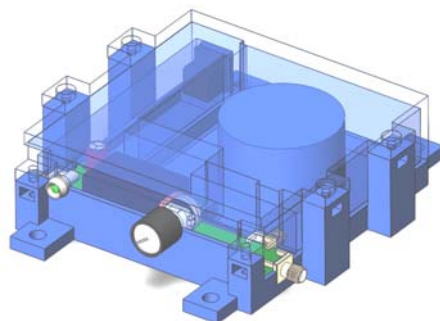


Рис. 4. Сборка генератора импульсного сигнала

Адаптер. Схема электрическая принципиальная разработанного адаптера изображена на рис. 5.

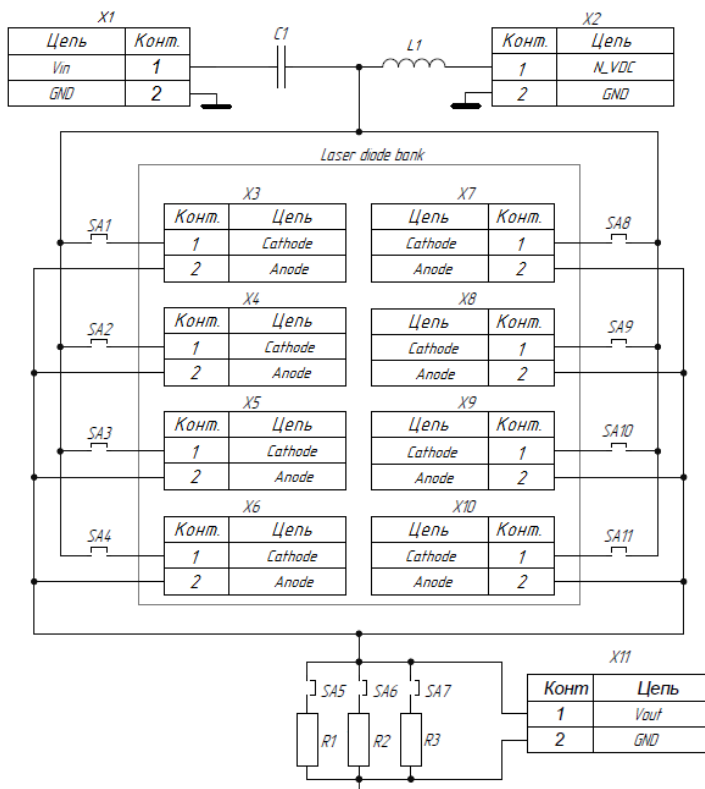


Рис. 5. Схема электрическая принципиальная адаптера

В схеме предусмотрен разъем X2, предназначенный для подачи постоянной составляющей тока на лазерный диод. Разъем X11 необходим для измерения тока в цепи. Резисторы R1–R3 выступают в роли сопротивления нагрузки, которое может быть изменено в процессе измерения с помощью перемычек SA5–SA7. Для подключения лазерного диода используются разъемы SIP-02 (X3–X10). Включение и отключение отдельных диодов реализуются перемычками SA1–SA4, SA8–SA11.

Были разработаны печатная плата и корпус адаптера. На рис. 6 представлена фотография собранного устройства. Корпус устройства изготовлен с использованием принтерной технологии 3D-печати.



Рис. 6. Фотография разработанного адаптера

Заключение. В результате работы был разработан импульсный источник излучения на основе сборки лазерных диодов Nichia NUBM08, состоящий из модуля генератора импульсного сигнала и адаптера. Предварительное макетирование показало, что требуемые характеристики устройства могут быть обеспечены. В настоящий момент устройство находится на стадии изготовления и отладки.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Накачка лазера* [Электронный ресурс]. – URL: https://ru.wikipedia.org/wiki/Накачка_лазера (дата обращения: 28.02.2017).
2. *Tsiminis G.* Low-threshold organic laser based on an oligofluorene truxene with low optical losses / G. Tsiminis, Y. Wang, P.E. Shaw and etc. // *Applied Physics Letters*. – 2009. – Vol. 94, No. 24. – PP. 243–304.
3. *Vasdekis A.E.* Diode pumped distributed Bragg reflector lasers based on a dye-to-polymer energy transfer blend / A.E. Vasdekis, G. Tsiminis, J.-C. Ribierre and etc. // *Optical Express*. – 2006. – Vol. 14, No. 20. – PP. 9211–9216.
4. *Specification for Nichia blue laser diode bank.* Model: NUBM08 [Электронный ресурс]. – (дата обращения: 28.02.2017).
5. *Дьяконов В.П.* Лавинные транзисторы и их применение в импульсных устройствах / под ред. С.Я. Шаца. – М.: Сов. радио, 1973. – 208 с.

ПЕЧАТНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ СВЧ-УЗЛОВ

*Н.С. Труфанова, студентка; А.Е. Здрок, аспирант каф. КУДР
Научный руководитель А.Г. Лоццлов, к.т.н., начальник СКБ «Смена»
Томск, ТУСУР, main@skbsmena.ru*

Внедрение печатных технологий в промышленные процессы изготовления электронных средств находится на стадии научных исследований. Уже сейчас известны примеры послойного формирования полупроводниковых приборов, таких как OLED-дисплеи, транзисторы, солнечные батареи и т.д. Однако полупроводниковая промышленность не единственная сфера применения полиграфических методов как новой технологической оснастки. В СВЧ-индустрии также применяются методы печати, которые позволяют значительно увеличить производительность изготовления СВЧ-устройств.

В данной работе рассматривались методы позволяющие изготовить антенну СВЧ-диапазона с применением печатных технологий.

В настоящее время в литературе в качестве основного метода печати топологического рисунка упоминается струйная печать. Поскольку это цифровая технология, для формирования печатной платы достаточно иметь задающий печать файл, описывающий ее топологию. К достоинствам струйной печати относятся достаточно высокое разрешение линий, гибкость, относительно низкая стоимость и совместимость почти с любым типом подложек [1].

Первые результаты применения струйной печати в задачах изготовления антенного устройства были опубликованы в 2011 г. [2]. В данной работе рассматривались гибкие антенны, радиочастотная электроника и датчики, изготовленные по технологии струйной печати на бумажных и полимерных подложках. Габаритные размеры конструкции составили $9,5 \times 6$ см. Проводимость серебряных чернил варьировалась в диапазоне от 0,4 до $2,5 \times 10^7$ см/м. Чтобы обеспечить максимальную проводимость и эффективность антенны, вся схема была напечатана с использованием двенадцати слоев серебряных чернил, что привело к толщине проводника 12 мкм. Представленный прототип беспроводного сенсорного модуля с поддержкой радиочастотной идентификации и использованием дипольной антенны был напечатан на двухслойной (однослойной) фотобумаге. В данной работе также были изложены результаты измерений, подтверждающие работоспособность изготовленной RFID-метки.

Следующие достижения были представлены в работах, опубликованных в 2013 г. [3, 4]. В [3] представлена технология струйной печати с использованием проводящих серебряных наночастиц на орга-

нической гибкой бумажной подложке. Толщина единичного слоя при печати составляет 10–50 нм. Поэтому для обеспечения требуемой толщины печать также осуществляется в несколько (1–5) слоев. Во всех печатных структурах используется принтер фирмы Dimatix (DMP-2800) с объемом капли 10 пл и разрешением 1024 dpi (20 мкм). Результатом работы является изготовление монопольной и дипольной антенн на диапазон от 2,36 до 2,61 ГГц.

В [4] приводятся результаты разработки меандровой монопольной антенны. Основанием для печати выступила гибкая нетоксичная бумага Teslin. В качестве материалов были использованы медь и серебряные нанодисперсные чернила. Осаждение меди осуществлялось методом электролиза на предварительно напечатанный слой раствора PdCl_2 , серебро наносилось методом струйной печати в 5 слоев. В результате по двум разным технологиям были разработаны и получены две меандровые монопольные антенны с центральной частотой 2,4 ГГц. Измерения характеристик двух образцов показали схожие результаты, однако, использование меди продемонстрировало технологическое преимущество, связанное с отсутствием этапа отжига.

В [5] описана компактная двухдиапазонная печатная антенна, изготовленная на бумажной подложке. Печать осуществлялась проводящими серебряными чернилами (размер наночастиц, диспергированных в углеводородном растворителе, составил 10 нм). Отжиг бумажной подложки осуществлялся при температуре 160 °С в течение примерно 1 ч. Число слоев не более 5. Для обеспечения нужной толщины были использованы два слоя бумаги (каждый толщиной 0,22 мм). Топология антенны была напечатана на первом слое, заземляющая пластина – на втором. Для измерения характеристик SMA-разъем монтировался при помощи проводящей серебряной эпоксидной смолы. На рис. 1 приведены фотографии изготовленной антенны.

Моделирование и результаты измерений показали, что антенна имеет хорошее согласование по входу, устойчивую диаграмму направленности, приемлемый коэффициент полезного действия и усиления во всех рабочих диапазонах частот.

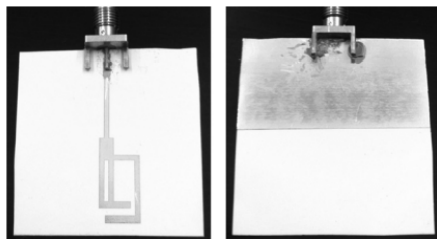


Рис. 1. Фотография прототипа антенны

Заключение. В настоящей работе приведены некоторые достижения зарубежных коллективов [2–5] в задаче изготовления СВЧ-узлов с использованием печатных технологий. В качестве объекта печати, как правило, используются печатные антенны различных конструкций. В качестве подложки используются различные материалы – от бумаги до специализированных СВЧ-диэлектриков. Монтаж присоединительных разъемов осуществляется при помощи эпоксидной смолы с содержанием одноименного с чернилами металла.

Ключевым вопросом, выходящим за рамки настоящей публикации, остается вопрос качества и долговечности полученных изделий при долговременных механических и термоциклических испытаниях.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Электроника НТБ* // Печатная электроника [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.electronics.ru/journal/article/41> (дата обращения: 05.03.2017).

2. *Inkjet-printed paper/polymer-based RFID and Wireless Sensor Nodes: The final step to bridge cognitive intelligence, nanotechnology and RF?* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.researchgate.net/publication/224263447_Inkjet-printed_paperpolymer-based_RFID_and_Wireless_Sensor_Nodes_The_final_step_to_bridge_cognitive_intelligence_nanotechnology_and_RF? (дата обращения: 05.03.2017).

3. *Inkjet-printed antennas, sensors and circuits on paper substrate* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6576960/> (дата обращения: 05.03.2017).

4. *Inkjet Catalyst Printing and Electroless Copper Deposition for Low-Cost Patterned Microwave Passive Devices on Paper* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://citeweb.info/20130113044> (дата обращения: 05.03.2017).

5. *Wide frequency independently controlled dual-band inkjet-printed antenna* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6715625/> (дата обращения: 05.03.2017).

ОБЗОР МАТЕРИАЛОВ ДЛЯ ПЕЧАТИ ПРОВОДЯЩИХ РИСУНКОВ

А.С. Труфанова, студентка; А.Е. Здрок, аспирант каф. КУДР
Научный руководитель А.Г. Лоцилов, к.т.н., начальник СКБ «Смена»
Томск, ТУСУР, kunder@mail.ru

В рамках группового проектного обучения студентами кафедры КУДР разрабатывалась система, позволяющая реализовывать послойное нанесение текучих материалов. В основе функционирования устройства лежит принцип шприцевого дозирования функциональных растворов с одновременным перемещением печатающей головки в пространстве [3].

В настоящей работе приведены результаты анализа функциональных материалов, пригодных для печати с использованием разработанного устройства.

Выбор проводящих материалов основывался на технических характеристиках устройства: диаметр сопла 150 мкм и материал контейнера (емкости для хранения функционального раствора) печатающей головки – пластик. На основании этого исходили из предположения, что размер частиц должен быть меньше 10 мкм, химический состав растворителя чернил не должен растворять материал контейнера. Значения вязкости и поверхностного натяжения подбирались в соответствии с требованиями, предъявляемыми к готовому изделию (толщина и ширина слоя) [1]. В целом все используемые в представленной технологии проводящие растворы грубо можно разделить на чернила и пасты.

Проводящие чернила должны соответствовать следующим требованиям: вязкость (<20 сП), поверхностное натяжение ($<20 \cdot 10^{-3}$ Н/м), размер частиц металла (0,05–5 мкм) [2]. К вязкости предъявляются жесткие требования, в жидком состоянии чернила имеют свойство растекаться, что в дальнейшем приводит к искажению рисунка. Это значит, что в реальном производственном процессе растекания должны быть контролируемы.

Проводящие чернила подходят для изготовления электронных печатных плат. В табл. 1 представлены сравнительные характеристики серебросодержащих чернил.

Таблица 1

Характеристика серебросодержащих чернил

Производитель	Название	Объемное сопротивление, мкОм·см	Вязкость, сП	Поверхностное натяжение к керамической подложке, Н/м· 10^{-3}
Dyesol [5–7]	791903	30–35	6–9	–
	791881	9–10	9–12	–
	791873	5–6	13–17	–
Xerox [8–9]	900190	–	4–6	28–30
	900191	–	10–13	28–30
SunTronic [10]	719048	5–30	10–13	28–31
	796042	< 20	24	24
	798738	< 20	28	45

В проводящих пастах размеры и форма частиц оказывают сильное влияние на физические и электрические свойства толстых пленок. Наполнители паст должны обладать крайне низкой химической ак-

тивностью при высоких температурах термообработки, а также должны быть восприимчивы и устойчивы (нерастворимы) к воздействиям припоя, применяемого при монтаже пайкой. Проводниковые пасты должны обеспечивать получение следующих характеристик композиции (после вжигания):

- 1) высокая удельная проводимость во избежание заметного падения напряжения и нагрева;
- 2) высокая адгезия пленки с подложкой, поскольку непосредственно к ней присоединяются выводы и навесные элементы;
- 3) возможность присоединения к поверхностям проводников монтажных проводов и навесных элементов пайкой или сваркой;
- 4) композиция должна быть устойчива к воздействиям, связанным с выполнением технологических процессов, и выдерживать заданные условия эксплуатации [4].

В табл. 2 представлены сравнительные характеристики серебряных проводящих паст, наиболее подходящих по техническим характеристикам к представленному устройству дозирования [3].

Т а б л и ц а 2

Характеристика проводящих паст

Производитель	Тип пасты	Вязкость, сП	Шероховатость керамической подложки, мкм	Адгезия к керамической подложке, Н
Элма-пасты [12]	ПП8	19–24	<40	2,5
	ПП9	18–23	<40	2,5
	ПП10	17–22	<40	2,5
Кондор [11]	ППС-Н1	26–31	30	4,9
	ППС-2	19–23	20	5,8
Оникс [13]	7010	15–21	25	–
	7020	15–21	25	–
	7070	15–21	25	–

Заключение. Технология изготовления электронных средств включает в себя две основные составляющие: оборудование и материалы. В данной работе проводился аналитический обзор по серебряным проводящим материалам. Рассмотрев их, можно сделать вывод, что, исходя от технических требований устройства, предпочтительнее остановить выбор на чернилах фирмы Dyesol, так как они имеют меньшую вязкость по сравнению с другими образцами. Исходя из характеристик паст, стоит отдать предпочтение производителю Элма-пасты, так как значения характеристик более близки к требованиям установки.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Струйная печать в производстве электроники* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.circuitry.ru/files/article_pdf/2/article_2187_136.pdf (дата обращения: 5.03.2017).
2. *Прямая печать проводящих материалов* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.dipaul.ru/pressroom/pryamaya-pechat-provodyashchikh-materialov/> (дата обращения: 5.03.2017).
3. *Разработка печатающей головки для устройства аддитивного изготовления печатных плат* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://storage.tusur.ru/files/44764/2016_2.pdf (дата обращения: 5.03.2017).
4. *Пасты для проводящих резисторных и диэлектрических элементов. Их характеристики. Методы формирования* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://haa.su/Jgv/> (дата обращения: 5.03.2017).
5. *Conductive silver printing ink, resistivity 30 – 35 мкОм·см* | Sigma-Aldrich [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.sigmaaldrich.com/catalog/product/aldrich/791903?lang=en®ion=RU&cm_sp=Insite_-_prodRecCold_xorders_-_prodRecCold2-2 (дата обращения: 5.03.2017).
6. *Conductive silver printing ink, resistivity 9 – 10 мкОм·см* | Sigma-Aldrich [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.sigmaaldrich.com/catalog/product/aldrich/791881?lang=en®ion=RU&cm_sp=Insite_-_prodRecCold_xorders_-_prodRecCold2-1 (дата обращения: 5.03.2017).
7. *Conductive silver printing ink, resistivity 5–6 мкОм·см* | Sigma-Aldrich [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.sigmaaldrich.com/catalog/product/aldrich/791873?lang=en®ion=RU> (дата обращения: 5.03.2017).
8. *Silver nanoparticle inkjet ink* | Sigma-Aldrich [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.sigmaaldrich.com/catalog/product/aldrich/900190?lang=en®ion=RU> (дата обращения: 5.03.2017).
9. *Silver Nanoparticle Pneumatic Aerosol Ink* | Sigma-Aldrich Aldrich [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.sigmaaldrich.com/catalog/product/aldrich/900191?lang=en®ion=RU&cm_sp=Insite_-_prodRecCold_xviews_-_prodRecCold10-1 (дата обращения: 5.03.2017).
10. *Silvernanoparticleink* | Sigma-Aldrich [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.sigmaaldrich.com/catalog/substance/silvernanoparticleink1078798765?lang=en®ion=RU> (дата обращения: 5.03.2017).
11. *Проводниковые пасты на основе серебра* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.xn----7sbnojdkddgcex2t.xn--p1ai/provodnikovye-pasty-na-osnove-serebra/> (дата обращения: 5.03.2017).
12. *Свойства ввозжженных слоев проводниковых паст* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.depa.ru/pp%20propeties%20table.htm> (дата обращения: 5.03.2017).
13. *Припойные пасты серии 7000 паст* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://pripoika.ru/7000.html> (дата обращения: 5.03.2017).

ПРОГРАММНАЯ ОБОЛОЧКА ДЛЯ ПРОГРАММНО-АППАРАТНОЙ ПЛАТФОРМЫ RED PITAYA

*Г.А. Загребельный, А.С. Савченко, студенты каф. РЭТЭМ
Научный руководитель А.Г. Лоцилов, к.т.н., нач. СКБ «Смена»
Томск, ТУСУР, main@skbsmena.ru*

Red Pitaya [1] – это инструмент измерения и контроля с открытым исходным кодом. Этот измерительный прибор работает на ядре системы на кристалле Zynq 7010, имеет размеры кредитной карты (рис. 1) и обеспечивает простоту использования визуального программирования, бесплатное и готовое к использованию программное обеспечение, большие аппаратные возможности. Уже сейчас существуют проекты, позволяющие реализовать на платформе Red Pitaya осциллограф, спектроанализатор, генератор сигналов произвольной формы, измеритель RLC, анализатор Боде и др. Достоинством платформы Red Pitaya является поддержка различных сред разработки, таких как Matlab, LabView, Python и Scilab.



Рис. 1. Программно-аппаратная платформа Red Pitaya

Целью настоящей работы является изучение возможностей платформы Red Pitaya и реализация на ее основе лабораторного стенда по дисциплине «Интегральные устройства радиоэлектроники». В рамках лабораторного практикума по данной дисциплине необходимо производить измерения частотных и импульсных характеристик цепей. До настоящего времени эта задача решалась с использованием отдельно стоящих осциллографа и генератора сигналов произвольной формы.

Было решено создать программную оболочку для проведения данных измерений с использованием платформы Red Pitaya.

Программно-аппаратная платформа Red Pitaya работает на базе ПЛИС Xilinx Zynq 7010 SoC [2]. Платформа имеет 2 аналогово-цифровых преобразователя (АЦП), 2 цифроаналоговых выхода (ЦАП); USB и Ethernet подключения к данной платформе; возможность программирования на встроенном ядре UNIX системы или на программируемой логической интегральной схеме (FPGA). Данная платформа имеет базовую систему команд SCPI [3]. Основные технические характеристики представлены в таблице.

Технические характеристики

Характеристика	Значение
Характеристики АЦП	
Частота дискретизации АЦП, МГц	125
Разрядность, бит	14
Количество каналов АЦП	2
Полоса пропускания, МГц	50
Входное сопротивление	1 МОм
Характеристики ЦАП	
Частота дискретизации ЦАП, МГц	125
Разрядность, бит	14
Полоса пропускания, МГц	50
Выходное сопротивление	50 Ом

Структурная схема платформы Red Pitaya показана на рис. 2. Для программного управления платформой существуют три основных варианта и их комбинации:

- 1) с помощью набора SCPI команд и пакета прикладных программ MATLAB;
- 2) с помощью программы микроконтроллера SoC Zynq на ядре Cortex A9;
- 3) путем создания программы для FPGA.

На начальном этапе было принято решение пойти по первому из рассмотренных вариантов. В результате была разработана программная оболочка на языке MATLAB с использованием команд SCPI. Интерфейс программы приведен на рис. 3. В программе реализован интерфейс управления двухканального осциллографа и двухканального генератора сигналов произвольной формы.

Разработанный интерфейс позволяет настраивать параметры генерации и оцифровки сигналов. Параметры задаются в GUI интерфейсе, реализованном в среде Matlab. Обработываются Matlab-программой, отправляются в виде команд SCPI на плату Red Pitaya по протоколу TCP/IP. Аналогичным путем данные передаются с платформы Red Pitaya на компьютер, где обрабатываются, и выводится график.

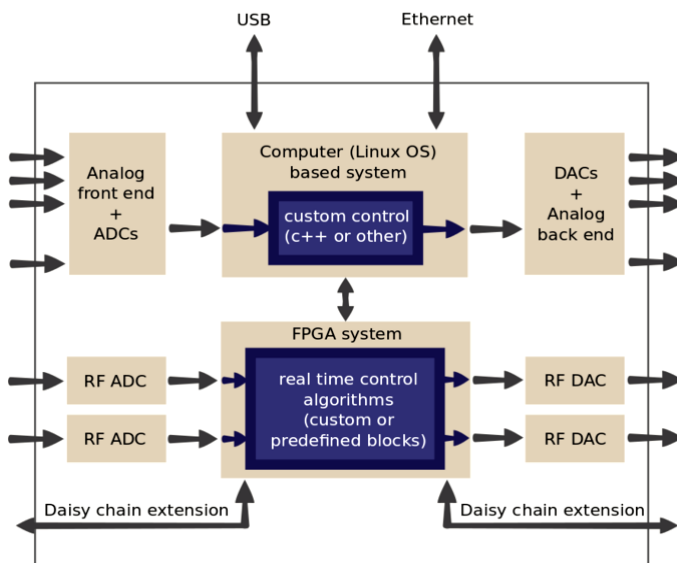


Рис. 2. Структурная схема программно-аппаратной платформы Red Pitaya

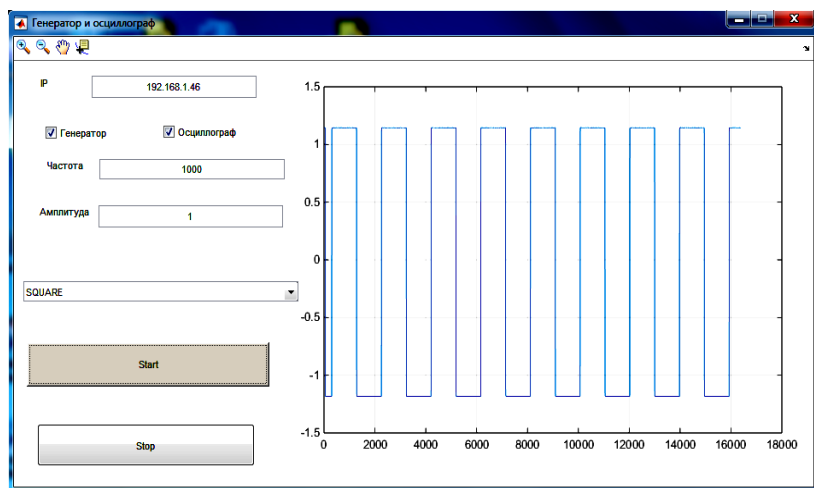


Рис. 3. Программный интерфейс пользователя

Закключение. Разработанные нами программная оболочка и аппаратная платформа Red Pitaya могут использоваться как инструмент измерительного контроля в рамках лабораторных практикумов сту-

дентов. В дальнейшем продукт будет дорабатываться, и улучшаться в программной и визуальной части. Данный продукт уже имеет открытый исходный код, что может позволить развивать и совершенствовать его функциональные возможности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Red Pitaya [Электронный ресурс]. – URL: <http://redpitaya.com/> (дата обращения: 19.02.2017).
2. Red Pitaya – 5 инструментов в 1 за \$400 [Электронный ресурс]. – URL: <https://geektimes.ru/post/194382/> (дата обращения: 19.02.2017).
3. Standard Commands for Programmable Instruments [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.ivifoundation.org/docs/scpi-99.pdf> (дата обращения: 21.02.2017).

АСПЕКТЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ШУМОВЫХ РАДИОСИГНАЛОВ ТЕПЛОВОЙ ПРИРОДЫ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИОННЫХ СООБЩЕНИЙ

*Г.Г. Жук, Е.В. Алексеев, Т. Абдирасул уулу, студенты каф. КУДР;
А.В. Убайчин, доцент каф. КУДР, к.т.н.
Томск, ТУСУР, grigoriy26.04@mail.ru*

В настоящее время трудно представить человеческую жизнь без каких-либо средств связи. Беспроводные технологии проникли практически во все сферы деятельности человека.

Ввиду резкого увеличения потока передаваемых данных происходит ухудшение электромагнитной обстановки в радиоэфире. Повышение мощности излучения приводит к увеличению дозы электромагнитной нагрузки на человека, а также обуславливает проблему расширения или введения новых стандартов беспроводной связи.

Для решения задач повышения помехоустойчивости, электромагнитной совместимости, скрытности и т.д. разработчики РЭС идут либо по пути улучшения технических характеристик узкополосных систем, либо используют новые технологии, основанные на сверхширокополосных и хаотических сигналах. Применение таких технологий при разработке новых систем связи позволяет более успешно, чем узкополосные системы связи, решать задачи повышения скрытности приёма-передачи информации и электромагнитной совместимости и т.д.

Развитие систем связи в данных аспектах сводится к уменьшению спектральной плотности излучаемой мощности и применению шумоподобных сигналов. Предельным случаем данных подходов является передача информационных сообщений с помощью радиосигналов, мощность которых соизмерима с мощностью собственных шумов

приемников и спектральной плотностью, не превышающей плотность теплового излучения природных сред в СВЧ-диапазоне.

Реализация предельного случая данного подхода позволяет скрыть факт о передаче данных от третьих лиц на энергетическом уровне.

В данной статье рассматривается аспект реализации канала радиосвязи, заключающийся в возможности передачи информационных сообщений при помощи шумовых радиосигналов тепловой природы (белый шум) со спектральной плотностью, не превышающей спектральной плотности теплового радиоизлучения природных сред в сверхвысокочастотном диапазоне.

Выделение шумовых сигналов на фоне естественного шума может быть осуществлено при помощи методов, применяемых в дистанционном зондировании.

Радиометрические методы, применяемые в дистанционном зондировании для анализа параметров естественного шумового излучения природных сред, позволяют измерять параметры шумовых радиосигналов со спектральной плотностью порядка 10^{-21} Вт/Гц, выделять их на фоне окружающих шумов и шумов приемной аппаратуры, имеющих одинаковую природу с исследуемыми шумовыми сигналами. Применение данные системы могут найти в военной радиосвязи, спутниковой связи, управлении системами ведения тактических операций, радиолокации и т.д. (таблица).

Сравнительные характеристики системы связи на основе шумовых радиосигналов тепловой природы с другими системами

Тип устройства	Скорость передачи данных	Дальность передачи данных	Диапазон частот, ГГц	Уровень мощности
СШП (Стандарт IEEE 802.15.3a)	100–480 Мбит/с	1–10 м	3,1–10,6	От –30 до 40 дБм/МГц
Прямохаотические системы связи (Стандарт IEEE 802.15.4a)	1 Мбит/с	30 м	2.5	От –30 до 3,6 дБм/МГц
Сотовая связь 2G. D-AMPS (Digital Advanced Mobile Phone System)	До 13 кбит/с	До 35 км	890–915	800–10000 мВт
Системы связи на основе шумовых радиосигналов тепловой природы	1/F	~60 км	СВЧ	10^{-21} Вт/Гц

Заключение: По нашему мнению, последующее развитие систем связи будет отождествляться с возможностью реализации предельных случаев по каждой из упомянутых выше проблем беспроводных технологий, т.е. применением в качестве несущих радиосигналов шумов с нормальным распределением и предельным снижением их спектральной плотности вплоть до уровня собственных шумов приемников и менее.

Применение сигналов такого рода в качестве носителей информационных сообщений позволяет:

1. Скрыть передачу данных от третьих лиц на энергетическом уровне, так как применение шумовых сигналов тепловой природы в качестве носителя информации значительно усложняет процесс выделения информационного сигнала на фоне естественных шумов по сравнению с системами, использующими детерминированные радиосигналы.

2. Обеспечить помехоустойчивость к шумовым помехам. Так как передаваемый сигнал имеет одинаковую природу с природными шумами, спектральные плотности сигнала и теплового шума суммируются.

3. Обеспечить высокую электромагнитную совместимость с существующими стандартами связи. Работа системы связи на основе шумовых сигналов тепловой природы воспринимается узкополосными системами как случайные помехи и не оказывает никакого влияния на их работу.

4. Снизить электромагнитную нагрузку на человека, так как электромагнитный шум является наиболее физиологическим радиосигналом.

ЛИТЕРАТУРА

1. Убайчин А.В., Алексеев Е.В., Жук Г.Г. и др. Разработка концепции передачи информационных сообщений посредством недетерминированных радиосигналов тепловой природы // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрымКо'2016): матер. 26-й Междунар. Крымской конф., 4–10 сент. 2016 г. – Севастополь: Вебер, 2016. – Т. 3. – С. 406–412.

2. Жук Г.Г., Абдирасул уулу Т., Алексеев Е.В. и др. Варианты аппаратной части коммуникационной системы на основе шумовых радиосигналов тепловой природы // Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления»: матер. науч.-практ. конф., г. Томск, 16–18 ноября 2016 г. – Томск, 2016. – С. 54–56.

3. Убайчин А.В. Линейность передаточной характеристики нулевых радиометров с комбинированной импульсной модуляцией при высоком динамическом диапазоне измеряемых шумовых температур // Известия вузов. Физика. – 2012. – Т. 55, № 9/3. – С. 130–134.

ПОДСЕКЦИЯ 2.3

ФИЗИЧЕСКАЯ И ПЛАЗМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

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

ПРОБЛЕМЫ МЕТАЛЛИЗАЦИИ С СУБМИКРОННЫМИ РАЗМЕРАМИ

***С.А. Алиев, Е.М. Ыбыраев, студенты каф. ФЭ**
Научный руководитель **Т.И. Данилина**, проф. каф. ФЭ, к.т.н.
Томск, ТУСУР, samir96.aliev@gmail.com
Проект ГПО ФЭ-1403 «Моделирование технологических процессов
создания нанoeлектронных устройств»*

Развитие сверхбольших интегральных схем с большим быстродействием (СБИС) требует уменьшения всех размеров элементов, в том числе металлизации (закон масштабирования). Изменения параметров металлизации диктуются динамикой изменения длины канала МОП-транзистора (топологической нормы). С уменьшением топологической нормы с 90 до 22 нм ширина проводников уменьшается с 107 до 27 нм, толщина металлизации меняется с 182 до 54 нм, шаг между проводниками изменяется с 122 до 43 нм. При этом общая длина межсоединений значительно возрастает с 1865 до 5285 м/см² [1]. Эти изменения приводят к увеличению сопротивления за счет уменьшения поперечного сечения проводников металлизации и увеличения длины межсоединений и емкости. Емкость увеличивается в основном между проводниками одного уровня (боковая емкость). Это вызывает рост величины паразитной RC -задержки сигнала на металлизации.

Данная работа посвящена исследованию зависимости сопротивления металлизации от толщины пленок алюминия, титана, молибдена в диапазоне 10–100 нм и оценке RC -задержки при переходе к субмикронным размерам.

Пленки напылялись на кремниевые пластины диаметром 70 мм методом электронно-лучевого испарения на установке Orion-B с контролем толщины с помощью кварцевого датчика [2].

Удельное поверхностное сопротивление металлизации ρ_s измерялось с помощью 4-зондового метода на пластинах со сплошным слоем

металлизации, а на части пластин с помощью фотолитографии изготавливались тонкопленочные резисторы и измерялось сопротивление R . После статистической обработки результатов измерений были получены данные, представленные в табл. 1. Удельное объемное сопротивление ρ_v рассчитывалось с учетом ρ_s для различных толщин пленок d по следующей формуле :

$$\rho_s = \rho_v / d.$$

Т а б л и ц а 1

Сопротивление пленок металлизации различной толщины

Материал	Толщина, нм	$\bar{\rho}_s, \frac{\text{Ом}}{\text{КВ}}$	$\rho_{v, \text{пл}}, \text{МКОм} \cdot \text{см}$	$\rho_{v, \text{мас}}, \text{МКОм} \cdot \text{см}$
Ti	10	178,63	178,5	50
Ti	25	56,22	140	
Ti	50	19,19	99,5	
Ti	100	8,957	89,5	
Mo	25	32,12	80,3	5,6
Al	25	7,27	18,1	2,87
Al	38,6	2,54	9,8	
Al	100	2,05	20	

Из табл. 1 видно, что удельное поверхностное сопротивление ρ_s и удельное объемное сопротивление ρ_v увеличиваются с уменьшением толщины пленки. Удельное объемное сопротивление пленок значительно больше удельного объемного сопротивления массивных материалов, например, у пленки алюминия с толщиной 100 нм удельное объемное сопротивление в 10 раз больше, чем удельное объемное сопротивление массивного материала. Результаты измерений сопротивлений резисторов на основе пленок титана различной толщины показали хорошее совпадение с измерениями сопротивлений 4-зондовым методом.

Зависимости удельного поверхностного сопротивления ρ_s от толщины пленок титана и алюминия представлены на рис. 1 в диапазоне толщин от 10 до 100 нм.

С уменьшением толщины пленок сопротивление металлизации резко возрастает как для титана, так и для алюминия, т.е. проявляется известный размерный эффект [3]. Этот эффект обусловлен дополнительным рассеянием электронов на границах разделов слоев и межзеренных переходов. Эти зависимости позволяют установить граничные значения толщины металлизации при уменьшении размеров: критическая толщина для пленок титана составляет – 25 нм, а для пленок алюминия – 35 нм. С практической точки зрения технологически при-

емлемой толщиной является диапазон толщин, при которых сопротивление меняется незначительно – от 40 нм и выше. Сопротивление пленок алюминия на порядок меньше, чем сопротивление пленок титана, поэтому в качестве металлизации был выбран алюминий толщиной 100 нм и $\rho_s = 2,05 \text{ Ом/кв.}$

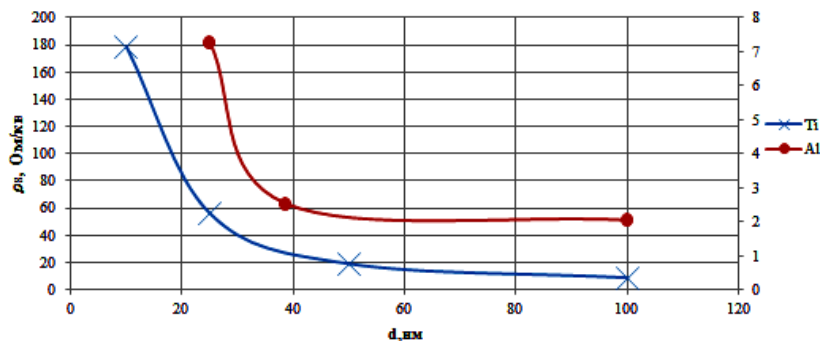


Рис. 1. Зависимость удельного поверхностного сопротивления пленок Ti и Al от толщины

Исходя из рекомендаций было рассчитано сопротивление металлизации на основе пленок алюминия при условной длине проводника $l = 1 \text{ мм}$. Ширина проводников выбиралась исходя из топологической нормы (табл. 2).

$$R = \rho_s \cdot l/b, \text{ Ом,}$$

где ρ_s – экспериментальное значение удельного поверхностного сопротивления, Ом/кв; l , b , d – соответственно длина, ширина, толщина металлизации.

Результаты расчетов сопротивлений R при различных значениях ширины металлизации представлены в табл. 2. Эти данные затем были использованы при расчетах RC -задержки. Технологические схемы формирования металлизации в технологии СБИС предполагают заполнение диэлектрическим материалом с низким значением ϵ только зазоров между соседними проводниками. Эти диэлектрические вставки играют роль внутриуровневого диэлектрика. В качестве диэлектрика выступают слои SiO_2 с $\epsilon = 3,9$ или варианты SiO_x с меньшим значением ϵ вплоть до $\epsilon = 2,6 - 2,75$.

С целью уменьшения боковой емкости следует стремиться к созданию структур межсоединений без диэлектрических вставок, т.е. к использованию в качестве изоляции воздушных промежутков с $\epsilon = 1$. Боковая емкость была рассчитана по формуле для плоского конденсатора:

$$C = \frac{\varepsilon\varepsilon_0 \cdot S}{a} = \frac{\varepsilon\varepsilon_0 \cdot l \cdot d}{a},$$

где S – площадь боковой поверхности проводника; l – длина проводника, $l = 1$ мм; d – толщина металлизации; a – зазор между проводниками.

Результаты расчетов боковой емкости с $\varepsilon = 1$, $\varepsilon = 3,9$ при различных зазорах в соответствии с топологической нормой представлены в табл. 2.

Таблица 2

Время задержки сигнала для разных топологических норм							
Тополог. норма, нм	b , нм	R , кОм	a , нм	C_1 , пФ $\varepsilon = 3,9$	C_2 , пФ $\varepsilon = 1$	RC_1 , пс $\varepsilon = 3,9$	RC_2 , пс $\varepsilon = 1$
90	107	18,69	107	0,032	0,0082	602,93	154,60
65	76	26,32	76	0,045	0,0116	1195,12	306,44
45	54	37,04	54	0,063	0,016	2367,28	607,00
32	38	52,63	38	0,090	0,023	4780,47	1225,76
22	27	74,07	27	0,127	0,032	9469,14	2427,98

Результаты расчетов RC -задержки также представлены в табл. 2 для $\varepsilon = 1$, $\varepsilon = 3,9$. Емкость структуры металлизации существенно возрастает при уменьшении зазоров между проводниками. При уменьшении топологической нормы в 4 раза емкость увеличивается в 4 раза. Значения емкостей при $\varepsilon = 3,9$ в 2,5 раза больше, чем значения емкостей при $\varepsilon = 1$.

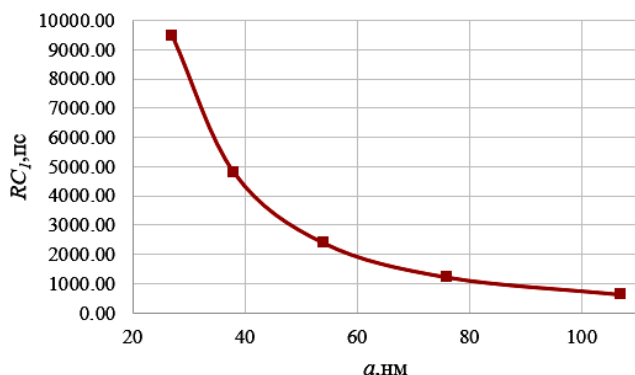


Рис. 2. Зависимость времени задержки от зазора между проводниками

На рис. 2 представлена зависимость RC -задержки от характеристического размера металлизации. При уменьшении зазоров от 107 до

27 нм время задержки увеличивается в 16 раз, что значительно снижает быстродействие интегральной схемы. Это необходимо учитывать при проектировании СБИС.

ЛИТЕРАТУРА

1. Громов Д.Г. Металлизация в системах с наноразмерными элементами. – М.: МИЭТ, 2011. – 204 с.
2. Сидорова С.В., Юрченко П.И. Исследование формирования островковых наноструктур в вакууме // Нано- и микросистемная техника. – 2011. – №5. – С. 9–11.
3. Чопра К.Л. Электрические явления в тонких пленках. – М.: Мир, 1972. – 435 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ГЕНЕРАЦИИ КВАЗИНЕПРЕРЫВНОГО ЭЛЕКТРОННОГО ПУЧКА В ФОРВАКУУМЕ

*А.П. Андрейчик, студент каф. УИ; А.В. Казаков, доцент, к.т.н.;
А.В. Медовник, доцент, к.т.н., каф. физики
Томск, ТУСУР, andreichik94@mail.ru*

В настоящее время широко распространены электронно-лучевые технологии, одним из важнейших направлений развития которых является импульсная электронно-лучевая обработка материалов [1, 2]: термическая обработка поверхности, нанесение покрытий различного химического состава, также получение нанопорошков оксидов металлов, генерация СВЧ-излучения, накачка газовых лазеров. Обработка не только металлов, но и диэлектрических материалов становится возможной благодаря плазменным источникам электронов, функционирующим в форвакуумном диапазоне давлений 1–100 Па [3], где нейтрализация отрицательного заряда на поверхности облучаемой мишени обеспечивается ионами пучковой плазмы, а также ионами несамостоятельного разряда, возникающего между мишенью и заземленными стенками вакуумной камеры [4]. Ряд применений требует более высоких значений энергии в одном импульсе. Повысить энергию в импульсе можно, увеличив мощность или длительность импульса. В форвакуумном диапазоне давлений повышение ускоряющего напряжения и тока пучка ведет к пробое ускоряющего промежутка [5], поэтому предпочтительным является увеличение длительности импульса, т.е. реализация работы электронного источника в квазинепрерывном режиме (длительность импульса более 1 мс). Таким образом, цель настоящей работы состоит в исследовании эмиссии форвакуумного плазменного источника электронов, функционирующего в квазинепрерывном режиме.

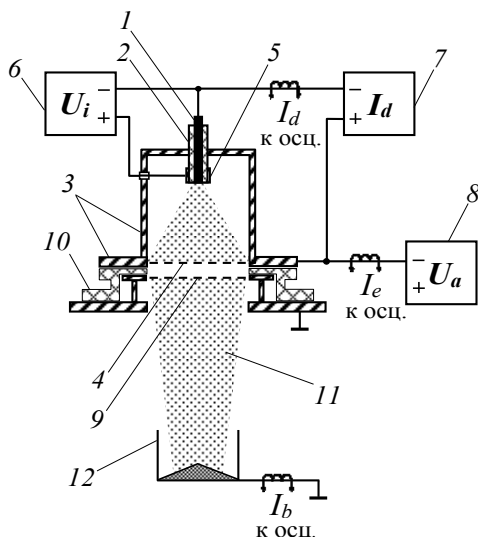


Рис. 1. Электродная схема форвакуумного плазменного импульсного источника электронов и схема измерений: 1 – катод; 2 – анод; 3 – керамический изолятор; 4 – эмиссионный электрод; 5 – поджигающий электрод (триггер); 6 – генератор поджигающих импульсов; 7 – блок питания разряда; 8 – блок питания ускоряющего промежутка; 9 – экстрактор; 10 – капролоновый изолятор; 11 – пучок; 12 – цилиндр Фарадея

Схема экспериментальной установки представлена на рис. 1. Она включает в себя медный стержневой катод 1, заключенный в трубчатый керамический изолятор 2, и полый цилиндрический анод 3. В основании анода выполнено эмиссионное окно, перекрытое мелкоструктурной сеткой (эмиссионный электрод) 4. Зажигание дугового разряда осуществляется вспомогательным разрядом по поверхности диэлектрика между катодом 1 и поджигающим электродом 5, импульсное напряжение между которыми подается генератором поджигающего импульса 6. Горение основного дугового разряда обеспечивает блок питания разряда 7. Во всех экспериментах длительность τ_d импульса тока дуги составляет 1,8 мс.

Постоянное ускоряющее напряжение формируется блоком питания 8 и подается между анодом и экстрактором 9. Для электрического разделения электродов ускоряющего промежутка используется капролоновый изолятор 10. Подробнее электронный источник описан в [3].

Токи разряда I_d , эмиссии I_e регистрируются с помощью установленных в соответствующих цепях поясов Роговского, сигналы с которых подаются на осциллограф. Ток формируемого пучка 11 регистрируется цилиндром Фарадея 12 и поясом Роговского. Давление регулируется непосредственной подачей рабочего газа (воздуха) в вакуумную камеру.

На рис. 2 представлены типичные осциллограммы импульсов токов разряда I_d , эмиссии I_e и пучка I_b . Вольт-амперные характеристики источника, на которых значения эмиссионного тока усреднены по

импульсу, представлены на рис. 3. ВАХ имеют вид, характерный для источников с плазменным катодом [6]. Установлено, что повышение давления газа при неизменном токе разряда приводит к увеличению тока эмиссии, но практически не изменяет характер ВАХ источника. Таким образом, даже при малом давлении эффективность извлечения электронов из плазмы (I_e/I_d) достаточно высока и увеличивается с его ростом.

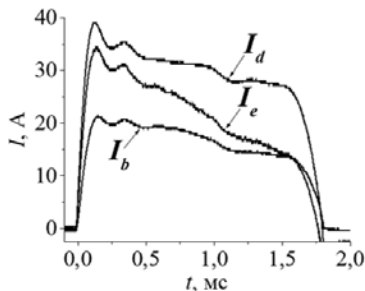


Рис. 2. Типичные осциллограммы импульсов токов разряда I_d , эмиссии I_e и пучка I_b . $U_a = 8$ кВ, $P = 8$ Па

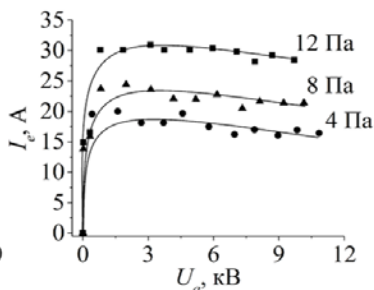


Рис. 3. Вольт-амперные характеристики источника для различных давлений газа (воздуха) $I_d = 30,8$ А

Работа поддержана грантом РФФИ № 16-48-700487 р_а и грантом Президента РФ МК-2703.2017.8.

ЛИТЕРАТУРА

1. Koval N.N. Pulsed-Electron-Beam Processing of Materials for Medical Applications / N.N. Koval, Y.F. Ivanov, A.D. Teresov et al. // Russian Physics Journal. – 2014. – Vol. 56. – №. 10. – PP. 1150–1155.
2. Казаков А.В. Модификация поверхности полимерных материалов импульсным электронным пучком / А.В. Казаков, А.С. Климов, А.С. Смаилов и др. // Доклады ТУСУРа. – 2013. – № 4 (30). – С. 75–78.
3. Казаков А.В. Форвакуумный импульсный плазменный источник электронов на основе дугового разряда / А.В. Казаков, В.А. Бурдовицин, А.В. Медовник, Е.М. Окс // Приборы и техника эксперимента. – 2013. – № 6. – С. 50–53.
4. Бурдовицин В.А. Потенциал диэлектрической мишени при ее облучении импульсным электронным пучком в форвакуумной области давлений / В.А. Бурдовицин, А.В. Медовник, Е.М. Окс, Е.В. Скробов, Ю.Г. Юшков // Журнал технической физики. – 2012. – Т. 82, №10. – С. 103–108.
5. Казаков А.В. Исследование электрической прочности ускоряющего промежутка широкоапертурного импульсного плазменного источника электронов в форвакуумном диапазоне давлений / А.В. Казаков, В.А. Бурдовицин, А.В. Медовник и др. // Известия вузов. Физика. – 2016. – Т. 59, № 9/2. – С. 227–231.
6. Крейндель Ю.Е. Плазменные источники электронов. – М.: Атомиздат, 1977. – 144 с.

О ВОЗМОЖНОСТИ ИОННО-ПЛАЗМЕННОГО ТРАВЛЕНИЯ, ИНИЦИИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОННЫМ ПУЧКОМ

З.А. Бадмажапов, инженер; А.В. Тюньков, доцент, к.т.н.;

Ю.Г. Юшков, доцент, к.т.н.; Д.Б. Золотухин, н.с.

Томск, ТУСУР, каф. физики, badmazhapovza@gmail.com

Электронно-лучевые технологии получили широкое применение в процессах обработки (сварка, резка, обработка керамики, нанесение покрытий и т.д.) различного рода материалов [1–3]. При осуществлении процессов очистки и травления поверхности материалов использование электронного луча ввиду малой массы бомбардирующих частиц, сводится только к дополнительному источнику нагрева поверхности мишени для увеличения скорости обработки.

Отличительной особенностью плазменных электронных источников, функционирующих в форвакуумном диапазоне давлений 1–100 Па [4], является генерация плотной плазмы (порядка 10^{11} см^{-3} [3]) при транспортировке пучка электронов сквозь газовую атмосферу. Принимая во внимание данный факт при погружении обрабатываемой мишени в пучковую плазму и сообщении ей отрицательного потенциала ионы плазмы приобретут энергию, необходимую для осуществления процессов очистки и травления поверхности.

В данной работе продемонстрирована возможность осуществления процесса ионно-плазменного травления поверхности металлических образцов. Данный факт, безусловно, расширит область применения источников электронов.

Схема эксперимента представлена на рис. 1. Электронный пучок генерировался плазменным электронным источником (электроды 1–4) на основе тлеющего разряда с полым катодом [4] и попадал на коллектор 8. Пучок извлекался из плазмы разряда через перфорированный электрод в аноде 2 и фокусировался магнитным полем катушки 4. Формирование газовой плазмы осуществлялось при распространении ускоренного электронного пучка 7 в вакуумной камере 5 объемом $0,04 \text{ м}^3$, изготовленной из нержавеющей стали, вакуум в которой обеспечивался форвакуумным насосом. В качестве рабочего газа использовался аргон. В эксперименте ток пучка I_b составлял 50–55 мА, а ускоряющее напряжение U_a – 5 кВ. Давление газа в области генерации плазмы составляло 7,5 Па. Напряжение горения разряда U_d составляло 350 В, ток разряда I_d – 0,23 А.

В качестве обрабатываемых мишеней использовались дюралевые уголки (рис. 2).

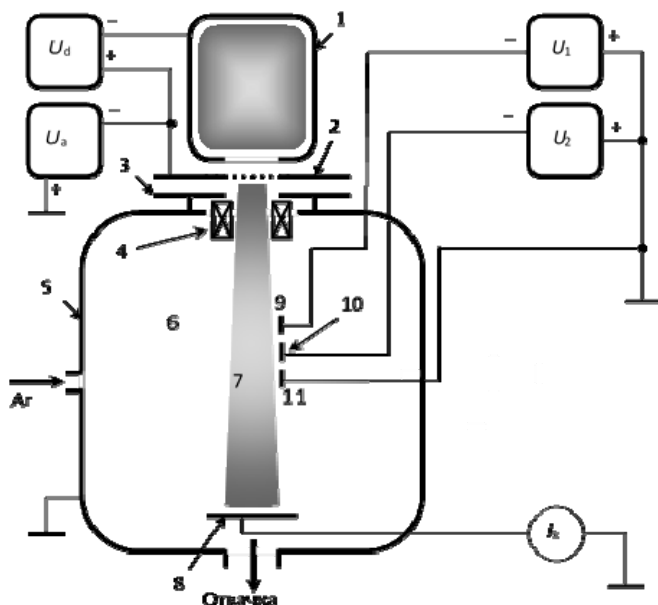


Рис. 1. Схема экспериментальной установки: 1 – полый катод; 2 – анод с перфорированным электродом; 3 – ускоряющий электрод; 4 – фокусирующая система; 5 – вакуумная камера; 6 – пучковая плазма; 7 – пучок электронов; 8 – коллектор; 9 – извлекающая пластина; 9–11 – мишени. Источники питания: U_d – разряда с полым катодом; U_a – ускоряющего напряжения; U_1 – мишени 9; U_2 – мишени 10

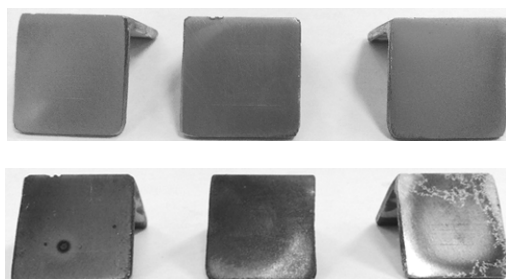


Рис. 2. Образцы до (сверху) и после (снизу) травления при различных потенциалах смещения (нижний ряд слева направо; 0, 100, 300 В)

Предварительно поверхность образцов была тщательно отполирована с последующим нанесением слоя меди (см. рис. 2, верхний ряд). Осаждение медной пленки на поверхность образца осуществлялось для лучшей идентификации следов травления. Подвергающиеся

травлению поверхности мишеней располагались на удалении 3 см от оси электронного пучка 7 и параллельно направлению его распространения. Время процесса составляло 2 ч.

Эксперименты показали принципиальную возможность ионно-плазменного травления поверхности материалов, используя электронный пучок. Поверхности образцов, находящихся под потенциалом земли и 100 В, не претерпели заметных изменений. На поверхности образца, находящегося под потенциалом 300 В (см. рис. 2, нижний правый образец), напротив, отчетливо видны следы травления. Неравномерность травления, по-видимому, связана с краевыми эффектами. Увеличение скорости травления возможно при увеличении концентрации плазмы посредством увеличения давления либо тока пучка.

В результате исследований можно заключить, что электронный пучок может быть использован не только в качестве ассистирующего инструмента в процессах травления, но и как инструмент, инициирующий и контролирующий этот процесс. Изменение рабочих параметров источника в широких пределах позволит осуществлять процессы изотропного и локального травления. Одним из перспективных направлений данных исследований является использование узкосфокусированных электронных пучков для осуществления травления внутренних стенок цилиндрических изделий.

ЛИТЕРАТУРА

1. Завьялов М.А., Крейндель Ю.Е., Новиков А.А., Шантурин Л.П. Плазменные процессы в технологических электронных пушках. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 256 с.
2. Белюк С.И., Осипов И.В., Ремпе Н.Г. Промышленное применение электронных источников с плазменным эмиттером // Известия вузов. Физика. – 2001. – № 6. – С. 77–84.
3. Бурдовицин В.А., Климов А.С., Окс Е.М. О возможности электронно-лучевой обработки диэлектриков плазменным источником электронов в форвакуумной области давлений // Письма в ЖТФ. – 2009. – Т. 35, вып. 11. – С. 61–66.
4. Бурдовицин В.А., Жирков И.С., Окс Е.М., Осипов И.В. Источник электронов с плазменным катодом для генерации сфокусированного пучка в форвакуумном диапазоне давлений // ПТЭ. – 2005. – № 6. – С. 1–3.

ДИАМЕТР УЗКОСФОКУСИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОННОГО ПУЧКА ПРИ ЕГО ОТКЛОНЕНИИ В ФОРВАКУУМНОЙ ОБЛАСТИ ДАВЛЕНИЙ

И.Ю. Бакеев, аспирант, м.н.с.; А.А. Зенин, к.т.н., с.н.с.

Томск, ТУСУР, каф. физики, bakееviyu@mail.ru

Источники электронных пучков в настоящее время находят широкое применение для термической обработки металлов, в частности, резки, пайки, фрезерования [1]. Форвакуумные источники электронов [2] позволяют производить подобные операции и над диэлектриками без использования дополнительных средств компенсации отрицательного заряда на диэлектрических поверхностях. В ходе проведенных исследований [3] к настоящему моменту удалось достичь минимального диаметра пучка 0,6 мм и уровня плотности мощности 10^5 Вт/см², что является достаточным для прецизионной обработки высокотемпературных марок керамики.

В ходе прецизионной обработки изменение местоположения воздействия электронного пучка может осуществляться перемещением обрабатываемой детали, отклонением электронного пучка либо комбинацией данных способов. Стоит отметить, что среди вышеперечисленных способ отклонения электронного пучка является наиболее простым и точным и в ряде технологических операций, не требующих воздействия пучка на большой глубине, – более приемлемым.

Все же к настоящему времени проблема получения узкосфокусированных пучков в форвакуумной области давлений изучена недостаточно полно. В том числе отсутствуют работы по изучению поведения диаметра электронного пучка при его отклонении в форвакуумной области давлений. Таким образом, изучение поведения диаметра узкосфокусированного пучка, генерируемого форвакуумным плазменным источником электронов, при его отклонении являлось целью данной работы.

Схема и методика проведения эксперимента. Для генерации электронного пучка 1 использовался форвакуумный плазменный источник электронов 2, принцип работы которого подробно изложен в [2]. Измерение диаметра пучка осуществлялось методом «отклонения» [4]: при развертке электронного пучка в прямую линию 3, перпендикулярную двум протяженным измерительным щелям 4 (рис. 1, а), при помощи магнитной отклоняющей системы электронный поток поочередно пересекал обе щели. Таким образом, часть электронов при прохождении пучком щели попадала на коллектор 5, токовый сигнал которого представлен на рис. 1, б. Диаметр пучка d принималась

величина, равная отношению произведения расстояния между щелями L на ширину одного пика на полувысоте τ к расстоянию между пиками T .

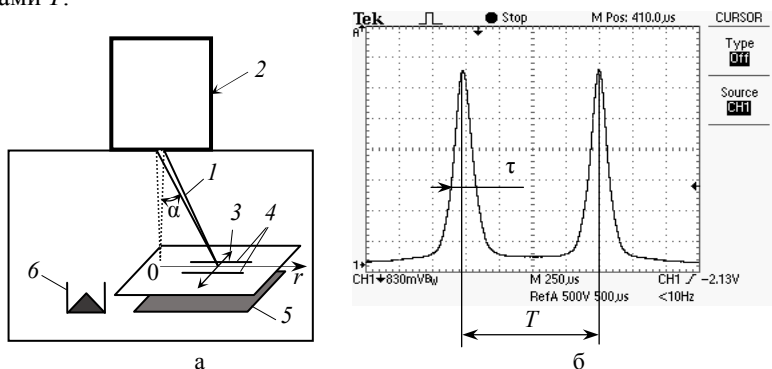


Рис. 1. Схема эксперимента (а) и характерный токовый сигнал коллектора для определения диаметра пучка (б)

Для измерения диаметра пучка на удалении от центрального положения перемещался как пучок, так и система измерения в направлении r , продольном измерительным щелям, как показано на рис. 1, а. Ток пучка оценивался при отведении пучка на отдельно стоящий токоприемный коллектор 6. Все измерения проводились при следующих параметрах: давление газа (гелий) $P = 30$ Па; ускоряющее напряжение $U_a = 16$ кВ; ток пучка $I_b = 5$ мА.

Результаты эксперимента. Зависимости диаметра пучка d_b при различных углах отклонения α от центрального положения представлены на рис. 2 (кривая 1 – фокусировка электронного пучка в каждой измеряемой точке; кривая 2 – фокусировка пучка лишь в центральной точке, при отклонении параметры фокусировки остаются неизменными).

Из этих зависимостей видно, что при фокусировке электронного пучка в каждой измеряемой точке диаметр пучка в пределах допустимого отклонения практически не изменяется. Иначе обстоит ситуация со второй зависимостью: при фокусировке пучка лишь в центральной точке и дальнейшем отклонении при сохранении параметров фокусировки неизменными зависимость диаметра от угла отклонения имеет круто растущий вид. Главная причина такого роста обусловлена увеличением пути электронного пучка от источника до места измерения в то время, как фокусное расстояние остается неизменным.

Несмотря на последний факт, при фокусировке пучка лишь в центре изменение диаметра пучка от исходного не превышает 10% в пределах отклонения 10° .

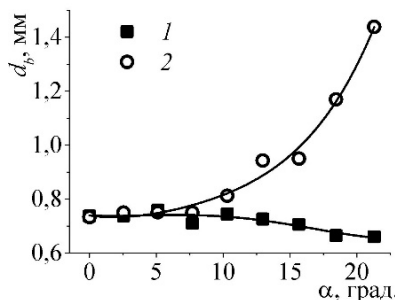


Рис. 2. Зависимости диаметра пучка от угла отклонения: 1 – фокусировка пучка в каждой точке; 2 – фокусировка только в центральной точке

Закключение. Были исследованы зависимости диаметра пучка от угла отклонения в форвакуумной области давлений при двух режимах: фокусировка пучка при каждом измеряемом угле и фокусировка лишь в центральном положении. Для второго режима показано, что при превышении угла отклонения 10° диаметр резко увеличивается, в то время как при фокусировке в каждой точке диаметр остается практически неизменным. Это говорит о необходимости контроля фокусного расстояния при использовании электронного пучка на большие углы.

Работа поддержана грантом РФФИ № 17-08-00239.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Алехнович В.Н.* Электронно-лучевая обработка материалов / В.Н. Алехнович, А.В. Алифанов, А.И. Гордиенко, И.Л. Поболь. – Минск: Белорусская наука, 2006. – 319 с.
2. *Бурдовицин В.А.* Форвакуумные плазменные источники электронов / В.А. Бурдовицин, А.С. Климов, А.В. Медовник, Е.М. Окс, Ю.Г. Юшков. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 2014. – 288 с.
3. *Зенин А.А.* Особенности фокусировки электронного пучка плазменного источника в форвакуумном диапазоне давлений / А.А. Зенин, И.Ю. Бакеев, Ю.А. Бурачевский, А.С. Климов, Е.М. Окс // Письма в ЖТФ. – 2016. – Т. 42, вып. 13. – С. 104–110.
4. *Корнилов С.Ю.* О параметрах электронного пучка пушки с плазменным эмиттером / С.Ю. Корнилов, Н.Г. Ремпе, А. Beniyash, N. Murray, T. Hassel, C. Ribton // Письма в ЖТФ. – 2013. – Т. 39, вып. 19. – С. 1–8.

ВЫБОР ПРОФИЛЯ ЛЕГИРОВАНИЯ ДИОДА С БАЛОЧНЫМИ ВЫВОДАМИ НА ПОЛУИЗОЛЯТОРЕ

С.А. Бельский, инженер-технолог технического отдела
Научный руководитель Е.Ю. Воробинский, гл. технолог АО «НИИПП»
Томск, vorobinskiy_ej@niipp.ru

При разработке диодов с балочными выводами на полуизоляторе используются различные виды профилей легирования эпитаксиальной структуры. При разработке таких диодов необходимо учесть требуемые значения электрических характеристик, таких как постоянное обратное напряжение при определенном токе, коэффициент идеальности и т.п., с учетом технологического запаса. Моделирование влияния параметров эпитаксиальной структуры на электрические параметры диода позволяет минимизировать затраты на разработку диода [1].

Исходя из требуемых электрических параметров диодов, которые необходимо получить (табл. 1) было предложено изготавливать диод с барьером Шоттки, на основе GaAs n-типа проводимости с двумя видами профиля легирования, изображенных на рис. 1, 2. В качестве барьерообразующего контакта был выбран Ti с высотой потенциального барьера 0,8 эВ.

При моделировании и расчетах использовалась программа MathCAD 14.

Таблица 1

Требуемые электрические характеристики моделируемого диода

Наименование параметра, единица измерения (режим измерения)	Норма параметров	
	не менее	не более
Постоянное обратное напряжение при постоянном обратном токе 10 мкА, В	15	–
Постоянное прямое напряжение при постоянном прямом токе 10 мА, В	–	1,1
Последовательное сопротивление потерь при $I_{пр} = 10$ мкА, В	–	6
Емкость перехода при $U_{обр} = 0$ В, пФ		0,1

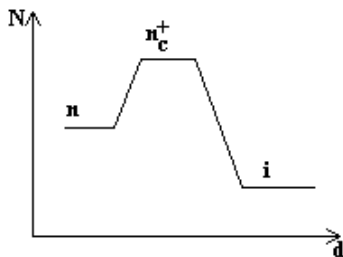
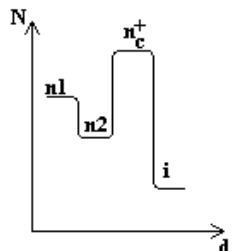


Рис. 1. Условное распределение концентрации для профиля легирования № 1

Рис. 2. Условное распределение концентрации для профиля легирования № 2



При моделировании выбранных профилей легирования, используя формулы из [2], были рассчитаны выходные характеристики, которые отражены в табл. 2.

Таблица 2

**Параметры профиля легирования № 1
и полученные электрические характеристики**

Толщина n слоя, мкм	Номинал толщины скрытого n_c^+ слоя, мкм	Концентрация носителей заряда n_1 слоя, см^{-3}	Концентрация носителей заряда скрытого n^+ слоя, см^{-3}	Постоянное $U_{\text{обр}}$ при постоянном $I_{\text{обр}}$ 10 мкА, В	Постоянное $U_{\text{пр}}$ при $I_{\text{пр}} = 10$ мкА, В	Последовательное сопротивление потерь при $I_{\text{пр}} = 10$ мА, Ом	Емкость перехода при $U_{\text{обр}} = 0$ В, пФ
0,1	3	8×10^{15}	2×10^{18}	16	1,2	7,01	0,096
1,3	5	$1,4 \times 10^{16}$		15	1,21	16,34	0,072

На первом этапе были рассчитаны характеристики диода исходя из минимальных параметров толщин и концентраций слоев эпитаксиальной структуры № 1, допустимые ТУ на материал. В этом случае мы получаем повышенное последовательное сопротивление относительно требуемого значения, этот параметр можно уменьшить путем увеличения концентрации в активном n слое, но в этом случае происходит снижение обратного напряжения на диоде ниже необходимого.

Исходя из результатов моделирования профиль легирования № 1 не может удовлетворять требованиям проектируемого диода. Второй вариант профиля легирования, выбранного для расчёта электрических характеристик, отличается от предыдущего наличием слоя с высокой поверхностной концентрацией между рабочим слоем и барьерным контактом. Условный вид второго профиля изображен на рис. 2.

При моделировании профиля были выбраны средние значения толщин и концентраций для данного профиля легирования согласно

ТУ на материал. Варьируя значениями концентраций и толщин слоев [3], при расчетах электрических характеристик [2, 4] были получены оптимальные параметры профиля легирования, обеспечивающие электрические характеристики проектируемого диода с технологическим запасом. Данные отражены в табл. 3, 4.

Таблица 3

Параметры профиля легирования № 2

Толщина n_1 слоя, мкм	Толщина n_2 слоя, мкм	Номинал толщины скрытого n_c^+ слоя, мкм	Концентрация носителей заряда n_1 слоя, см^{-3}	Концентрация носителей заряда n_2 слоя, см^{-3}	Концентрация носителей заряда скрытого n^+ слоя, см^{-3}
0,23	0,45	6	8×10^{16}	$2,5 \times 10^{16}$	2×10^{18}

Таблица 4

Расчетные выходные характеристики

Постоянное $U_{\text{обр}}$ при постоянном $I_{\text{обр}} = 10 \text{ мА}$, В	Постоянное $U_{\text{пр}}$ при $I_{\text{пр}} = 10 \text{ мА}$, В	Последовательное сопротивление потерь при $I_{\text{пр}} = 10 \text{ мА}$, Ом	Емкость перехода при $U_{\text{обр}} = 0 \text{ В}$, пФ
15,3	1	5,3	0,088

Применение материала с профилем легирования № 2 позволяет получить диод с меньшим значением последовательного сопротивления и большим обратным напряжением относительно электрических параметров диода, рассчитанных из профиля легирования № 1.

ЛИТЕРАТУРА

1. Большая энциклопедия нефти и газа [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.ngpedia.ru/id628198p2.html> (дата обращения: 15.02.2017).
2. Зи С. Физика полупроводниковых приборов. – М.: Мир, 1984. – Т. 1. – С. 257–318.
3. Гаман В.И. Физика полупроводниковых приборов. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 1989. – С. 11–31.
4. Шалимова К.В. Физика полупроводников. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – С. 45–59.

ПОСТРОЕНИЕ ЛИНЕЙНОЙ МОДЕЛИ СВЧ-ТРАНЗИСТОРА

Д.В. Билевич, А.А. Попов, Т.Ю. Сидорюк, студенты;

А.С. Сальников, доцент, к.т.н.

Томск, ТУСУР, каф. ФЭ, bilevichdmitry@ya.ru

Создание СВЧ-монокристаллических интегральных схем (МИС), основанных на использовании транзисторов с высокой подвижностью электронов (НЕМТ – High Electron Mobility Transistor), является перспективным направлением в современной радиоэлектронике. При проектировании широкого класса устройств, например линейных и малошумящих усилителей, используют малосигнальные модели транзисторов. Кроме того, малосигнальные модели являются промежуточным шагом для построения более точных и сложных нелинейных моделей.

Структура эквивалентной схемы (ЭС) СВЧ-транзистора представлена на рис. 1. В данной статье описывается метод построения малосигнальной модели транзистора, предложенный Берротом [2]. Отличительной особенностью является алгоритм автоматического выбора значения для параметров элементов ЭС по их частотной зависимости.

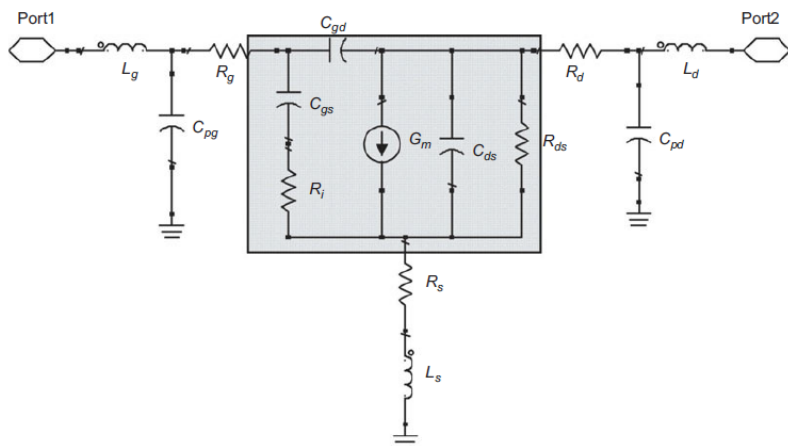


Рис. 1. Эквивалентная схема малосигнальной модели транзистора

Все параметры данной модели можно разделить на две группы: внешние (паразитные) и внутренние. На первом этапе построения модели необходимо определить внешние параметры. Для этого снимают S-параметры транзистора в холодных режимах работы. Уравнения для определения внутренних параметров описаны в [3].

Измеренные S-параметры переводят в соответствующие Z- и Y-параметры, после чего избавляются от паразитных внешних элементов. Порядок вычислений описывается в [4].

После того как из измерений вычитается влияние паразитных параметров, из получившейся матрицы Y-параметров находятся значения внутренних параметров, используя формулы, описанные в [3].

Экстракция проводится для всех рабочих частот. Другими словами, мы получаем частотную зависимость параметров ЭС. Соответственно необходимо выбрать некоторое значение. Усреднение во всем частотном диапазоне может давать завышенные значения из-за выбросов, обусловленных измерениями. Обычно разработчик моделей выбирает участок, на котором значение элемента слабо зависит от частоты. Для автоматического определения параметров ЭС предлагается следующий алгоритм:

- сглаживание графика зависимости значения элемента от частоты;
- строится график, отображающий разницу между значениями в соседних частотах, можно рассматривать его как численную производную с точностью до коэффициента;
- задаются верхняя и нижняя границы допустимого отклонения на значения элементов ЭС;
- определяются точки с допустимым отклонением, т.е. попавшие между заданными границами (рис. 2);
- вычисляется среднее арифметическое всех выбранных точек.

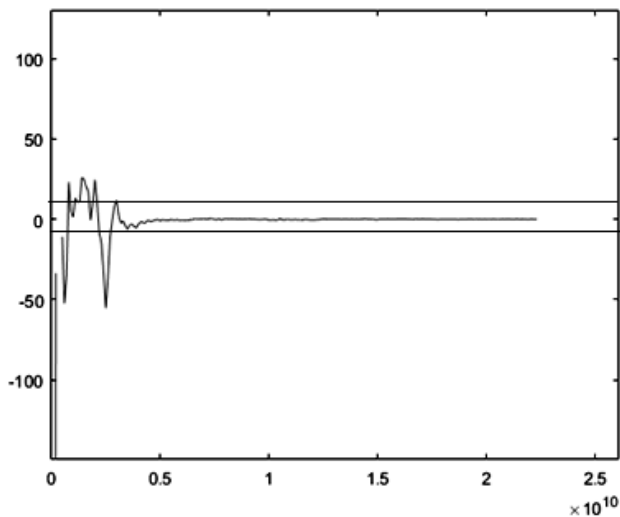


Рис. 2. График частотной зависимости

Таким образом, были определены значения всех элементов и построены малосигнальные модели для трех СВЧ-транзисторов в нескольких рабочих точках. Результаты сравнения измеренных и смоделированных S-параметров для одного из транзисторов представлены на рис. 3.

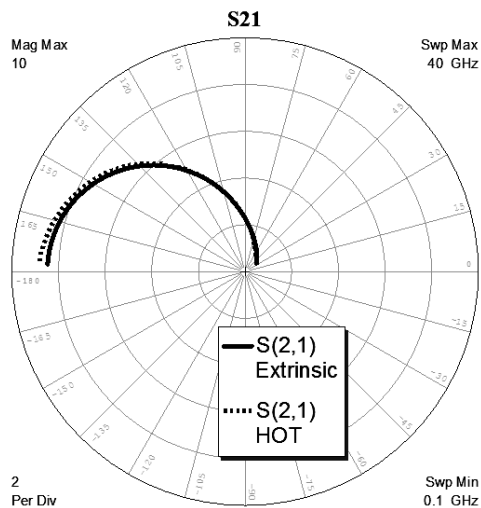


Рис. 3. График сравнения параметра S_{21} для транзистора T2×80 (модель – сплошная линия, измерения – пунктирная линия)

Результаты построения моделей для транзисторов с размерами 2×25, 2×80 и 4×100 в нескольких рабочих точках представлены в таблице.

Среднеквадратичное отклонение моделей

	2×25, PT1	2×25, PT2	2×80, PT1	2×80, PT2	2×80, PT3	4×100, PT1	4×100, PT2	4×100, PT3
S11	20,08	25,72	4,24	4,42	4,48	3,36	3,82	3,82
S12	21,85	17,38	6,28	6,85	7	4,73	4,34	6,48
S21	16,27	25,03	3,8	4,03	4,63	5,7	5,92	6,81
S22	8,58	10,52	6,57	6,55	6,38	4,75	4,8	4,95

Полученные результаты показывают, что данная малосигнальная модель предоставляет хорошую точность для транзисторов T2×80 и T2×100. Для транзистора 2×25 получены большие значения ошибки моделирования, и методика должна быть доработана.

В данной статье представлено построение малосигнальной модели СВЧ-транзистора. Отличительной особенностью представленного алгоритма является автоматизация процесса построения модели.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Бабак Л.И.* Методика построения малосигнальной модели СВЧ-транзистора с высокой подвижностью электронов / А.А. Коколов, Л.И. Бабак // Доклады ТУСУРа. – 2010. – №2 (22) – С. 153–156.
2. *Bertho M.* High-Frequency Equivalent Circuit of GaAs FET's for Large-Signal Applications / M. Bertho, R. Bosch // IEEE Trans Microwave Theory Tech. – February 1991. – Vol. 39, № 2. – PP. 224–229.
3. *Bertho M.* Broad-Band Determination of the FET Small-Signal Equivalent Circuit / M. Bertho, R. Bosch // IEEE Trans Microwave Theory Tech. – July 1990. – Vol. 38, № 7. – PP. 891–895.
4. *Dambrine G.* A New Method for Determining the FET Small-Signal Equivalent Circuit / G. Dambrine, A. Cappy, F. Heliodore, E. Playez // IEEE Trans Microwave Theory Tech. – July 1988. – Vol. 36, № 7. – PP. 1151–1159.

АНАЛИТИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ЭКСТРАКЦИИ ПАРАМЕТРОВ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМЫ РЕЗИСТОРА СВЧ МИС

А.А. Ватюк, аспирант каф. ФЭ, инженер-технолог АО «НИИПП»

Научный руководитель П.Е. Троян, зав. каф. ФЭ, проф., д.т.н.

Томск, ТУСУР, vatuk_aa@niipp.ru

В настоящее время полупроводниковое производство невозможно представить без обширного пласта методик проектирования сверх-высокочастотных монолитных интегральных схем (СВЧ МИС), принципов построения параметрических моделей пассивных элементов, электромагнитного моделирования. В области построения моделей в виде эквивалентных схем (ЭС) достаточную популярность и практическое применение нашли методы глобальной оптимизации. Однако, часто они требуют существенных временных затрат, широких знаний математики, а также программных средств реализации.

Целью данной работы является реализация аналитического подхода к экстракции параметров ЭС монолитного резистора без использования методов глобальной оптимизации.

Известно, что параметры рассеяния четырехполюсника в зависимости от падающих и отраженных волн могут быть представлены как

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}, \quad S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}, \quad S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}, \quad S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}.$$

При этом коэффициенты a_1 , a_2 , b_1 , b_2 являются нормированными амплитудами волн, поступающих на 1-й и 2-й порты четырехполюсника (падающие волны), и нормированными амплитудами волн, снимаемых с этих портов (отраженных) соответственно.

$$a_1 = \frac{V_1 + R_0 I_1}{2\sqrt{R_0}}, \quad a_2 = \frac{V_2 + R_0 I_2}{2\sqrt{R_0}}, \quad b_1 = \frac{V_1 - R_0 I_1}{2\sqrt{R_0}}, \quad b_2 = \frac{V_2 - R_0 I_2}{2\sqrt{R_0}}.$$

Коэффициенты отражения S_{11} и передачи S_{21} рассчитываются при подключенной согласованной нагрузке R_0 ко 2-му порту четырёхполюсника, т.е. в прямом направлении передачи:

$$S_{11} = \frac{V_1 - R_0 I_1}{2\sqrt{R_0}} \bigg/ \frac{V_1 + R_0 I_1}{2\sqrt{R_0}} = \frac{V_1 - R_0 I_1}{V_1 + R_0 I_1}. \quad (1)$$

По правилу Кирхгофа для 1-го порта запишем

$$-V_g + R_0 I_1 + V_1 = 0. \quad (2)$$

Положив $V_g = 1$ и решая (1) и (2), будем иметь

$$S_{11} = 2V_1 - 1.$$

По аналогии находим

$$S_{21} = 2V_2.$$

Расчёт коэффициентов отражения S_{22} и передачи S_{12} ведётся при подключенной согласованной нагрузке R_0 к 1-му порту четырёхполюсника, т.е. при обратном направлении передачи в аналогичном порядке. В результате получим

$$S_{22} = 2V_2 - 1.$$

И наконец,

$$S_{12} = 2V_1.$$

Применим полученные соотношения практически. На рис. 1 представлены внешний вид монолитного резистора для GaAs- и GaN-технологий и соответствующая ЭС. Конструктивно он представляет собой участок резистивного материала, на котором происходит рассеивание энергии проходящего через него сигнала, а также подключенные к нему контактные площадки. Основной элемент схемы резистора – сопротивление R . Элементы C_1 , C_2 и L описывают распределенные свойства резистора в СВЧ-диапазоне. Узловыми точками будем считать V_1 , V_{12} , V_2 . R_0 , V_g и R_0 задают параметры генератора и согласованной нагрузки соответственно.

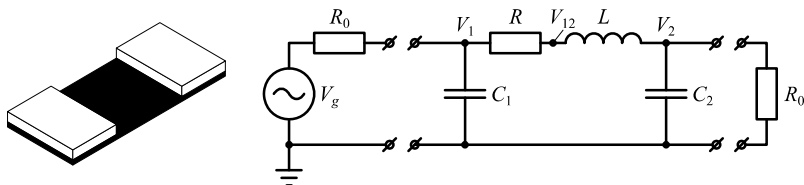


Рис. 1. Конструкция и ЭС монолитного резистора

Запишем систему узловых уравнений для прямого направления передачи сигнала:

$$\begin{cases} \frac{V_g - V_1}{R_0} - V_1 C_1 s - \frac{V_1 - V_{12}}{R} = 0, \\ \frac{V_1 - V_{12}}{R} - \frac{V_{12} - V_2}{Ls} = 0, \\ \frac{V_{12} - V_2}{Ls} - V_2 C_2 s - \frac{V_2}{R_0} = 0. \end{cases} \quad (3)$$

Здесь s – комплексная переменная, заданная формулой $s = j\omega$, где j и ω есть мнимая единица и угловая частота соответственно.

Разрешив систему уравнений (3) относительно неизвестных потенциалов и применив выкладки прошлого раздела, получим значения параметров S_{11} и S_{21} . Аналогично, составив систему уравнений для обратного направления, получим параметры S_{22} и S_{12} . Пользуясь выражениями для перевода S -параметров в Y -параметры, приведенными в [1], составим систему уравнений следующего вида:

$$\begin{cases} \frac{(C_1 L^2 \omega^2 + C_1 R^2 - L)\omega}{L^2 \omega^2 + R^2} = \text{Im} Y_{11}(\omega), \\ -\frac{R}{L^2 \omega^2 + R^2} = \text{Re} Y_{12}(\omega), \\ \frac{L\omega}{L^2 \omega^2 + R^2} = \text{Im} Y_{12}(\omega), \\ \frac{(C_2 L^2 \omega^2 + C_2 R^2 - L)\omega}{L^2 \omega^2 + R^2} = \text{Im} Y_{22}(\omega). \end{cases}$$

При решении данной системы определяются неизвестные параметры ЭС:

$$\begin{aligned} R &= -\frac{\text{Re} Y_{12}(\omega)}{\text{Re}^2 Y_{12}(\omega) + \text{Im}^2 Y_{12}(\omega)}, \\ C_1 &= \frac{\text{Im} Y_{11}(\omega) + \text{Im} Y_{12}(\omega)}{\omega}, \\ C_2 &= \frac{\text{Im} Y_{12}(\omega) + \text{Im} Y_{22}(\omega)}{\omega}, \\ L &= \frac{\text{Im} Y_{12}(\omega)}{\text{Re}^2 Y_{12}(\omega) + \text{Im}^2 Y_{12}(\omega)} \cdot \frac{1}{\omega}. \end{aligned}$$

Таким образом, зная измеренные S -параметры элемента (переведенные затем в Y -параметры), можно провести экстракцию номиналов ЭС без применения методов глобальной оптимизации. Благодаря это-

му существенно снижаются временные и вычислительные затраты, а точность, в свою очередь, повышается.

ЛИТЕРАТУРА

1. Хелзайн Дж. Пассивные и активные цепи СВЧ. – М.: Радио и связь, 1981. – С. 9–11.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ХИМИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ ПОВЕРХНОСТИ НА ТЕКУЧЕСТЬ ФОТОРЕЗИСТИВНЫХ ПЛЕНОК

А.Н. Зарецкая, студентка каф. ФЭ

*Научный руководитель В.С. Арыков, гл. конструктор
НПК «Микроэлектроника» АО «НПФ «Микран», к.т.н.
Томск, ТУСУР, zaretskaya.an@micran.ru*

Одним из основных направлений развития технологии изготовления НЕМТ-транзисторов и улучшения параметров приборов является уменьшение длины затвора. Субмикронные Т-образные затворы при промышленном производстве GaAs pHEMT традиционно изготавливаются с использованием многослойных резистивных масок и электронно-лучевой литографии.

Термообработка резиста является одной из основных операций литографического процесса. Различают следующие виды термообработок: предэкспозиционная (prebake), послеэкспозиционная и после проявления фоторезистивной пленки (postbake) [1]. Непосредственное влияние на конечный размер окна в резистивной маске оказывает термообработка после проявления, предназначенная для повышения качества проявленного изображения. В идеальном случае postbake выполняется при температуре, при которой еще не наступает пластичное состояние. Скрытое течение материала проявленного позитивного резиста определяется его температурой стеклования T_g [2]. Расплыванию изображения препятствуют адгезионные силы на поверхности, поверхностное натяжение и внутренние напряжения в резисте [3]. Намеренное искажение проявленных изображений, обусловленное вязким течением (плавлением) полимера при обработке с температурами выше T_g , получило название термического оплавления резистов (reflow) [4].

Перспективным направлением в области оплавления резистов является создание затворов субмикронных размеров. Однако разработка подобных крупносерийных технологий требует значительных навыков и знаний, и в СВЧ-электронике такими техниками обладают толь-

ко предприятия – мировые лидеры. Проблемы, с которыми можно столкнуться при формировании оплавленного профиля, связаны с отсутствием уменьшения исходного размера топологии либо с его увеличением.

В данной работе исследовано влияние химической обработки поверхности диэлектрика на текучесть фоторезиста в результате термообработки проявленного изображения при различных температурах.

В эксперименте использовались три подложки полужолирующего *i*-GaAs диаметром 100 мм с нанесенным диэлектрическим слоем SiN толщиной 100 нм. После очистки пластин две из них химически обрабатывались перед нанесением фоторезистивной пленки путем погружения пластин в соответствующий раствор на 1 мин и последующей сушки азотом. Обработка первой пластины выполнялась в водном растворе аммиака ($\text{NH}_4\text{OH}:\text{H}_2\text{O}=1:9$), второй пластины – в водном растворе азотной кислоты ($\text{HNO}_3:\text{H}_2\text{O}=1:14$). Далее на все три пластины методом центрифугирования наносился позитивный фоторезист AZ1505 толщиной 0,6 мкм. После экспонирования пленок на установке контактной фотолитографии MJB-4 резисты проявлялись в смеси органических растворителей метилизобутилкетона и изопропилового спирта. Каждая пластина со сформированной фоторезистивной маской делилась на группы образцов, которые выдерживались на нагревательной плите Sawatec HP-401. Выбранная температура выдержки образцов варьировалась от 100 до 140 °C с шагом 10 °C, причем каждому образцу из группы соответствовала только одна температура выдержки. Время термообработки всех образцов выбиралось одинаковым и составляло 10 мин. Измерение линейных размеров до и после термообработки пластин осуществлялось с помощью сканирующей электронной микроскопии Raith 150^{two}.

Анализ результатов термообработки фоторезистивных масок на пластинах без предварительной химической обработки и с обработкой в растворе азотной кислоты показал, что обработка обеих пластин в заданном диапазоне температур не привела к пластичному затеканию фоторезиста в проявленное окно и изменения исходного размера окна в маске не произошло.

Термообработка изображения, полученного на пластине с предварительной химической обработкой в растворе аммиака, привела к изменению исходного размера, причем наиболее оптимальный и устойчивый результат был получен для образца с температурой оплавления 140 °C. Микроскопические фотографии сформированного рельефа (вид сверху), выполненные до и после термообработки данного образца, представлены на рис. 1.

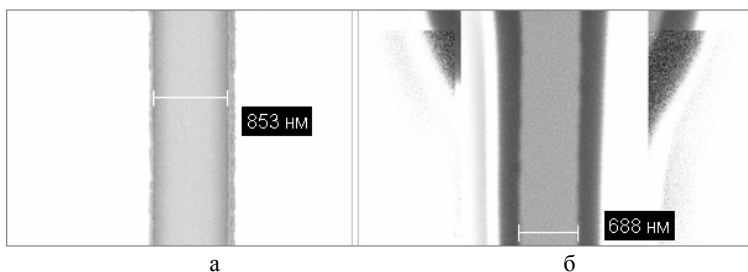


Рис. 1. Микроскопические фотографии окна в маске AZ1505 (вид сверху), изготовленной на пластине с предварительной химической обработкой в растворе аммиака: *а* – исходный размер окна; *б* – размер окна после оплавления при температуре 140 °С

Из рис. 1 видно, что уменьшение исходного размера окна после оплавления составило примерно 0,165 мкм.

В результате проведенной работы было исследовано суммарное влияние химической обработки поверхности SiN в различных растворах и термического воздействия на возможность уменьшения размера окна в фоторезистивной маске AZ1505. Химическая обработка поверхности SiN в водном растворе аммиака перед нанесением фоторезистивной пленки AZ1505 с последующей термообработкой проявленного изображения при температуре 140 °С в течении 10 мин, позволили уменьшить исходный размер окна в маске на 0,165 мкм.

Результаты данной работы могут быть использованы для изготовления изделий микроэлектроники.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Моро У.* Микролитография: ч. 2. – М.: Мир, 1990. – 632 с.
2. *Photolithography. Theory and Application of Photoresists, Etchants and Solvents* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.microchemicals.com/downloads/brochures.html> (дата обращения: 6.02.2017).
3. *Shiban Tiku, Dhrubes Biswas.* III-V Integrated Circuit Fabrication Technology / May 11, 2016 by Pan Stanford. – 550 p.
4. *0.15 Micron Gate 6-inch pHEMT Technology by Using I-Line Stepper* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://csmantech.org/OldSite/Digests/2009/2009%20Papers/12.4.pdf> (дата обращения: 15.01.2017).

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ МАРГАНЕЦ-ЦИНКОВЫХ ФЕРРИТОВ

В.В. Каранский, магистрант каф. ФЭ; Е.В. Саврук, доцент, к.т.н.

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

Томск, ТУСУР, karanskii_vitali@mail.ru

В настоящее время огромную значимость в промышленном приборостроении приобретает такая развивающаяся наука, как спинтроника [1]. Спинтроника – это область квантовой электроники, в которой для физического представления информации наряду с зарядом используется спин частиц, связанный у них с наличием собственного магнитного момента [2]. Большой интерес для спинтроники вызывают материалы, которые способны изменять свои электрические и магнитные свойства. К таким материалам можно отнести поликристаллические Mn-Zn-ферриты. Так как электрические и магнитные свойства в таких материалах в основном зависят от их микро- и наноструктуры, то одним из способов управления электрическими и магнитными свойствами является их поверхностная обработка [3, 4].

В работе Ю.В. Васильева рассматривается формирование слоев ферромагнитных материалов методом лазерного распыления в газовой среде. Было показано, что сформированные ферромагнитные слои в диапазоне температур 300–600 К обладают полупроводниковыми свойствами (p -типа проводимости) [5].

Целью настоящей работы является получение слоев с повышенной электропроводностью, которые в дальнейшем могут быть использованы для создания элементной базы спинтроники.

В качестве исследуемых образцов были выбраны поликристаллические ферриты, имеющие химический состав вида $Mn_xZn_{1-x}Fe_2O_3$. Молярная доля марганца составляла 40%, в связи с этим химический состав данного образца описывался формулой $Mn_{0,6}Zn_{0,4}Fe_2O_3$. Образцы были изготовлены в качестве прямоугольных пластин толщиной 5 мм и размером 15×65 мм. Параметры обработки приведены в работе [6]. Перед исследованием образцы полировались и травились в соляной кислоте в течение 30 мин. На рис. 1 представлена структура протравленного образца, полученная с помощью сканирующего микроскопа Hitachi TM-1000. Зернистость структуры обусловлена тем, что образец был изготовлен методом термического спекания.

На рис. 2 представлена температурная зависимость концентрации донорных центров Mn-Zn-феррита до (1) и после (2) электронного воздействия.

Рис. 1. Фотография микроструктуры поверхности протравленного образца

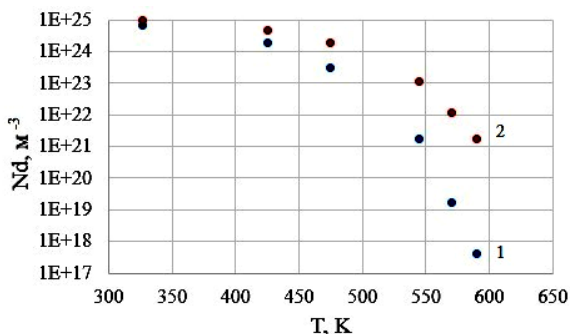
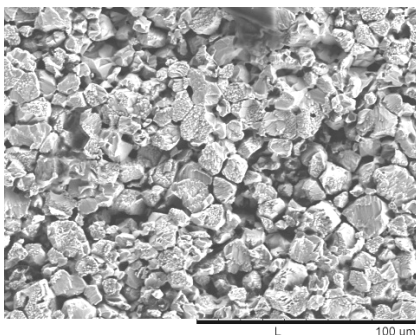
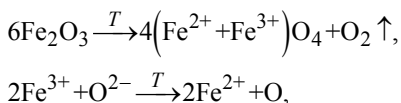


Рис. 2. Температурная зависимость концентрации донорных центров Mn-Zn-феррита: 1 – до обработки электронным лучом; 2 – после обработки

Из рис. 2 видно, что концентрация донорных центров после обработки электронным лучом Mn-Zn-феррита увеличивается, это связано с тем, что наблюдается восстановление Fe^{+3} до Fe^{+2} . Процесс восстановления Fe^{+3} до Fe^{+2} можно описать следующей химической реакцией:



из которой видно, что происходит восстановление ионов железа и окисление кислорода. Такой переход может быть связан с тем, что любая химическая система стремится к окислительно-восстановительному равновесию.

На рис. 3 представлена температурная зависимость электропроводности Mn-Zn-феррита.

Из рис. 3 видно, что электропроводность Mn-Zn-феррита после обработки электронным пучком увеличивается, это связано с тем, что

увеличивается количество двухвалентных ионов Fe^{+2} в тетраэдрических позициях.

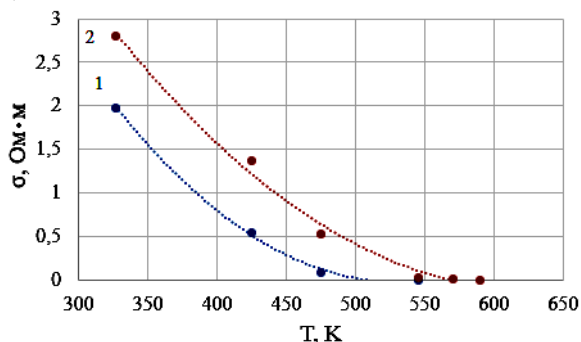


Рис. 3. Температурная зависимость электропроводности Mn-Zn-феррита: 1 – до обработки электронным лучом; 2 – после обработки

Установлено, что в процессе обработки низкоэнергетическими электронами поверхности Mn-Zn-феррита наблюдается восстановление Fe^{3+} до Fe^{2+} и частичный переход Fe^{2+} в тетраэдрические позиции. Это приводит к увеличению электропроводности.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Сергеев М.С.* Спинтроника – технология будущего // Вестник ВолГУ. Сер. 9. – 2012. – № 10. – С. 220–223.
2. *Ферт А.* Происхождение, развитие и перспективы спинтроники // Успехи физических наук. – 2007. – Т-178, №12. – С. 1336–1348.
3. *Саврук Е.В., Смирнов С.В.* Исследование структуры алюмооксидной керамики после электронной и лазерной обработки // Заводская лаборатория. Диагностика материалов. – 2011. – Т. 77, № 6. – С. 32–35.
4. *Саврук Е.В., Смирнов С.В.* Формирование светорассеивающего микро-рельефа на поверхности керамических подложек из Al_2O_3 // Нано- и микро-системная техника. – 2013. – № 11. – С. 33–34.
5. *Васильева Ю.В., Звонков Б.Н., Данилов Ю.А., Дроздов Ю.Н.* Материалы нано-, микро-, оптоэлектроники. Физические свойства и применение // Сб. тр. Второй межрегион. науч. шк. для студентов и аспирантов, 2003. – 100 с.
6. *Саврук Е.В., Смирнов С.В., Климов А.С.* Модификация поверхности Mn-Zn-феррита пучком низкоэнергетических электронов // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2012. – Т. 2, № 2 (26). – С. 172–174.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ИСТОЧНИКОВ СВЕТА

К.В. Короткова, А.Е. Целовальникова, студентки каф. ФЭ

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

Томск, ТУСУР, klavdiya_95k@mail.ru

*Проект ГПО ФЭ-1203 «Спектральные методы анализа тонких
диэлектрических пленок»*

Полупроводниковый источник света – оптический прибор, преобразующий электрическую энергию в излучение, близкое по спектральному составу к белому свету. Кристалл на основе гетероструктуры GaInN генерирует монохроматическое излучение длиной волны 450–460 нм, которое с помощью люминофора частично преобразуется в немонахроматическое излучение красно-желтой области спектра. Смесь потоков излучения кристалла и люминофора позволяет получить белый свет с коррелированной цветовой температурой от 3000 до 6000 К. Величина этой температуры определяется соотношением интенсивностей излучения в синей и красно-желтой областях спектра.

Качество полупроводниковых источников света определяется их цветопередачей, которая зависит от цветовой температуры. Принято считать, что цветовая температура является величиной постоянной и не зависящей от тока или температуры окружающей среды. Тем не менее установлено, что при повышении температуры источника света спектр излучения заметно изменяется [1]. Показатель цветовой температуры имеет первостепенное значение при выборе осветительной техники. Его значение оказывает определенное влияние на самочувствие человека в помещении, освещаемом полупроводниковым источником света. Каждый из оттенков светового луча человеческий глаз воспринимает неодинаково, так, даже разница в 500 К становится заметной.

Целью данной работы являлось исследование температурных зависимостей такого важного параметра источников света, как цветовая температура, а также интенсивности и светового потока. В работе были исследованы полупроводниковые источники света КИПД154А92 производства АО НИИПП (Томск). Измерения цветовой температуры и интенсивности проводились с помощью высокочувствительного оптоволоконного спектрометра AvaSpec-2048 в диапазоне температур от комнатной до +100 °С.

Как следует из зависимостей рис. 1, при повышении температуры корпуса источника света до 90 °С наблюдается увеличение цвето-

вой температуры с 3350 до 3595 К, т.е. на 45 К. Это увеличение в большей мере проявляется для источников «холодного света» с 4650 до 4750 К (на 100 К), чем для источников «теплого света», что связано с различиями в составах люминофорных покрытий.

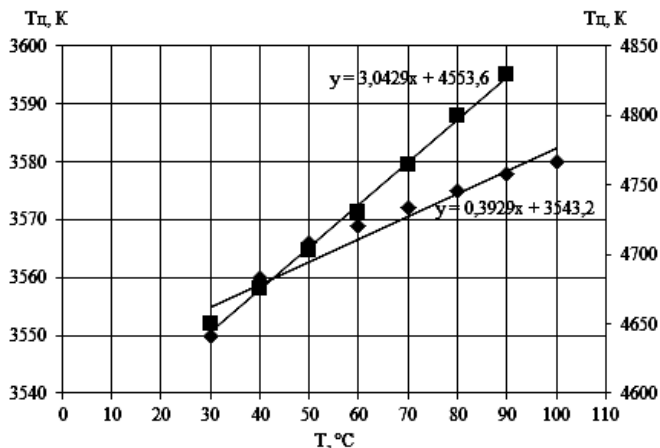


Рис. 1. Зависимость цветовой температуры полупроводниковых источников света КИПД154А92 от температуры T – «теплого света», левая шкала; X – «холодного света», правая шкала

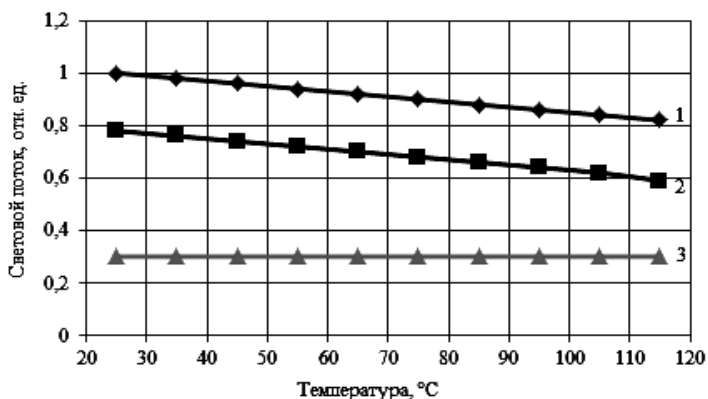


Рис. 2. Зависимость светового потока источника света от температуры: 1 – суммарный световой поток; 2 – световой поток в диапазоне длин волн от 420 до 480 нм; 3 – световой поток в диапазоне длин волн от 500 до 800 нм

На рис. 2 представлены результаты измерений светового потока полупроводниковых источников света КИПД154А92, из которых сле-

дует, что при нагреве наблюдается снижение суммарного светового потока источника. При этом световой поток излучения кристалла в диапазоне 420–480 нм практически не изменяется. Увеличение цветовой температуры связано с изменением соотношения световых потоков в синем и красно-желтом диапазоне длин волн, что связано с уменьшением квантовой эффективности полупроводникового материала и люминофорного покрытия, обусловленного повышенной температурой [2].

В результате проведенных исследований установлено, что цветовая температура полупроводниковых источников света имеет сильную зависимость от температуры корпуса полупроводникового источника света. Увеличение цветовой температуры связано с изменением соотношения световых потоков в синем и красно-желтом диапазоне длин волн, что в первую очередь связано с уменьшением с ростом температуры квантовой эффективности люминофорного покрытия.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Дохтуров В.В.* Контроль теплового режима кристаллов в светодиодных лампах / В.В. Дохтуров, С.В. Смирнов // Полупроводниковая светотехника. – 2012. – Т. 5, № 19. – С. 94–95.
2. *Гончарова Ю.С.* Спектральный метод бесконтактного измерения температуры кристаллов полупроводниковых источников света / Ю.С. Гончарова, М.А. Романова, С.В. Смирнов // Доклады ТУСУРа. – 2015. – № 2(36). – С. 38–40.

ВЛИЯНИЕ РЕЖИМОВ ВОЗДЕЙСТВИЯ ОСТРОСФОКУСИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОННОГО ПУЧКА НА ГЛУБИНУ ПРОПЛАВЛЕНИЯ КВАРЦЕВОГО СТЕКЛА

А.А. Зенин, доцент каф. физики, к.т.н.;

А.Н. Николаенко, магистрант каф. ЭП;

А.С. Климов, с.н.с. каф. физики, к.т.н.

Томск, ТУСУР, zenin1988@gmail.com

Представлены результаты экспериментов, направленных на исследование влияния параметров остросфокусированного электронного пучка, генерируемого форвакуумным плазменным источником электронов, на глубину проплавления в кварцевом стекле. Показано, что изменение ускоряющего напряжения, а следовательно, и мощность, ведет к значительному увеличению глубины проплава.

В настоящее время развитие новых конструкционных материалов и технологий их получения требует усовершенствования существующих и создание новых инструментов обработки. Большой интерес

при этом уделяется источникам передачи энергии, позволяющим осуществлять локальный нагрев обрабатываемой поверхности с целью плавки, резки, размерной обработки и модификации. Одним из таких источников локального нагрева является электронный пучок. Источники электронов с узким пучком имеют различное применение в вакуумных технологиях и приборах вакуумной техники [1]. Переход от высокого вакуума к форвакуумному диапазону давлений (10–100 Па) в значительной степени расширяет диапазон возможностей электронно-лучевой обработки. Применение форвакуумных плазменных источников позволяет проводить электронно-лучевую обработку диэлектрических материалов [3]. Особое значение для целого ряда техники имеет класс материалов, получаемых на основе кварцевого стекла. Главными свойствами, которыми обладает кварцевое стекло, являются минимальный показатель преломления, отличная термическая стойкость, хорошие диэлектрические свойства. Особенностью кварцевого стекла являются его высокая температура плавления и низкая трещиностойкость при его механической обработке. Микротрещины, образующиеся при механической обработке, при дальнейшем нагреве изделия могут привести к образованию трещины. Огненные методы обработки позволяют избежать микротрещин, но при этом с их помощью практически невозможно получить в кварцевом стекле отверстия сложной геометрической формы. Альтернативой традиционным методам резки и размерной обработки кварцевого стекла может послужить остросфокусированный электронный пучок.

Методика проведения эксперимента. Эксперименты проводились с применением плазменного источника электронов на основе тлеющего разряда с полым катодом, способным функционировать в форвакуумном диапазоне давлений (10–100 Па). Схема экспериментальной установки приведена на рис. 1. Более подробно принцип работы источника описан в работах [2, 3].

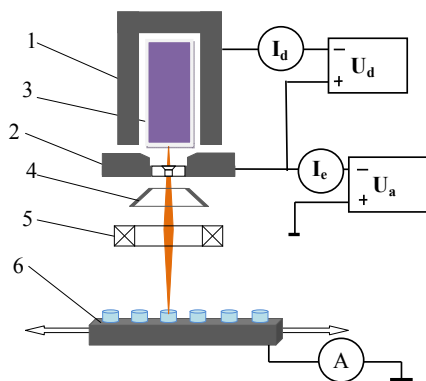


Рис. 1. Схема эксперимента:
1 – полый катод; 2 – анод;
3 – плазма; 4 – ускоряющий электрод; 5 – отклоняющая система;
6 – каретка с образцами

В эксперименте использовались кварцевые стержни длиной 30 мм и диаметром 10 мм. Кварцевые стержни устанавливались в подвижную каретку, которая перемещалась перпендикулярно пучку электронов. Каждый образец находился под электронным пучком 30 с, затем каретка пододвигала следующий образец, и процесс воздействия повторялся. В экспериментах в качестве рабочего газа использовался гелий, давление газа составляло 30 Па. Ток пучка во всех экспериментах оставался постоянным и равным 5 мА. Диаметр пучка устанавливался минимально возможным (~ 1 мм).

Результаты работы и их обсуждение. Экспериментальные зависимости глубины проплава от ускоряющего напряжения представлены на рис. 2.

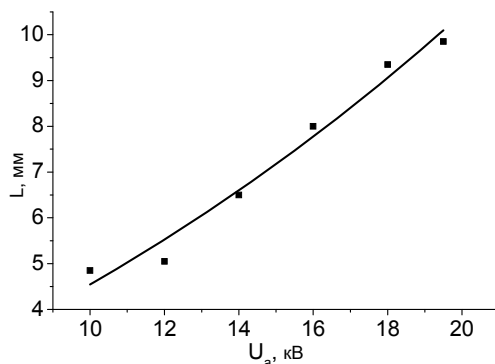


Рис. 2. График зависимости глубины проплавки от ускоряющего напряжения

Как и ожидалось, зависимость глубины проплава от ускоряющего напряжения имеет монотонный рост. Это объяснимо тем, что при увеличении ускоряющего напряжения увеличивается и плотность мощности электронного пучка, приходящегося на обрабатываемую поверхность. Так как кварцевое стекло имеет низкую теплопроводность, то наблюдается активное испарение из ванны расплава. Справедливость такого предположения подтверждается наличием в остаточной атмосфере монооксида и диоксида кварца, как это было показано ранее в работе [4].

По результатам проделанной работы можно сказать, что электронно-лучевое воздействие на кварц узкосфокусированным пучком электронов в течение 30 с приводит к проплаву его на глубину от 5 до 10 мм в зависимости от ускоряющего напряжения.

Работа поддержана грантом РФФИ 16-38-60032 мол_а_дк.

ЛИТЕРАТУРА

1. Назренко О.К. Электронно-лучевая сварка / О.К. Назренко, Е.И. Истомин, В.Е. Лопшин. – Харьков: Глобус, 1985. – 125 с.
2. Бурдовицин В.А. О возможности электронно-лучевой обработки диэлектриков плазменным источником электронов в форвакуумной области давлений / В.А. Бурдовицин, А.С. Климов, Е.М. Окс // Письма в ЖТФ. – 2009. – Т. 35, вып. 11. – С. 61–66.
3. Казаков А.В. Электронно-лучевой синтез диоксидциркониевой керамики / А.В. Казаков, А.С. Климов, А.А. Зенин // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2012. – № 2(26), ч. 2. – С. 186–189.
4. Зенин А.А. Состав газовой атмосферы при электронно-лучевой обработке кварцевого стекла в форвакуумном диапазоне давлений // Известия вузов. Физика. – 2016. – Т. 59, № 9/2. – С. 212–215.

ИССЛЕДОВАНИЕ СВОЙСТВ ПОРИСТОГО ДИОКСИДА КРЕМНИЯ

В.А. Опарин, студент каф. ФЭ

*Научный руководитель Ю.В. Сахаров, доцент каф. ФЭ, к.т.н.
Томск, ТУСУР, Aiwa.buk@yandex.ru*

В настоящее время большие перспективы имеют low-k диэлектрики, имеющие диэлектрическую проницаемость меньше 2 и используемые в качестве межслойной изоляции в интегральных схемах (ИМС). Их использование позволяет увеличить быстродействие и степень интеграции ИМС, а также снизить диэлектрические потери. Основной проблемой использования low-k диэлектриков в ИМС является сложная технология их получения, а также невозможность ее встраивания в существующие технологии их производства. Отличительной особенностью рассмотренной технологии является применение нового подхода формирования пористых диэлектриков с возможностью встраивания его в существующие технологии производства ИМС, а также любых приборов микро- и нанoeлектроники [1, 2].

Технология получения образцов и измерений. Исследования электрофизических свойств проводились на тонкопленочных конденсаторных МДМ-структурах: $\text{Al-SiO}_2\text{-Al}$ и $\text{Al-SiO}_2\text{+C-Al}$. В качестве диэлектрика использовались пленки SiO_2 и $\text{SiO}_2\text{+C}$ с различным содержанием углерода на составной мишени, полученные методом магнетронного распыления в атмосфере кислорода, толщина которых составляла около 130 нм. Составная мишень представляет собой кремневый диск с размещенными на нем графитовыми дисками. От площади графитовых дисков (Sc) зависит количество внедряемого углерода в состав слоя в диэлектрике (рис. 1).

В качестве электродов для получения МДМ-структуры использовались пленки Al, нанесенные методом термического испарения в вакуумной камере толщиной 100 нм. Толщина пленки Al при измерениях составила 100 нм.

Электрические характеристики измерялись с помощью измерителя иммитанса Е7-20, электрометра В7-Э42, цифрового RLC-метр Protek 9216A. Толщину полученных пленок измеряли при помощи спектрального эллипсометрического комплекса «Эллипс 1891 САГ». Поверхность пленок исследовалась с помощью сканирующего электронного микроскопа HITACHI TM-1000 с микроанализатором Bruker Quantax 50 EDX, позволяющим проводить микроанализ. Структура пленки исследовалась с помощью ИК-Фурье-спектрометра Infracum FT-801.

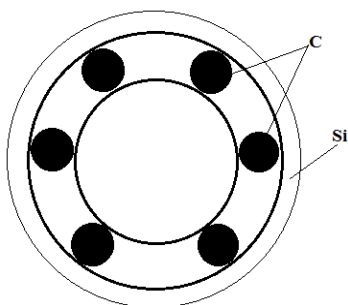


Рис. 1. Схематическое изображение кремневой мишени с графитовыми дисками

Результаты эксперимента. Исследование электрофизических свойств тонкопленочных конденсаторных МДМ-структур показало нелинейную зависимость диэлектрической проницаемости (ϵ) и тангенса угла диэлектрических потерь ($\text{tg}\delta$) с увеличением процентного содержания углерода на кремневой мишени.

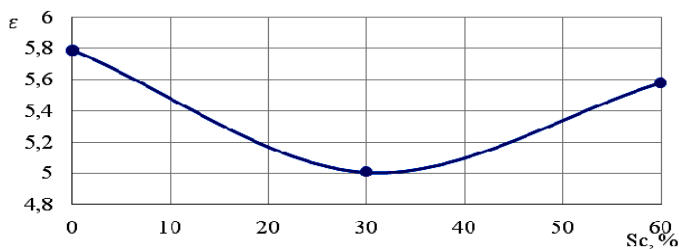


Рис. 2. Зависимость диэлектрической проницаемости пленки SiO_2+C от процентного содержания углерода на мишени

Диэлектрическая проницаемость пленок и тангенс угла диэлектрических потерь сначала испытывают монотонный спад от $\epsilon = 5,79$ до значения $\epsilon = 5,01$ при $Sc = 30\%$ с последующим участком роста до значения $\epsilon = 5,58$ при $Sc = 60\%$. При этом тангенс угла диэлектрических потерь также монотонно уменьшался от $\text{tg}\delta = 0,02$ до $\text{tg}\delta = 0,009$ при $Sc = 30\%$ с последующим участком роста до значения $\text{tg}\delta = 0,022$

при $Sc = 60\%$ (рис. 2, 3). Опираясь на работы [1–3], был сделан вывод, что снижение тангенса угла диэлектрических потерь вызвано присутствием пор, которые образуются в результате химического воздействия углерода с Si-O.

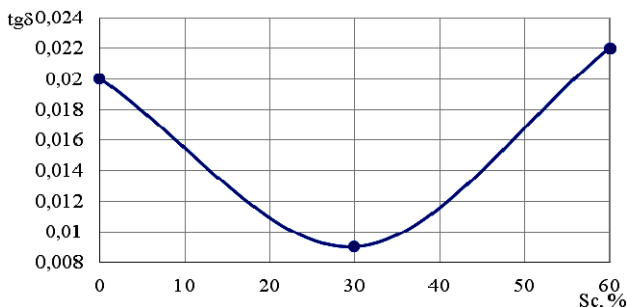


Рис. 3. Зависимость тангенса угла диэлектрических потерь пленки SiO_2+C от процентного содержания углерода на мишени

Вывод. В результате приведенных исследований тонкопленочных конденсаторных МДМ-структур, модифицированных углеродом разной степени, методом магнетронного распыления в вакууме возможно получение пленок с наиболее выгодными электрофизическими свойствами. Анализ полученных результатов позволяет сделать следующий вывод:

- Наилучший тангенс угла диэлектрических потерь наблюдался, когда площадь графитовых дисков занимает 30% распыляемой мишени, однако при таком соотношении площадей наблюдалось наихудшее значение диэлектрической проницаемости.

- При дальнейшем увеличении внедряемого углерода в распыляемую мишень диэлектрическая проницаемость возрастает, при этом тангенс угла диэлектрических потерь понижается.

Предположительно при увеличении площади графитовых дисков ($Sc > 30\%$) на распыляемой мишени углерод начинает взаимодействовать с атомами кислорода активнее кремния, в результате чего образуется недоокисленный кремний, следовательно, возрастает диэлектрическая проницаемость. Этим же явлением можно объяснить и снижение тангенса угла диэлектрических потерь.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сахаров Ю.В. Электрофизические свойства пленок диоксида кремния, модифицированных углеродом / Ю.В. Сахаров, И.О. Берков, Л.В. Щербинина, В.С. Смирнов // Матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. – Томск: В-Спектр, 2014. – Ч. 2. – С. 115–117.

2. Сахаров Ю.В. Влияние примеси углерода на формовку и электрофизические параметры МДМ-структур: дис. ... канд. техн. наук. – Томск, 2006. – 150 с.

3. Троян П.Е. Исследование свойств пленок пористого диоксида кремния нанометровой толщины / П.Е. Троян, Ю.В. Сахаров, С.П. Усов // Доклады Том. гос. ун-та систем и управления и радиоэлектроники. – 2010. – №1 (21), ч. 2. – С. 118–122.

О ВЛИЯНИИ НАГРЕВА ПОДЛОЖКИ НА ПАРАМЕТРЫ КЕРАМИЧЕСКИХ ПОКРЫТИЙ, ПОЛУЧАЕМЫХ ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВЫМ ИСПАРЕНИЕМ КЕРАМИКИ В ФОРВАКУУМЕ

С. Останин, студент, каф. ФЭ;

*А.С. Климов, к.т.н., с.н.с.; А.А. Зенин, к.т.н., доцент каф. физики
Томск, TVCVP, super_gaara@mail.ru*

Среди известных источников нагрева электронный пучок является наиболее эффективным, поскольку позволяет получать источник нагрева с плотностью мощности до $5 \cdot 10^8$ Вт/см² [1]. К тому же в отличие от других типов нагрева электронный пучок способен прогревать лишь тонкий приповерхностный слой, откуда собственно и происходит испарение материала, и это еще одно преимущество электронного пучка. Испарение металлических материалов, как правило, не вызывает значительных трудностей, в то же время электронно-лучевая обработка диэлектриков имеет свои особенности, связанные в первую очередь с необходимостью нейтрализации заряда приносимого электронами пучка на облучаемую непроводящую поверхность [2]. Использование форвакуумных плазменных электронных источников позволяет обрабатывать диэлектрики, в частности – керамические материалы [3]. Компенсация отрицательного поверхностного заряда при этом происходит как за счет потока ионов из пучковой плазмы, так и за счет потока из плазмы несамостоятельного разряда, возникающего между облучаемой мишенью и заземленными стенками вакуумной камеры [4]. Возможность непосредственной электронно-лучевой обработки диэлектрических материалов является ключевой особенностью форвакуумных плазменных электронных источников, а применительно к испарению диэлектриков возможна реализация и бестигельного испарения.

Цель настоящей работы заключалась в исследовании зависимости параметров напыляемого покрытия от температуры подложки.

Методика проведения эксперимента. Для исследования влияния температуры подложки на параметры формируемого покрытия использовалась электронно-лучевая установка ЭЛУ-1А, оснащенная двумя идентичными форвакуумными плазменными электронными источниками на основе разряда с полым катодом цилиндрической формы (рис. 1). Электронный источник 1 формировал узкосфокусированный электронный пучок 2 и служил для испарения керамической мишени 3, в качестве которой использовался диск из алюмооксидной керамики ВК94-1. Электронный источник 4 формировал расфокусированный электронный пучок 5 и служил для нагрева подложки 6 до заданной температуры. Рабочее давление в вакуумной камере составляло 10 Па и поддерживалось напуском газа непосредственно в камеру. Измерение температуры подложки осуществлялось со стороны не подверженного электронно-лучевому облучению термопарного преобразователя из хромель-копеля. Тепловой контакт обеспечивался за счет плотного прилегания спая к тыльной стороне подложки. Сигнал с термопары измерялся цифровым вольтметром. В эксперименте подложка, представляющая собой пластинку титана толщиной 2 мм и размерами $15 \times 15 \text{ мм}^2$, располагалась на расстоянии 8 см от испаряемой мишени, что позволяло значительно снизить влияние высокой температуры мишени на нагрев подложки.

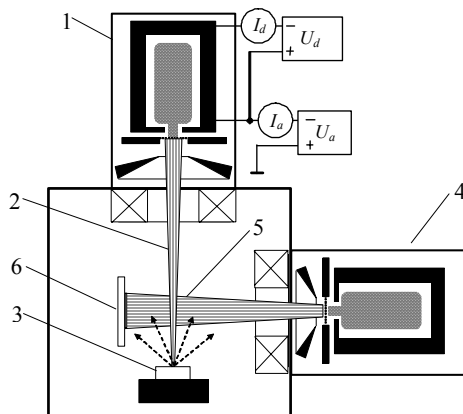


Рис. 1. Схема эксперимента: 1 – плазменный электронный источник-1; 2 – остросфокусированный электронный пучок; 3 – испаряемая мишень; 4 – плазменный электронный источник-2, 5 – расфокусированный электронный пучок; 6 – подложка

Температура прогрева подложки изменялась от 300 до 700° с шагом 100 °С.

Результаты работы и их анализ. Экспериментальные исследования показали, что в зависимости от температуры подложки изменяется как толщина покрытия, так и его элементный состав. При этом, начиная с температуры порядка 500 °С, наблюдается рост содержания

алюминия, в то время как содержание кислорода остается практически одинаковым во всем диапазоне температур (рис. 2).

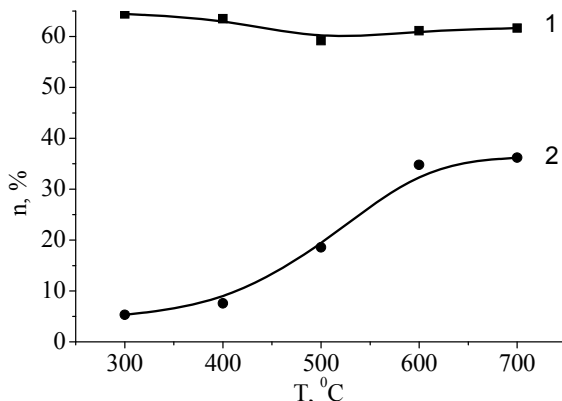


Рис. 2. Процентное содержание кислорода – 1 и алюминия – 2 в покрытии в зависимости от температуры подложки

Такая ситуация может быть связана с улучшением условий образования зародышей на начальном этапе пленки и как следствие формированием более толстого покрытия, состав которого более близок к составу испаряемого материала.

Закключение. Нагрев подложки при электронно-лучевом нанесении покрытий в форвакуумной области давлений способствует росту толщины формируемого покрытия, а также формированию покрытия составом, близким к составу испаряемого керамического материала.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рыкалин Н.Н. Основы электронно-лучевой обработки материалов. – М.: Машиностроение, 1978. – 239 с.
2. Филачев А.М. Проблемы электронно-лучевой обработки диэлектриков / А.М. Филачев, Б.И. Фукс // Прикладная физика. – 1996. – № 3. – С. 39–46.
3. Burdovitsin V.A. Electron beam treatment of non-conducting materials by a fore-pump-pressure plasma-cathode electron beam source / V.A. Burdovitsin, A.S. Klimov, A.V. Medovnik, E.M. Oks // Plasma Sources Sci. Technol. – 2010. – № 19. – Р. 055003.
4. Бурдовицин В.А. Модификация поверхности керамики импульсным электронным пучком, генерируемым форвакуумным плазменным источником / В.А. Бурдовицин, Е.М. Окс, Е.В. Скробов, Ю.Г. Юшков // Перспективные материалы. – 2011. – №6. – С. 1–6.

ИЗУЧЕНИЕ ПОДХОДОВ К ПОСТРОЕНИЮ ПОВЕДЕНЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА

А.А. Попов, Д.В. Билевич, Т.Ю. Сидорюк, студенты;

А.С. Сальников, доцент каф. ФЭ, к.т.н.

Любой технологический процесс в полупроводниковом производстве характеризуется значительной сложностью. Для качественно-го осуществления технологических операций требуется строгий контроль факторов, число которых измеряется десятками. Для решения данной проблемы были разработаны методы виртуальной метрологии (Virtual Metrology), позволяющие предсказывать результаты проведения технологической операции на основе данных, получаемых при контроле технологического процесса (параметры технологического режима, данные с датчиков установки) [1].

Линейный регрессионный анализ – это статистический метод, позволяющий установить и исследовать связь между двумя и более переменными при условии, что функция зависимости является линейной. Целью регрессионного анализа является построение поведенческой модели, которая предсказывает взаимосвязь между контролируруемыми входными факторами (входными данными) и заданным откликом (наблюдаемым значением).

Для построения моделей процессов, которые являются нелинейными по отношению к входным параметрам, требуются более сложные методы. Одним из таких методов является искусственная нейронная сеть. Возможности обучения, а также высокая адаптивность и робастность искусственных нейронных сетей позволяют применять их для решения сложных задач, где другие традиционные математические методы не дают желаемых результатов. Нейронные сети способны устанавливать сложные соответствия между зашумленными и/или нелинейными данными, определяя взаимосвязи между различными наборами входных и выходных данных. Искусственная нейронная сеть представляет собой сеть соединённых между собой нейронов. Выходные данные такой сети являются взвешенными нелинейными преобразованиями входных данных.

Для получения экспериментальных данных, на основе которых строится поведенческая модель, была построена физико-технологическая модель процесса плазмохимического травления глубоких тренчей в кремниевой подложке. Данный подход позволяет существенно сократить время построения модели, поскольку в данном случае экспериментальные данные не содержат выбросов, а также отсутствует необходимость уменьшать размерность задачи. В качестве

входных переменных процесса было выбрано 5 параметров, наиболее значительно влияющих на профиль травления. В ходе проведения эксперимента изменялись значения входных параметров и измерялась глубина тренча. На рис. 1 представлены профили травления при различных режимах плазмохимического травления.

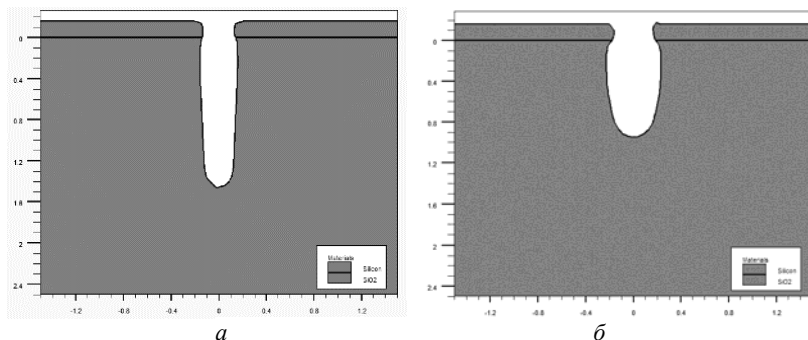


Рис. 1. Профиль травления тренча при давлении в камере:
 a – 62 мТорр; b – 145 мТорр

После проведения 200 экспериментов была составлена матрица X входных параметров и матрица Y , содержащая соответствующие значения глубины тренча. Матрицы значений X и Y были разделены на два набора – обучающий и тестовый, каждый из которых состоит из 100 наблюдений.

При построении линейной регрессионной модели использовался подход, описанный в [2]. Для обучающего набора были рассчитаны коэффициенты регрессии. Для построения нелинейной модели было произведено обучение искусственной нейронной сети по методу обратного распространения ошибки [3]. Для того чтобы порядок входных величин не влиял на адекватность модели, было применено центрирование и шкалирование данных. Проверка адекватности модели производилась по двум наборам: 30% обучающего набора и 100% тестового набора. Прямая, проходящая через начало координат, соответствует точному совпадению предсказанного и измеренного значения. По отклонению точки от данной прямой можно судить о величине ошибки, т.е. об отклонении предсказанного значения от действительного. На рис. 2 представлены графики, характеризующие адекватность построенных моделей.

Оценка среднеквадратичной ошибки для построенных моделей составила 2,89 и 2,97% для линейной регрессии и нейронной сети соответственно. Сравнение оценок среднеквадратичной ошибки для

полученных моделей свидетельствует о том, что обе модели обладают высокой обобщающей способностью, т.е. с высокой вероятностью предсказывают результат проведения технологического процесса при известных входных параметрах.

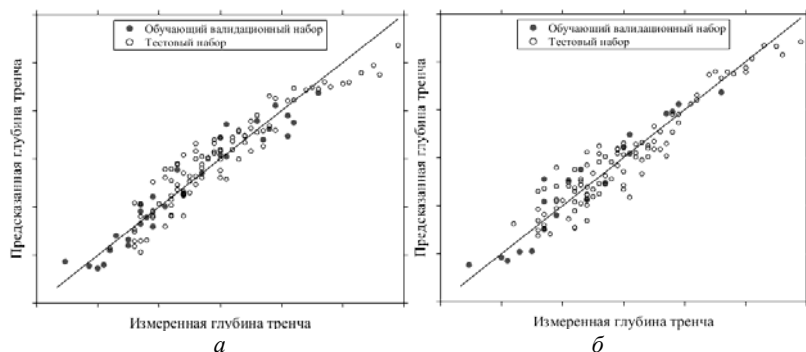


Рис. 2. Графики, характеризующие адекватность моделей:
а – на основе линейной регрессии; б – на основе нейронной сети

Заключение. Результаты исследования показали возможность применения методов машинного обучения для построения моделей технологических процессов. Построенные модели на основе линейной регрессии и искусственной нейронной сети обладают высокой обобщающей способностью, поскольку способны предсказывать результат проведения технологического процесса плазмохимического травления на основе параметров, используемых при проведении данного процесса, с высокой точностью. Дальнейшие исследования будут направлены на изучение новых математических методов построения моделей, а также на апробацию использованных методов на реальных экспериментальных данных.

ЛИТЕРАТУРА

1. Jérôme Besnard, Dietmar Gleispach, Hervé Gris, Ariane Ferreira, Agnès Roussy, Christelle Kernaflen, Günter Hayderer. Virtual Metrology Modeling for CVD Film Thickness // International Journal of Control Science and Engineering. – 2012. – Vol. 2(3). – PP. 26–33.
2. May Gary S. Fundamentals of semiconductor manufacturing and process control / Gary S. May, J. Costas. – Spanos: Willey-Interscience, 2006. – 463 p.
3. Хайкин С. Нейронные сети: полный курс / пер. с англ. – 2-е изд., испр. – М.: Изд. дом «Вильямс», 2006. – 1104 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ДИОКСИДА ТИТАНА, МОДИФИЦИРОВАННОГО УГЛЕРОДОМ

О.В. Почтарь, студент

Научный руководитель Ю.В. Сахаров, доцент, к.т.н.

Томск, ТУСУР, каф. ФЭ, oleg_p20@mail.ru

В данной статье продолжены исследования влияния примеси углерода на электрофизические свойства диоксида титана [1]. Были получены и проанализированы результаты при различном соотношении Ti:C на составной мишени.

В настоящее время установлено, что при магнетронном распылении составной мишени Si:C у диэлектрика наблюдается снижение тангенса угла диэлектрических потерь. Такое явление позволяет значительно улучшить электрофизические свойства диэлектрика.

Целью данного эксперимента является исследование зависимости электрофизических свойств диоксида титана от процентного соотношения Ti:C на составной мишени.

Методика эксперимента. Исследования проводились на основе МДМ-структуры AL-TiO₂-AL. Алюминий, выступающий в роли обкладок конденсатора, наносился методом термического испарения в вакууме. Толщина обкладок составляла около 100 нм.

Диэлектрик наносился в кислородосодержащей атмосфере при давлении в камере $5 \cdot 10^{-3}$ мм рт. ст. Модификация пленки диэлектрика производилась методом магнетронного распыления составной мишени, состоявшей из титановой мишени и графитовых дисков (рис. 1). Количество углерода, вводимого в пленку TiO₂, контролировалось путем изменения площади занимаемой графитовыми дисками на составной мишени – S_c . Полученные МДМ-структуры имели размер (1×1) мм при толщине диэлектрика примерно 130 нм [2].

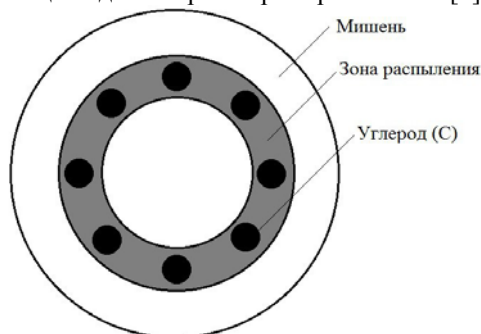


Рис. 1. Схематичное изображение составной мишени

Измерение электрофизических параметров МДМ-структур производилось с помощью измерителя иммитанса Е7-20.

Анализ результатов. В результате исследования полученных МДМ-структур было замечено, что с увеличением процентного содержания углерода на составной мишени происходит нелинейное, монотонное уменьшение тангенса угла диэлектрических потерь и диэлектрической проницаемости. Наименьший тангенс угла диэлектрических потерь наблюдался при $S_c = 70\%$, однако диэлектрическая проницаемость при этом была наименьшей (рис. 2, 3).

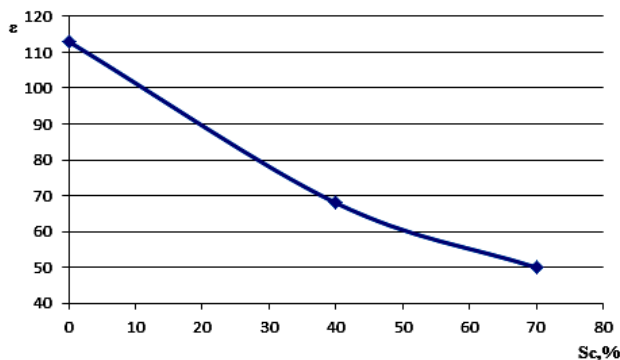


Рис. 2. Зависимость диэлектрической проницаемости пленки TiO_2 в зависимости от S_c

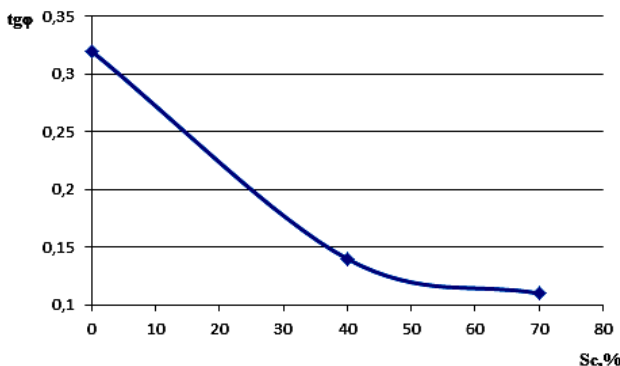


Рис. 3. Зависимость тангенса угла диэлектрических потерь пленки TiO_2 в зависимости от S_c

Обсуждение результатов. Снижение диэлектрической проницаемости в полученных МДМ-структурах может быть вызвано присутствием большого числа пор. С увеличением процентного содержа-

ния углерода на составной мишени их количество увеличивается. Наиболее вероятной причиной формирования пор, является протекание химических реакций углерода с кислородом, на стадии формирования диэлектрической пленки, приводящих к образованию газовых включений и сквозных пор. По этой же причине происходит и уменьшение тангенса угла диэлектрических потерь. Аналогичные гипотезы были высказаны в экспериментах по изучению способов получения пористого диоксида кремния [3].

ЛИТЕРАТУРА

1. Почтарь О.В. Исследование свойств диоксида титана, модифицированного углеродом. / О.В. Почтарь, Н.А. Шелестов // Интернет-конференция участников ГПО ТУСУРа. – 2016. – 2 с.
2. Троян П.Е., Сахаров Ю.В. Электрическая формовка тонкопленочных структур металл–диэлектрик–металл в сильных электрических полях. – Томск: Изд-во ТУСУРа, 2013. – 247 с.
3. Пат. 2 439 743 РФ. Способ получения пористого диоксида кремния РФ / П.Е. Троян, Ю.В. Сахаров, С.П. Усов (РФ). № 2 010 118 778 / 28; заявл. 11.05.2010; опубл. 10.01.2012. Бюл. № 1.

ПОСТРОЕНИЕ МОДЕЛИ КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ НА КРЕМНИЕВОЙ ПОДЛОЖКЕ

*Т.Ю. Сидорюк, А.А. Попов, Д.В. Билевич, студенты;
А.С. Сальников, доцент, к.т.н.*

Томск, ТУСУР, каф. ФЭ, skysidtim@gmail.com

Катушка индуктивности в интегральном исполнении является наиболее сложным пассивным элементом для моделирования (рис. 1). В зарубежных статьях приводятся некоторые алгоритмы для их построения [1–3]. В общем случае проводится экстракция параметров из эквивалентной схемы через Y - и Z -параметры. При этом иногда возникают несоответствия модели измеренным данным и необходимо использовать оптимизацию параметров. Некоторые крупные разработчики программ для моделирования интегральных схем поставляют готовые алгоритмы и их описание. В качестве примера упомянем пакет Model Builder Program компании Keysight Technologies [4]. На основе различных литературных данных был составлен алгоритм моделирования катушки индуктивности и реализован в системе «Matlab».

Упрощенная схема работы алгоритма представлена на рис. 2. Вначале загружаются S -параметры моделируемой катушки индуктивности. Затем идёт разбиение частотного диапазона на три части: низкие, средние и высокие частоты. Чтобы точнее определить параметры

ЭС, необходимо определять их значения в том частотном диапазоне, где их влияние наиболее выражено. Расчёт значений для диапазона низких и средних частот идёт независимо друг от друга. Они являются приближением, которое используется для расчёта значений при высоких частотах.

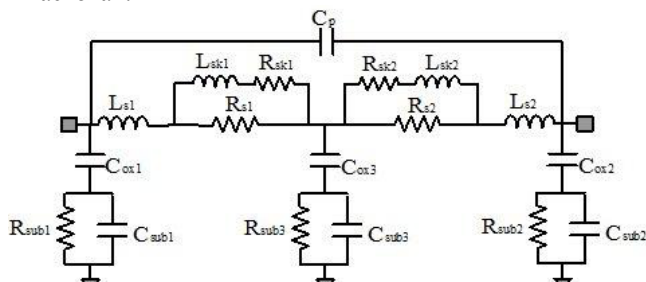


Рис. 1. Эквивалентная схема модели катушки индуктивности

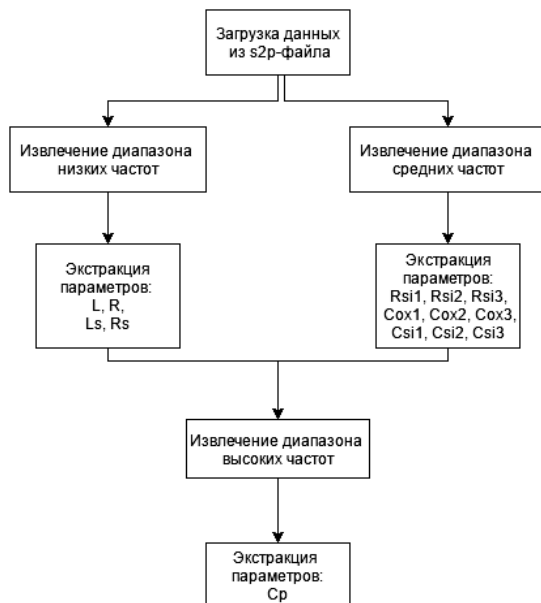


Рис. 2. Схема работы алгоритма

Для проверки работы алгоритма использовалась катушка на кремниевой подложке, измеренная в НОЦ «Нанотехнологии». Сравнивались модели, полученные в программе МВР и с помощью нашего алгоритма, а также результаты измерений.

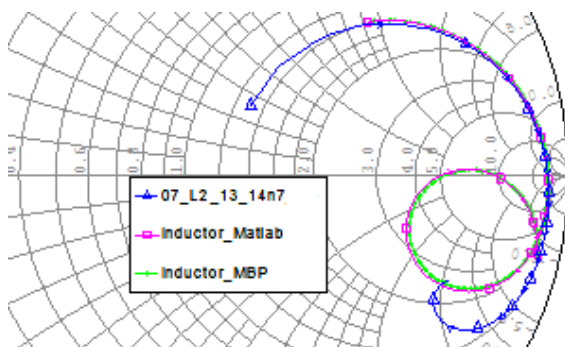


Рис. 3. Сравнение параметров S11

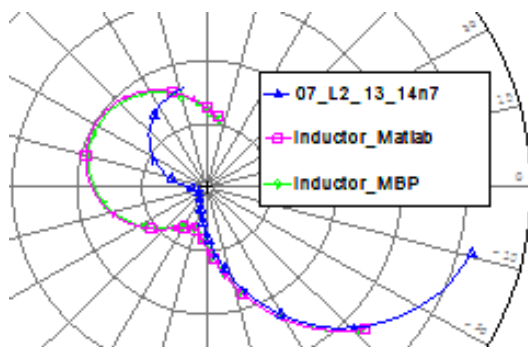


Рис. 4. Сравнение параметров S12

Рисунки 3 и 4 показывают, что работа нашего алгоритма довольно хорошо совпадает с алгоритмом в программе MBP. При этом он даёт достаточно хорошее начальное приближение. Для получения более точной модели далее требуется использовать оптимизацию, поскольку модель является довольно сложной и получить её значения с помощью прямой экстракции – проблематично.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Nam-Jin Oh and Sang-Gug Lee*. A Simple Model Parameter Extraction Methodology for an On-Chip Spiral Inductor // ETRI Journal. – February 2006. – Vol. 28, No 1. – PP. 115–118.
2. *Timothy O. Dickson, Marc-Andre LaCroix, Samuel Boret, Daniel Gloria, Rudy Beerkens and Sorin P. Voinigescu*. 30–100-GHz Inductors and Transformers for Millimeter-Wave (Bi)CMOS Integrated Circuits // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – January 2005. – Vol 53, No. 1. – PP. 123–133.
3. *Hao-Hui Chen, Huai-Wen Zhang, Shyh-Jong Chung, Jen-Tsai Kuo and Tzung-Chi Wu*. Accurate Systematic Model-Parameter Extraction for On-Chip Spi-

ral Inductors // IEEE Transactions on Electron Devices. – November 2008. – Vol. 55, No. 11. – PP. 3267–3273.

4. *Agilent Technologies / MBP Software Documentation*. Agilent Technologies Inc., 2009.

5. *MathWorks, MATLAB Primer*. MathWorks Inc., 2016.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПРОТЯЖЕННОСТИ УСКОРЯЮЩЕГО ПРОМЕЖУТКА НА ПРЕДЕЛЬНОЕ РАБОЧЕЕ ДАВЛЕНИЕ ФОРВАКУУМНОГО ИМПУЛЬСНОГО ПЛАЗМЕННОГО ИСТОЧНИКА ЭЛЕКТРОНОВ

А.С. Смаилов, студент каф. ЭП; А.В. Казаков, к.т.н., доцент;

А.В. Медовник, к.т.н., доцент каф. физики

Томск, ТУСУР, smailovalmas@mail.ru

Импульсные плазменные источники электронов, функционирующие в форвакуумном диапазоне давлений от 3 до 50 Па, позволяют осуществлять электронно-лучевую обработку проводящих и диэлектрических материалов без дополнительного оборудования, обеспечивающего стекание заряда с обрабатываемой поверхности [1, 2]. Однако существует ряд ограничений, препятствующих более широкому практическому применению данных источников. Одно из таких ограничений – электрическая прочность ускоряющего промежутка.

Потенциальными причинами пробоя ускоряющего промежутка могут быть: влияние обратного ионного потока и как следствие формирование «вторичной» плазмы в ускоряющем промежутке [3], зарядка диэлектрических включений ионами на эмиссионном электроде или стабилизирующей сетке [4], геометрия ускоряющей системы и изменение первеанса ускоряющего промежутка [5]. Указанные причины оказывают определенное влияние на электрический пробой ускоряющего промежутка, однако не очевидно, какая из них является преобладающей для импульсного плазменного источника электронов, функционирующего в форвакуумной области давлений. Целью настоящей работы является исследование одного из указанных факторов – влияния протяженности ускоряющего промежутка на предельное рабочее давление форвакуумного плазменного источника электронов.

Экспериментальная установка и методика эксперимента. В исследованиях использовался форвакуумный импульсный плазменный источник электронов на основе дугового разряда, детальное описание конструкции которого представлено в [6].

Схема экспериментальной установки представлена на рис. 1. Протяженность d ускоряющего промежутка регулировалась измене-

нием расстояния между анодной сеткой 6 и экстрактором 7 в диапазоне от 5 до 22,5 мм. Оба электрода выполнены из нержавеющей стали. Для зажигания дугового разряда, генерирующего эмиссионную плазму, использовался генератор поджигающих импульсов 9. Питание дуги осуществлялось импульсным блоком питания разряда 10, а извлечение электронов из плазмы и их ускорение осуществлялись блоком постоянного ускоряющего напряжения 11.

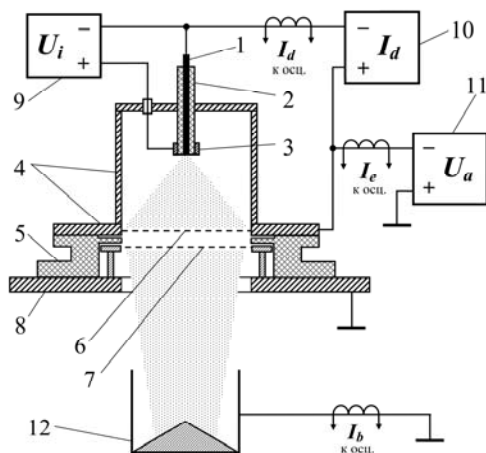


Рис. 1. Схема экспериментальной установки: 1 – катод; 2 – изолятор; 3 – поджигающий электрод; 4 – анод; 5 – высоковольтный изолятор; 6 – эмиссионный электрод (анодная сетка); 7 – ускоряющий электрод (экстрактор); 8 – фланец вакуумной камеры; 9 – генератор поджигающих импульсов; 10 – импульсный блок питания разряда; 11 – высоковольтный блок постоянного ускоряющего напряжения; 12 – цилиндр Фарадея

Эксперименты проводились при одинаковом ускоряющем напряжении $U_a = 9$ кВ. Токи I_d разряда, I_e эмиссии и I_b пучка измерялись с помощью трансформаторов тока и осциллографа. Давление регулировалось непосредственным напуском рабочего газа в камеру в диапазоне от 3 до 20 Па. В качестве рабочего газа использовался воздух. В качестве максимального (предельного) давления p рабочего газа принималось значение, при котором количество пробоев ускоряющего промежутка не превышало 10 % от общего числа импульсов.

Результаты экспериментов и их анализ. Типичные осциллограммы токов разряда, эмиссии и пучка представлены на рис. 2. На рис. 3 представлен экспериментальный график зависимости максимального (предельного) давления p от протяженности ускоряющего

промежутка d . Экспериментально установлено, что зависимость p от d имеет экстремум. Рост предельного рабочего давления с увеличением расстояния в левой части графика (d до 10 мм) связан, по-видимому, с уменьшением напряженности электрического поля. Дальнейшее увеличение протяженности ускоряющего промежутка (d более 10 мм) приводит к уменьшению предельного давления, что, вероятно, связано с усилением ионизационных процессов в ускоряющем промежутке. Для снижения данного влияния необходимо уменьшать давление рабочего газа в камере.

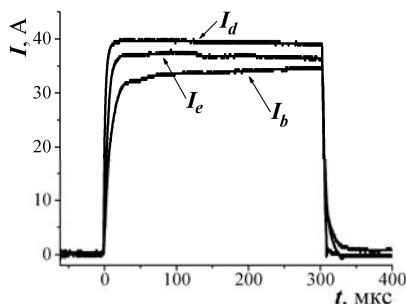


Рис. 2. Типичные осциллограммы токов I_d разряда, I_e эмиссии и I_b пучка (без пробоя)

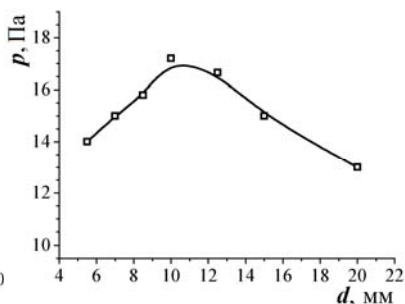


Рис. 3. График зависимости максимального давления p от протяженности d ускоряющего промежутка

Закключение. Экспериментальные исследования показали, что максимальное рабочее давление немонотонно зависит от протяженности ускоряющего промежутка. Наличие экстремума может быть связано с двумя конкурирующими механизмами развития пробоя ускоряющего промежутка, обусловленными напряженностью электрического поля и ионизационными процессами в промежутке.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 16-38-00224 мол_а.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бурдовичин В.А., Гулькина В.С., Медовник А.В., Окс Е.М. Компенсация заряда изолированной мишени при облучении импульсным электронным пучком в форвакуумной области давлений // Журн. техн. физики. – 2013. – Т. 83, № 12. – С. 134–136.
2. Казаков А.В., Смаилов А.С., Бурдовичин В.А., Медовник А.В., Окс Е.М. Структура поверхности полипропилена при облучении импульсным электронным пучком в форвакуумном диапазоне давлений // Доклады ТУСУРа. – 2014. – № 4 (34). – С. 56–59.

3. Бурдовицин А.В., Куземченко М.Н., Окс Е.М. Об электрической прочности ускоряющего промежутка плазменного источника электронов в форвакуумном диапазоне давлений // Журн. техн. физики. – 2002. – Т. 72, № 7. – С. 134–136.

4. Vorobyov M.S., Denisov V.V., Koval N.N. The multiarc plasma cathode electron source // Proceedings – international symposium on discharges and electrical insulation in vacuum, ISDEIV. – 2012. – PP. 615–618.

5. Груздев В.А., Залесский В.Г. Физические процессы формирования электронных пучков в плазменных источниках // Вестник Полоцкого гос. ун-та. – Сер. С. – 2007. – № 9. – С. 2–14.

6. Казаков А.В., Бурдовицин В.А., Медовник А.В., Окс Е.М. Форвакуумный импульсный плазменный источник электронов на основе дугового разряда // Приборы и техника эксперимента. – 2013. – № 6. – С. 50–53.

МОДЕЛИРОВАНИЕ В СРЕДЕ SILVACO TCAD МОЩНЫХ GAN-ТРАНЗИСТОРОВ, РАБОТАЮЩИХ В РЕЖИМЕ ОБОГАЩЕНИЯ

В.В. Федина, аспирантка; Е.В. Ерофеев, м.н.с., к.т.н.;

И.В. Федин, аспирант

Томск, ТУСУР, каф. ФЭ, lerochka_2009@mail.ru

Широкозонные полупроводники, такие как нитрид галлия (GaN) и карбид кремния (SiC), привлекают всё большее внимание разработчиков как перспективные материалы силовой электроники. В настоящее время транзисторы с высокой подвижностью электронов на основе гетероструктур AlGaN/GaN рассматриваются как замена устаревшим кремниевым приборам, благодаря своим отличным свойствам, таким как низкое сопротивление в проводящем канале, высокая плотность тока и высокие пробивные напряжения [1, 2]. Однако для использования GaN-транзисторов в силовой электронике требуются транзисторы, работающие в режиме обогащения, со значением порогового напряжения $V_{\text{пор}} > 1$ В. В настоящее время одним из наиболее перспективных способов получения нормально-закрытых GaN-транзисторов является использование подзатворной области на основе p -GaN. Целью настоящей работы является технологическое моделирование в среде Silvaco TCAD конструкции гетероструктуры, требуемой для получения мощного GaN-транзистора, работающего в режиме обогащения. Моделирование заключалось в расчете зависимостей порогового напряжения $V_{\text{пор}}$ и максимального тока стока транзистора $I_{\text{си}}$ в зависимости от толщины барьерного слоя AlGaN, а также мольной доли алюминия в нем.

В работе использовалась транзисторная гетероструктура на основе $p\text{-GaN}/\text{AlGaIn}/\text{GaIn}$, представленная на рис. 1. Структура включала в себя буферный слой GaIn толщиной 2 мкм, легированный Fe, нелегированный канал из GaIn (35 нм), барьерный слой на основе $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{In}$ с мольной долей алюминия 25% и подзатворную область $p\text{-GaIn}$ (60 нм), легированную Mg. В качестве затворной металлизации использовался никель толщиной 140 нм.

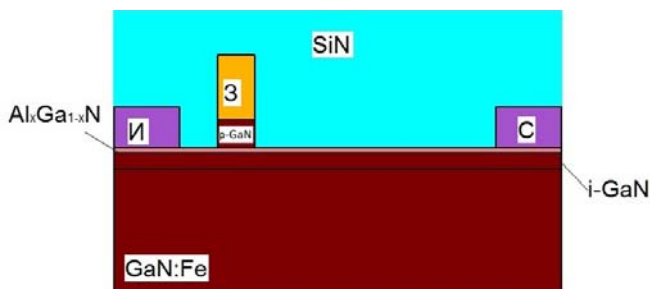


Рис. 1. Поперечное сечение используемой транзисторной гетероструктуры $\text{AlGaIn}/\text{GaIn}$

Конечная структура была запассивирована нитридом кремния (SiN). Расстояние исток–затвор ($L_{\text{И-З}}$) составляло 1 мкм. Расстояние сток–исток ($L_{\text{С-И}}$) составляло 8,4 мкм. Длина затвора $L_3 = 1$ мкм. Ширина затвора $W_3 = 100$ мкм.

На рис. 2 представлена зонная диаграмма затворной области.

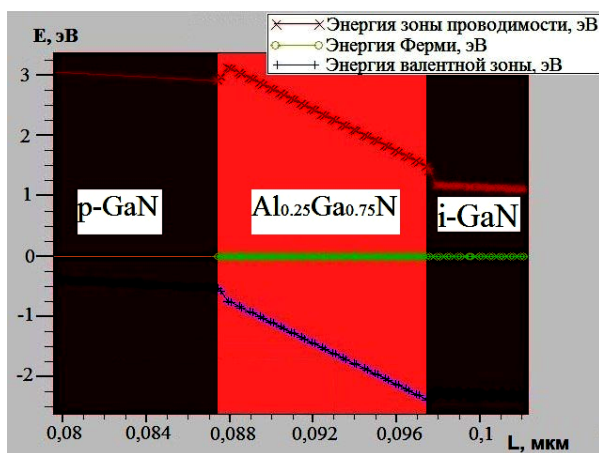


Рис. 2. Зонная диаграмма моделируемого транзистора

Из рис. 2 видно формирование двух гетеропереходов на границе $p\text{-GaN}/\text{AlGaIn}$ и AlGaIn/GaN , что подтверждается работой [1].

На рис. 3 представлены передаточная характеристика транзистора, полученного в результате моделирования, и передаточная характеристика реального $p\text{-GaN}/\text{AlGaIn}/\text{GaN}$ транзистора с такой же периферией и мольной долей алюминия в AlGaIn . Пороговое напряжение ($U_{\text{пор}}$) смоделированного транзистора составило 2,6 В, что сравнимо с пороговым напряжением реального транзистора, составляющего 1,9 В. Возможно, данное расхождение вызвано упрощением модели, не учитывающим реальную высоту барьера Шоттки, сформированного металлом затвора к $p\text{-GaN}$ области.

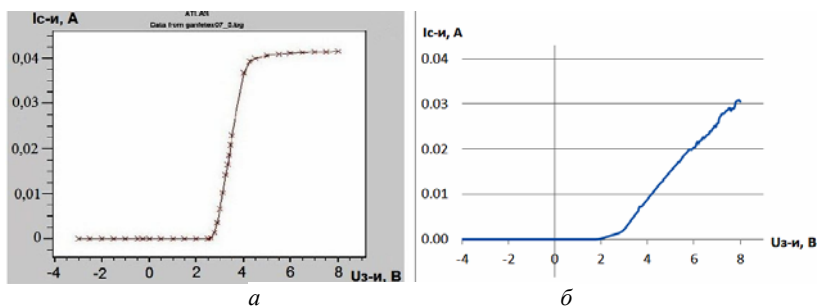


Рис. 3. Передаточная характеристика смоделированного (а) и реального (б) транзисторов

Также в данной работе проводилось моделирование зависимости порогового напряжения ($U_{\text{пор}}$) и тока насыщения ($I_{\text{си}}$) GaN-транзистора от мольной доли алюминия ($x(\text{Al})$) в слое $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$. Толщина слоя $p\text{-GaN}$ была фиксирована и составляла 60 нм.

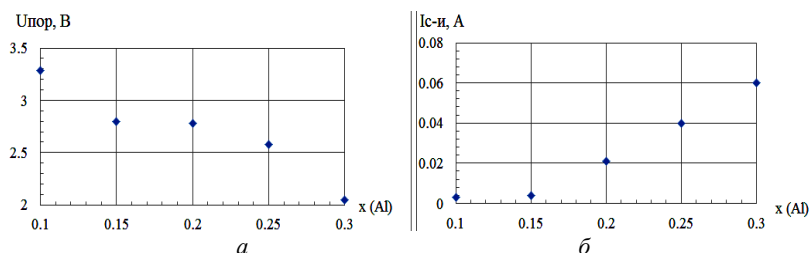


Рис. 4. Зависимость порогового напряжения ($U_{\text{пор}}$) и тока насыщения ($I_{\text{нас}}$) от мольной доли Al ($x(\text{Al})$), полученная в результате моделирования

Из рис. 4, а видно, что увеличение мольной доли алюминия от 0,1 до 0,3 приводит к снижению порогового напряжения от 3,3 до 2 В. Из

рис. 2, б видно, что увеличение мольной доли алюминия приводит к росту тока насыщения транзистора с 3 до 60 мА. Оба полученных утверждения согласуются с результатами, полученными в [2].

Также в данной работе проводилось моделирование зависимости порогового напряжения ($U_{\text{пор}}$) и тока насыщения ($I_{\text{СИ}}$) от толщины барьерного слоя AlGaN (d) при фиксированной мольной доле алюминия $x(\text{Al}) = 0,25$ (рис. 5). Как видно из рис. 5, а, увеличение толщины барьерного слоя AlGaN с 5 до 25 нм приводит к падению порогового напряжения с 3,2 до 1 В. Из рис. 5, б видно, что увеличение толщины слоя AlGaN с 5 до 15 нм приводит к увеличению тока насыщения исток–сток ($I_{\text{СИ}}$) с 26 до 46 мА.

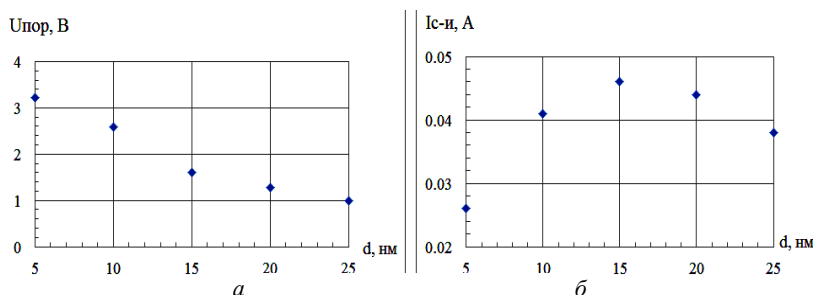


Рис. 5. Зависимость порогового напряжения ($U_{\text{пор}}$) и тока насыщения ($I_{\text{НАС}}$) от толщины барьерного слоя AlGaN (d), полученные в результате моделирования

Дальнейшее увеличение толщины барьерного слоя приводит к падению тока насыщения сток–исток. Полученные данные согласуются с результатами из [1].

Заключение. В данной работе приведены результаты моделирования нормально-закрытого транзистора на основе гетероструктуры рGaN/AlGaN/GaN в среде Silvaco TCAD. Полученные результаты согласуются с данными из литературных источников.

В результате моделирования было установлено, что:

1) в подзатворной области образуется двойной гетеропереход на границе полупроводников рGaN/AlGaN и AlGaN/GaN;

2) увеличение мольной доли алюминия от 0,1 до 0,3 в барьерном слое AlGaN приводит к снижению порогового напряжения от 3,3 до 2 В и росту тока насыщения транзистора с 3 до 60 мА;

3) увеличение толщины барьерного слоя AlGaN с 5 до 25 нм приводит к падению порогового напряжения с 3,2 до 1 В и увеличению тока насыщения исток–сток ($I_{\text{НАС}}$) до максимального значения $I_{\text{НАС}} = 46$ мА;

4) полученные в результате моделирования электрические характеристики GaN-транзистора согласуются с результатами эксперимента.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (соглашение № 14.577.21.0204 от 27.10.15).
Уникальный идентификатор проекта RFMEFI57715X0204.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Taube A.* Modelowanie normalnie wyłączonych tranzystorów HEMT AlGaIn/GaN z bramką p-GaN // XII Krajowa Konferencja Elektroniki. – 2013.

2. *Madhurima V.* Characteristics of AlGaIn/GaN HEMT with PType GaN Gate and AlGaIn Buffer // International Journal of Innovative Research in Computer and Communication Engineering. – December 2013. – Vol. 1, Iss. 10. – PP. 2358–2362.

ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЛЬЕФА И ХИМИЧЕСКОГО СОСТАВА ИТО ДО И ПОСЛЕ ОТЖИГА

А.А. Чистоедова, студентка; Ю.С. Жидик, аспирант

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

Томск, ТУСУР, каф. ФЭ, annechist@mail.ru

*Проект ГПО ФЭ-1203 «Спектральные методы анализа тонких
диэлектрических пленок»*

Одной из задач современной оптоэлектроники является повышение внешней квантовой эффективности полупроводниковых источников света на основе соединений A^3B^5 . Одним из направлений решения этой задачи является оптимизация конструкции омического контакта. Известно, что в кристаллах происходит локализация тока по периметру омического контакта [1, 2]. Для уменьшения локализации тока необходимо увеличивать площадь контакта, но увеличение его площади приводит к уменьшению площади световыводящей поверхности. Поэтому используют светопропускающие проводящие покрытия на основе оксидов индия и олова (ИТО), получаемые методом магнетронного распыления на постоянном токе из компактной мишени в газовой смеси на основе аргона и кислорода [3]. Пленки, полученные этим методом, как правило, имеют нестехиометрический состав и высокую неоднородность по толщине. Устранить эти недостатки возможно высокотемпературным отжигом в кислородсодержащей атмосфере.

Поэтому целью работы являлось изучение рельефа поверхности и химического состава пленок ИТО на подложках из различных полупроводниковых материалов до и после отжига.

В качестве образцов использовались пленки ИТО толщиной 100 нм, напыленные методом магнетронного распыления на подложки

арсенида галлия и кремния. Напыление проводилось в смеси газов кислорода и аргона с разным процентным содержанием кислорода – 15; 17,5 и 20%, что и определило три группы образцов. После напыления образцы отжигались в атмосфере азота при температуре 600 °С в течение 25 мин.

Исследование поверхности пленок ИТО проводилось на атомно-силовом микроскопе Certus Optic. Анализ химического состава проводился с помощью растрового электронного микроскопа ТМ-1000 (Hitachi, Япония), оснащенного системой энергодисперсионного микроанализатора SwiftED (Bruker, Германия).

После отжига происходят следующие изменения морфологии поверхности для трех групп образцов:

1) 20% O_2 – средняя шероховатость ИТО на основе GaAs не изменяется и составляет 6–8 нм, для Si средняя шероховатость увеличивается от диапазона 21–30 нм до диапазона 29–52 нм.

2) 17,5% O_2 – средняя шероховатость ИТО на подложке GaAs уменьшается от 18 до 13 нм, для ИТО на подложке кремния средняя шероховатость уменьшается от 10–20 нм до диапазона 8–17 нм.

3) 15% O_2 – средняя шероховатость ИТО на подложке GaAs уменьшается от 16 до 14 нм, средняя шероховатость ИТО на подложке кремния уменьшается от величины 8 до 2 нм.

Изменения поверхности ИТО на подложке GaAs при 15% O_2 до и после отжига представлены на рис. 1.

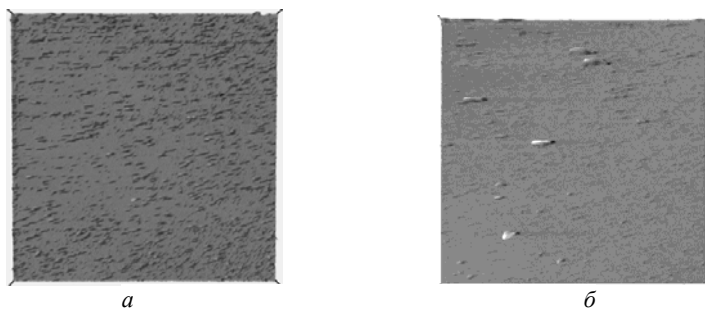


Рис. 1. Изображения поверхности ИТО на подложке GaAs при 15% до (а) и после отжига (б), полученные с помощью атомно-силового микроскопа (66×66 мкм)

Из полученных результатов следует, что для получения менее шероховатой поверхности пленки на подложке арсенида галлия требуется выбрать режим отжига с 20% O_2 , а для получения ИТО на кремниевой подложке с наименьшей шероховатостью необходимо выбрать режим отжига пленки с 15% O_2 .

Результаты химического состава ИТО до и после отжига для подложки GaAs представлены в табл. 1.

Таблица 1

Результаты химического анализа для подложки GaAs

Содержание O ₂ , %	GaAs					
	без отжига			после отжига		
	O ₂	In	Sn	O ₂	In	Sn
15	85,63	12,25	2,12	84,0	13,65	2,35
17,5	86,25	11,5	2,25	86,24	11,58	2,18
20	88,19	9,69	2,12	88,21	9,52	2,27

Результаты химического состава ИТО до и после отжига для подложки Si представлены в табл. 2.

Таблица 2

Результаты химического анализа для подложки Si

Содержание O ₂ , %	Si					
	без отжига			после отжига		
	O ₂	In	Sn	O ₂	In	Sn
15	83,95	13,47	2,58	82,05	15,01	2,94
17,5	85,57	11,97	2,46	83,27	14,05	2,68
20	85,88	11,36	2,76	84,75	12,44	2,81

Из полученных данных следует, что содержание кислорода с увеличением его в газовой смеси увеличивается как для подложки GaAs, так и для подложки Si. Это связано с увеличением числа атомов кислорода, претерпевающих взаимодействие с атомами индия и олова, осаждаемых на подложку. Увеличение кислорода в составе ИТО приводит к появлению окраски пленки и уменьшению ее светопропускания, что негативно сказывается на эффективности светодиодов. Поэтому, на данном этапе работы установлено, что наиболее высокое качество пленок ИТО при отжиге получено на подложках из GaAs при содержании O₂ в смеси 17,5%, а на подложках из Si – при 15% O₂.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Сергеев В.А., Ходаков А.М.* Расчет и анализ распределений плотности тока и температуры по площади структуры InGaN/GaN мощных светодиодов // Физика и техника полупроводников. – 2010. – Т. 44, вып. 2. – С. 230–234.
2. *Дохтуров В.В.* Влияние локализации тепловыделения на тепловое сопротивление мощных полупроводниковых источников света / В.В. Дохтуров, С.В. Смирнов, Ю.С. Гончарова // Полупроводниковая светотехника. – 2013. – Т. 3. – № 23. – С. 18–19.
3. *Жидик Ю.С.* Технология формирования покрытий на светодиодных гетероструктурах методом магнетронного распыления, на примере пленок ИТО / Ю.С. Жидик, П.Е. Троян // Доклады ТУСУРа. – 2014. – Т. 4, №34. – С. 52–55.

ТЕХНОЛОГИЯ СИНТЕЗА И ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ПЛЕНОК ПЕНТАОКСИДА ТАНТАЛА, МОДИФИЦИРОВАННЫХ УГЛЕРОДОМ

И.В. Чумаков, студент каф. ФЭ

Научный руководитель Ю.В. Сахаров, доцент каф. ФЭ, к.т.н.

Томск, ТУСУР, tetries@yandex.ru

*Проект ГПО ФЭ-1303 «Технология тонких пленок с низкой
диэлектрической проницаемостью»*

Ранее было установлено, что магнетронное распыление составной мишени кремний–углерод (Si:C) в атмосфере кислорода приводит к формированию диэлектрической пленки с развитой, пористой структурой [1]. Причем количество и размер пор напрямую определялись соотношением Si:C на составной мишени [2]. Изменение структуры диэлектрической пленки привело к снижению диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь. Такой эффект позволяет улучшить электрические свойства диэлектрика и расширить его область применения в производстве интегральных микросхем.

В настоящей работе продолжены исследования влияния углерода на структуру и электрические характеристики на примере других оксидных диэлектриков, используемых в технологии интегральных схем. Эксперимент проводился на структурах типа металл – диэлектрик – металл (МДМ). В качестве диэлектрика использовались пленки пентаоксида тантала, полученные магнетронным распылением составной мишени Ta:C в атмосфере кислорода (рис. 1).

Технология получения образцов и измерений. Исследование диэлектрических свойств пленок пентаоксида тантала проводилось в составе МДМ структур $\text{Al-Ta}_2\text{O}_5\text{-Al}$. Модификация пленок пентаоксида тантала осуществлялась путем магнетронного распыления составной мишени, состоящей из танталовой мишени, на которую помещались графитовые диски. Нанесение диэлектрика осуществлялось в кислородосодержащей атмосфере при давлении в вакуумной камере $(6\div 4)\times 10^{-3}$ мм рт.ст. Количество углерода, вводимого в пленку Ta_2O_5 , варьировалось путем изменения площади, занимаемой графитовыми дисками на кремниевой мишени – S_c . Толщина диэлектрика при проведении электрофизических исследований составляла около 130 нм. В качестве электродов при проведении электрических измерений использовались пленки Al толщиной 100 нм, нанесенные методом термического испарения в вакууме.

Электрические характеристики измерялись с помощью измерителя иммитанса Е7-20, электрометра В7-Э42, цифрового RLC-метр

Protek 9216A. Показатель преломления и толщина полученных пленок измерены при помощи спектрального эллипсометрического комплекса «Эллипс 1891 САГ». Поверхность пленок исследовалась с помощью сканирующего электронного микроскопа HITACHI TM-1000 с микроанализатором Bruker Quantax 50 EDX, позволяющим проводить микроанализ. Структура пленки исследовалась с помощью ИК-Фурье-спектрометра Infracum FT-801 с приставкой на отражение.

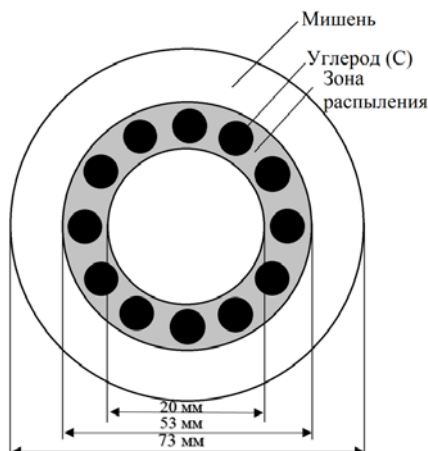


Рис. 1. Схематическое изображение составной мишени

Результаты исследования и их анализ. Исследование электрической емкости полученных пленок диэлектрика показало наличие нелинейной зависимости диэлектрической проницаемости с увеличением процентного содержания графита на составной мишени (рис. 2). Диэлектрическая проницаемость пленок вначале испытывает монотонный спад до значения $\epsilon = 26,2$ при $S_c = 35\%$, который меняется участком монотонного роста. Идентичная нелинейная зависимость наблюдается и для тангенса угла диэлектрических потерь. Тангенс угла диэлектрических потерь вначале испытывает монотонный спад до значения $0,022$ при $S_c = 35\%$, который меняется участком монотонного роста (рис. 3).

Предположительно снижение диэлектрической проницаемости до определенного уровня связано с образованием пор в структуре пленки, а дальнейший рост этого параметра связан с тем, что углерод «отбирает» у тантала атомы кислорода, в результате чего образуется недоокисленный тантал, имеющий большее значение диэлектрической проницаемости. Аномальным выглядит снижение тангенса угла ди-

электрических потерь на 10–15% при увеличении S_c от 0 до 35%, поскольку ожидалось, что введение углерода в пленку увеличит количество дефектов в ней и ее электропроводность, что должно было привести к увеличению тангенса угла диэлектрических потерь. Увеличение тангенса угла диэлектрических потерь при S_c более 35% вполне ожидаемо и связано с образованием значительного количества дефектов в виде пор и разорванных связей.

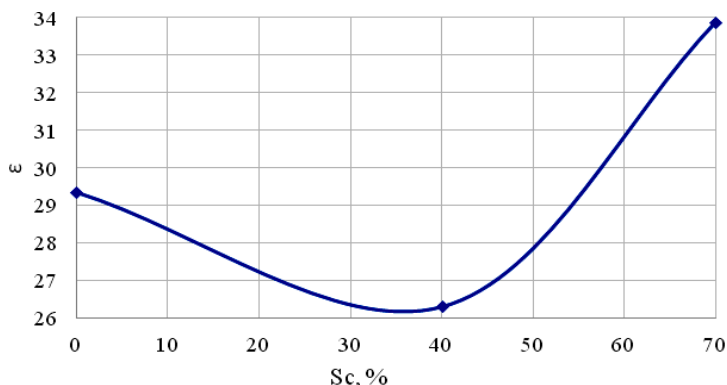


Рис. 2. График зависимости диэлектрической проницаемости от процентного содержания углерода на мишени

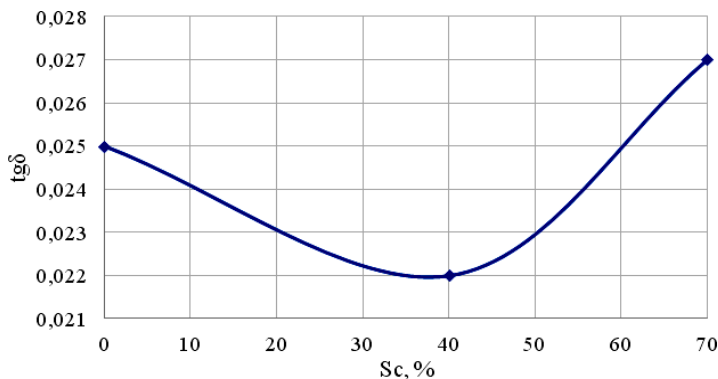


Рис. 3. График зависимости $\text{tg}\delta$ от процентного содержания углерода на мишени

Заключение. Установлена нелинейная зависимость диэлектрической проницаемости от процентного содержания графита на составной мишени. До $S_c = 35\%$ наблюдается монотонное снижение диэлектрической проницаемости на 10–15%, затем происходит монотонный рост.

ЛИТЕРАТУРА

1. Пат. 2 439 743 РФ. Способ получения пористого диоксида кремния РФ / П.Е. Троян, Ю.В. Сахаров, С.П. Усов (РФ). № 2 010 118 778 / 28; заявл. 11.05.2010; опубл. 10.01.2012. Бюл. № 1.
2. Сахаров Ю.В. Влияние примеси углерода на формовку и электрофизические параметры МДМ-структур: дис. ... канд. техн. наук: 01.04.04. – Томск, 2006. – 150 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ МОДИФИКАЦИИ УГЛЕРОДОМ ПЛЕНОК ПЕНТАОКСИДА НИОБИЯ

Н.А. Шелестов, студент каф. ФЭ

*Научный руководитель Ю.В. Сахаров, доцент каф. ФЭ, к.т.н.
Томск, ТУСУР, nikitashelostov@mail.ru*

Электрофизические свойства ниобия близки к электрофизическим свойствам тантала, однако тангенс угла диэлектрических потерь оксидов необия больше, чем у оксидов тантала. Следовательно, диэлектрические свойства у этих оксидов хуже.

В данной работе установлено, что при магнетронном распылении мишени ниобия, модифицированной углеродом, наблюдается снижение тангенса угла диэлектрических потерь. Данный метод позволит улучшить электрические свойства диэлектрика и расширить его область применения в производстве ИМС.

Методика эксперимента. Исследования проводились на тонкопленочных конденсаторных МДМ-структурах $\text{Al-Nb}_2\text{O}_5\text{-C-Al}$. В качестве диэлектрика используются пленки Nb_2O_5 и $\text{Nb}_2\text{O}_5 + \text{C}$ с различным содержанием углерода на мишени. Модификация пленок пентоксида необия осуществлялась путем магнетронного распыления составной мишени, состоящей из мишени ниобия, на которую помещаются графитовые диски (рис. 1). Нанесение диэлектрика осуществлялось в атмосфере кислорода. Количество углерода, вводимого в пентоксид ниобия, варьировалось путем изменения площади (S_c), занимаемой графитовыми дисками на мишени ниобия. Толщина пленки составляла 120 нм. В качестве электродов использовались пленки Al толщиной 100 нм, нанесенные методом термического испарения в вакууме.

Результаты исследования и их анализ. Измерение емкости и тангенса угла диэлектрических потерь проводилось с помощью измерителя иммитанса E7-20.

Наблюдается наличие нелинейной зависимости тангенса угла диэлектрических потерь и диэлектрической проницаемости с увеличением процентного содержания графита на составной мишени (рис. 2, 3).

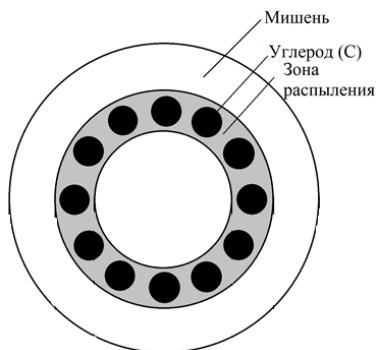


Рис. 1. Схематическое изображение составной мишени ниобия с размещенными на ней графитовыми дисками

При 20% CO_2 тангенс угла диэлектрических потерь $\text{tg}\delta$ снизился от значения 0,041 до значения 0,031. Следует отметить, что диэлектрическая проницаемость пленки увеличилась от 41,42 до 49,8.

После увеличения величины CO_2 до 70 тангенс угла диэлектрических потерь $\text{tg}\delta$ снизился от 0,031 до значения 0,029. В то же время величина емкости увеличилась от 49,8 до 57,9.

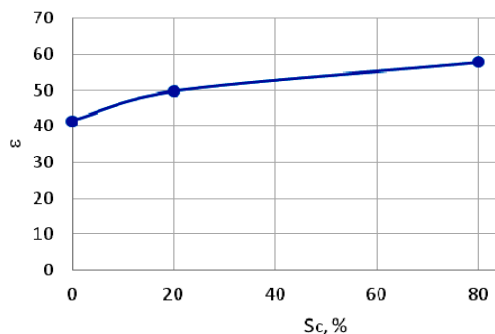


Рис. 2. График зависимости диэлектрической проницаемости пленки пентоксида ниобия от занимаемой площади углерода на мишени

Выводы. Анализируя полученные результаты, можно сделать следующий вывод: рост значения S_c приводит к уменьшению тангенса угла диэлектрических потерь, при этом диэлектрическая проницаемость пленки возрастает. Аналогичное снижение тангенса угла диэлектрических потерь можно наблюдать и в пленке диоксида кремния, модифицированного углеродом, однако в этих экспериментах диэлектрическая проницаемость уменьшалась [3]. Из этого следует, что уменьшение тангенса угла диэлектрических потерь пентоксида ниобия происходит из-за газовых включений в пленке.

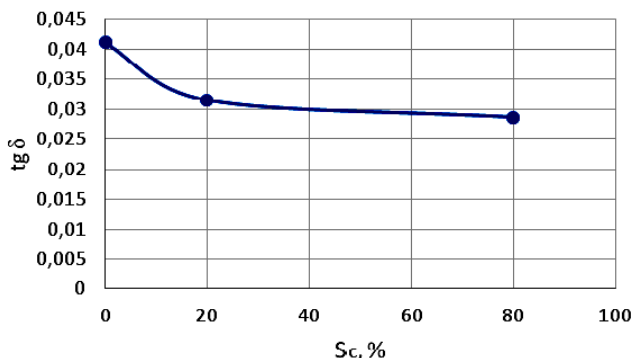


Рис. 3. График зависимости тангенса диэлектрических потерь пленки пентоксида ниобия от занимаемой площади углерода на мишени

Увеличение диэлектрической проницаемости пленки пока не объяснено, требуются дальнейшие исследования.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Сахаров Ю.В.* Влияние примеси углерода на формовку и электрофизические параметры МДМ-структур: дис. ... канд. техн. наук: 01.04.04. – Томск, 2006. – 150 с.
2. *Троян П.Е.* Исследование свойств пленок пористого диоксида кремния нанометровой толщины / П.Е. Троян, Ю.В. Сахаров, С.П. Усов // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2010. – №1 (21), ч. 2. – С. 118–122.
3. *Пат. 2 439 743 РФ.* Способ получения пористого диоксида кремния РФ / П.Е. Троян, Ю.В. Сахаров, С.П. Усов (РФ). №2 010 118 778 / 28; заявл. 11.05.2010; опубл. 10.01.2012. Бюл. №1.

АВТОМАТИЗАЦИЯ ВИЗУАЛЬНОГО КОНТРОЛЯ ПРОИЗВОДСТВА СВЧ-ЭЛЕКТРОНИКИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КОМПЬЮТЕРНОГО ЗРЕНИЯ

Б.В. Ширяев, студент каф. ФЭ

*Научный руководитель А.В. Безрук, нач. измерительного участка,
4-й отдел, АО «НИИПП»
Томск, ТУСУР, harger.net@mail.ru*

Визуальный контроль является неотъемлемой частью контроля качества выпускаемой продукции на производстве. Визуальный контроль, осуществляемый оператором с использованием оптических средств, отнимает очень большое количество времени и требует зна-

чительных усилий со стороны контролирующего оператора. Длительная работа по визуальному контролю приводит к быстрой утомляемости зрения оператора и снижению качества контроля. В данной статье будут рассмотрены реализованные методы по автоматическому визуальному контролю.

National Instruments Vision Builder + LabView. Программный продукт, нацеленный на обработку изображений в реальном времени. ПО обладает набором встроенных, настраиваемых методов для сборки последовательной обработки изображения [1]. Используются инструменты поиска геометрических фигур, оценка выбранных областей по цветовому спектру.

Время работы алгоритма (428 изображений): 37 с.

Преимущества:

- высокая скорость работы;
- интуитивно понятный интерфейс настроек.

Недостатки:

- ограниченное количество методов обработки изображения;
- работа только с чёрно-белым изображением;
- не предусмотрены стандартные способы интеграции.

Проблемным участком для анализа качества устройства на изображении стал неоднородный участок химически осаждённой металлизации (рис. 1, *а*). В связи с особенностью оптической системы микроскопа для захвата изображений данная область микрочипа имеет неравномерную заливку. Поэтому для этой области нельзя использовать набор алгоритмов, которые используются для области с равномерной заливкой, например область оксида кремния (рис. 1, *б*).

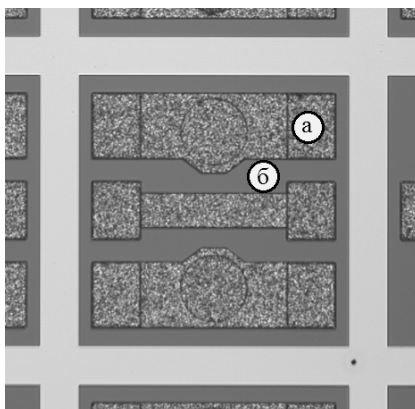


Рис. 1. Пример микрофотографии линии передач:
а – область металлизации; *б* – область оксида кремния

Шаблонная отбраковка. Для повышения интеграции программного обеспечения визуального контроля был реализован свой программный продукт, использующий методы компьютерного зрения для обработки изображений интегральных схем. Первым и самым простым стал метод шаблонной отбраковки. Суть метода заключается в быстром поиске участка изображения по ключевым элементам и оценке его отклонения от «идеального», ранее заданного изображения [2].

Время работы алгоритма (428 изображений): 2 мин 14 с.

Недостаток данного алгоритма заключается в привязанности к шаблонному (эталонному) изображению. Алгоритм критически реагирует на любую цветовую, текстурную и размерную деформацию изображения. Однако имеет свои преимущества:

- относительная простота реализации и прозрачность алгоритма;
- приемлемая скорость работы;
- широкие возможности оптимизации.

Отбраковка методом сравнения с фотошаблоном устройства

Данный алгоритм отличается от предыдущего тем, что за эталонное изображение взят чертёж фотошаблона устройства в векторном формате «.dxf». Алгоритм оценки степени брака сводится к следующим этапам:

1. Поиск двух точек совмещения.
2. Растривание векторного фотошаблона в рассчитанном масштабе по точкам совмещения.
3. Выделение заранее определённых областей оценки.
4. Формирование групп пикселей исходного изображения по определённым областям фотошаблона.
5. Формирование цветовой диаграммы определённых областей.
6. Анализ диаграммы: расчёт среднего и среднеквадратического отклонения, статический анализ, анализ допусков и отклонений от них.

Время работы алгоритма (428 изображений): 3 мин 44 с.

Преимущества:

- сравнение с эталонным фотошаблоном устройства;
- анализ области осаждённой химическим способом металлизации (неоднородная текстура);
- высокая сходимость результатов с ручной отбраковкой.

Недостаток алгоритма заключается в большой длительности работы относительно других методов.

Для качественной оценки каждого из реализованных методов была сформирована карта рабочих и бракованных устройств. Так как основной задачей является замена ручного труда автоматическим, за

основу взята карта чипов после ручной отбраковки профессионалом и была подсчитана расходимость результатов после процесса браковки (таблица).

Расходимость результатов автоматического контроля

Метод автоматического контроля	Расходимость, количество ошибок определения брака
National Instruments Vision Builder	34
Шаблонная отбраковка	52
Отбраковка методом сравнения с фото-шаблоном устройства (1 область)	44
Отбраковка методом сравнения с фото-шаблоном устройства (2 области)	30

Из результатов работы методов видно, что метод сравнения с фотошаблоном устройства показал наилучший результат, что подтверждается адекватностью метода: сравнение с идеальной формой прибора.

ЛИТЕРАТУРА

1. *NI Vision Builder for Automated Inspection Tutorial* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.ni.com/pdf/manuals/373379h.pdf> (дата обращения: 24.12.2016).
2. *Форсайт Д., Понс Ж.* Компьютерное зрение. Современный подход / пер. с англ. – М.: Изд. дом «Вильямс», 2004. – 928 с.
3. *Уотсон К., Нейгел К., Педерсен Я., Рид Д., Скиннер М.* *Visual C# 2010: Полный курс* / пер. с англ. – М.: Изд. дом «Вильямс», 2011. – 960 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ТРИОКСИДА ВОЛЬФРАМА, МОДИФИЦИРОВАННОГО УГЛЕРОДОМ

М.В. Шубин, студент

Научный руководитель Ю.В. Сахаров, доцент, к.т.н.

Томск, ТУСУР, каф. ФЭ, Makshubin1@yandex.ru

Проект ГПО ФЭ-1303 «Технология тонких пленок с низкой диэлектрической проницаемостью»

В работах [1–3] установлено, что при магнетронном распылении мишени кремния, модифицированной углеродом, наблюдается снижение тангенса угла диэлектрических потерь. Этот эффект позволяет улучшить электрические свойства диэлектрика и расширить его область применения в производстве интегральных микросхем.

В текущей работе продолжены исследования влияния углерода на электрофизические свойства на примере триоксида вольфрама (WO_3). В работе использовались структуры типа металл – диэлектрик – металл (МДМ). В качестве диэлектрика использовались пленки WO_3 , которые были получены путем магнетронного распыления составной мишени W:C в атмосфере кислорода. Оценка качества полученных пленок проводилась путем измерения электрических характеристик конденсаторных МДМ-структур.

Методика эксперимента. Исследования диэлектрических свойств проводились на тонкопленочных МДМ-структурах $\text{Al-WO}_3\text{-Al}$. Модификация пленок WO_3 проводилась путем магнетронного распыления составной мишени W:C , состоящей из вольфрамовой мишени, на которую помещены углеродные диски.

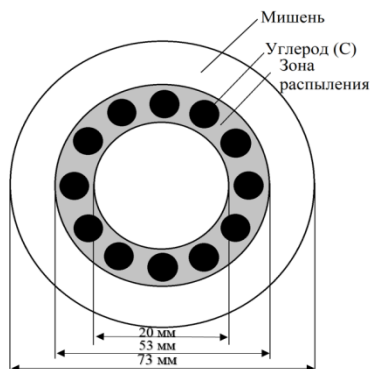


Рис. 1. Схематическое изображение составной мишени

Нанесение диэлектрика проводилось при давлении $(6\text{--}4) \cdot 10^{-3}$ мм рт.ст. в вакуумной камере и токе разряда 200 мА в атмосфере кислорода (при фиксированном давлении газовой смеси). Количество вводимого в пленку WO_3 углерода варьировалось путем изменения площади, которую занимают углеродные диски на поверхности вольфрамовой мишени – S_c . Толщина диэлектрика составила около 130 нм. В качестве электродов использованы пленки алюминия толщиной около 100 нм, полученные путем термического испарения в вакууме.

Результаты эксперимента. Исследование электрической емкости полученных пленок диэлектрика показало наличие линейной зависимости диэлектрической проницаемости с увеличением процентного содержания углерода на составной мишени. Диэлектрическая проницаемость пленок испытывает монотонный рост до значения $\epsilon = 36$ при содержании на мишени 30% углерода, при содержании 70% углерода продолжается монотонный рост до значения $\epsilon = 52$ (рис. 2).

Тангенс угла диэлектрических потерь при 30% содержания углерода на подложке снижается до значения 0,07, при содержании 70% углерода тангенс диэлектрических потерь незначительно уменьшился до значения 0,06 (рис. 3).

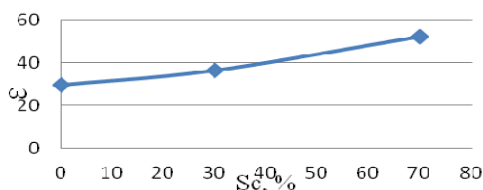


Рис. 2. График зависимости диэлектрической проницаемости от S_c

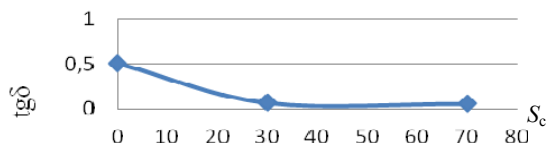


Рис. 3. График зависимости тангенса угла диэлектрических потерь от S_c

Заключение. Полученные результаты свидетельствуют о том, что при содержании на мишени 40% углерода тангенс угла диэлектрических потерь имеет значение 0,07, а также имеет монотонно растущую диэлектрическую проницаемость. При содержании 70% углерода тангенс угла диэлектрических потерь незначительно снизился, а диэлектрическая проницаемость продолжила возрастать. Ожидалось, что модификация пленки WO_3 углеродом вызовет в ней рост дефектов и тангенс угла диэлектрических потерь возрастет, но он уменьшился на 11,7%. При большом содержании углерода на мишени атомы кислорода вступают в химическую реакцию с углеродом, образуя недоокисленные кластеры триоксида вольфрама, диэлектрическая проницаемость которого выше, чем у не модифицированной углеродом пленки WO_3 . Для подтверждения выдвинутого предположения необходимо провести дополнительные исследования химического состава пленок, а также их структуры.

ЛИТЕРАТУРА

1. Троян П.Е. Исследование свойств пленок пористого диоксида кремния нанометровой толщины / П.Е. Троян, Ю.В. Сахаров, С.П. Усов // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2010. – №1 (21), ч. 2. – С. 118–122.
2. Сахаров Ю.В. Электрофизические свойства пленок диоксида кремния, модифицированных углеродом / Ю.В. Сахаров, И.О. Берков, Л.В. Щербинина, В.С. Смирнов // Матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. – Томск: В-Спектр, 2014. – Ч. 2. – С. 115–117.
3. Сахаров Ю.В. Влияние примеси углерода на формовку и электрофизические параметры МДМ-структур: дис. ... канд. техн. наук. – Томск, 2006. – 150 с.

ПОДСЕКЦИЯ 2.4

ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

*Председатель секции – Михальченко Г.Я., директор
НИИ ПрЭ, проф., д.т.н.;
зам. председателя – Семёнов В.Д., проф. каф. ПрЭ, к.т.н.*

ТРЕБОВАНИЯ К РАСПОЛОЖЕНИЮ ОСНОВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ В СИСТЕМЕ ОХЛАЖДЕНИЯ «ICE-BOX»

***А.В. Шарафеев, Р.А. Холопов, Д.А. Макаров, студенты;
М. Алькова, магистрант***

*Научный руководитель А.В. Литвинов, электроник каф. ПрЭ
Томск, ТУСУР, каф. ПрЭ, masha_3344@mail.ru
Проект ГПО ПрЭ-1603 «Система охлаждения персонального
компьютера «Ice-box»*

В статье «Организация взаимодействия платы управления системы «Ice-box» с операционной системой персонального компьютера» [1] мы рассмотрели вопрос о получении данных о текущей температуре процессора с материнской платы и регулировании скоростями вентиляторов. Была предложена плата управления, осуществляющая контроль температуры воздуха в корпусе персонального компьютера и поддерживающая ее на заданном уровне. Сама плата управления получает данные с датчиков температуры, передаёт информацию на компьютер, компьютер рассчитывает скорость вентиляторов и передает данные плате управления, далее плата управления управляет скоростью вентиляторов и мощностью компрессора.

Предполагается разработать систему охлаждения «Ice-box», оснащенную датчиками температуры, которые будут располагаться в контрольных точках корпуса ПК. В данной системе охлаждения ПК мы будем контролировать температуру воздуха внутри системного блока. Для измерения температуры воздуха будут использоваться цифровые датчики температуры в количестве 7 штук типа DS18B20 [2]. Данный тип датчиков – цифровой термометр с программируемым разрешением, от 9 до 12 бит, которое может храниться в EEPROM памяти. DS18B20 обменивается данными по 1-Wire шине и при этом может быть как единственным устройством на линии, так и работать в группе. Каждый DS18B20 имеет уникальный 64-битный последова-

тельный код, который позволяет общаться с множеством датчиков DS18B20, установленных на одной шине. Диапазон измерений от -55 до $+125$ °C с точностью $0,5$ °C в диапазоне от -10 до $+85$ °C.

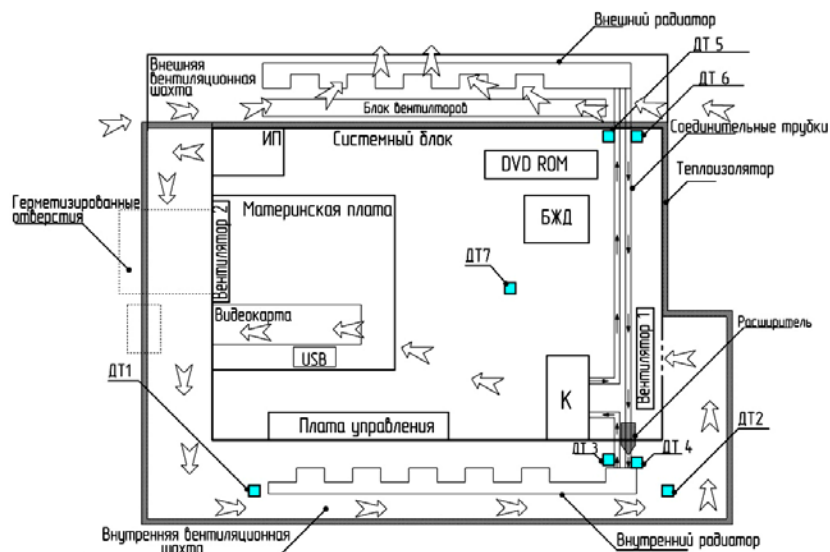


Рис. 1. Схематическое изображение расположения всех элементов внутри системы охлаждения «Ice-box»: ИП – источник питания; К – компрессор

Датчик 1 измеряет температуру теплого воздуха на входе охлаждающей камеры. Датчик 2 расположен на выходе охлаждающей камеры, чтобы измерять температуру охлажденного воздуха. Датчики 3 и 4 измеряют температуру на охлаждающей трубке радиатора, в которой циркулирует фреон, чтобы определить эффективность работы охлаждающей системы. Датчики 5 и 6 измеряют температуру на горячей трубке системы охлаждения, для того, чтобы измерить количество отдаваемой энергии в окружающую среду. Датчик 7 измеряет температуру воздуха внутри герметизированного корпуса.

Таким образом, применение датчиков температуры типа DS18B20 позволит контролировать температуру в отдельных точках и качественно оценивать ситуацию по температуре и тепловым процессам, происходящим внутри системы охлаждения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Слободецкий А.В., Зальцман Н., Холопов Р.А., Алькова М. Организация взаимодействия платы управления системы «Ice-box» с операционной системой персонального компьютера // Итоги научно-исследовательских работ и

курсового проектирования кафедры промышленной электроники: матер. ежегод. науч.-техн. конф. – Томск, 2016. – Вып. 9. – С. 5–8.

2. *Персональные страницы* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://labkit.ru/userfiles/file/documentation/Sensor/DS18B20_RU.pdf свободный (дата обращения: 26.02.2017).

ОРГАНИЗАЦИЯ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ПОЛЬЗОВАТЕЛЯ С СИСТЕМОЙ ОХЛАЖДЕНИЯ «ICE-BOX»

***А.В. Шарафеев, Р.А. Холопов, Д.А. Макаров, студенты;
М. Алькова, магистрант***

*Научный руководитель А.В. Литвинов, электроник каф. ПрЭ
Томск, ТУСУР, каф. ПрЭ, masha_3344@mail.ru
Проект ГПО ПрЭ-1603 «Система охлаждения персонального
компьютера «Ice-box»*

В статье «Система охлаждения персонального компьютера по принципу теплообменных камер» [1] рассмотрены вопросы создания системы охлаждения. Название данной системы охлаждения «Ice-box».

В любом персональном компьютере на центральном и графическом процессорах имеются датчики температуры, показания которых можно получить программным способом. Также, как правило, на процессорах имеются вентиляторы, которые автоматически подстраивают скорость вращения в зависимости от температуры. Этими вентиляторами можно управлять с помощью специальных программ.

На данный момент известен ряд специализированных программ для операционной системы ПК, которые взаимодействуют с периферией компьютера, позволяют управлять подключенными вентиляторами внутри системного блока. Одна из таких распространенных программ – SpeedFan [2], бесплатная программа, предназначенная для управления скоростями вентиляторов, а также для контроля за температурами и напряжениями в компьютерах с материнскими платами, имеющими аппаратные датчики. Но главная особенность данной программы – это то, что она может изменять скорости вентиляторов в зависимости от текущих температур. К её недостаткам можно отнести отсутствие устройств охлаждения, специализированных под неё, она способна управлять только стандартными вентиляторами.

В системе «Ice-box» планируется применить программное обеспечение для операционной системы ПК, которое будет осуществлять сбор информации с датчиков температуры, управление базовыми вентиляторами и взаимодействовать с платой управления. При этом про-

грамма имеет пользовательский интерфейс, позволяющий осуществлять управление температурными режимами системы «Ice-box».

Другие системы используют управление без регулирования температуры внутри корпуса либо с регулированием, но без взаимодействия с ОС ПК. В отличие от известных решений мы предлагаем создать систему охлаждения по принципу теплообменных камер, которая управляется с помощью программы на ПК (рис. 1).



Рис. 1. Блок-схема системы управления в «Ice-box»

Необходимый температурный режим задает пользователь ПК в специальной программе. Данные о текущей температуре всех датчиков собираются в этой программе и отображаются на мониторе. Программа рассчитывает оптимальные режимы работы вентиляторов и компрессора и отправляет эти данные на плату управления. Плата управления осуществляет непосредственное управление вентиляторами и компрессором в соответствии с заданным режимом.

Взаимодействие между платой управления и программой осуществляется через USB/UART преобразователь и подключается в стандартный разъем USB, расположенный на материнской плате.

Система управления будет подстраивать работу теплообменного аппарата так, чтобы достичь заданной температуры на графическом или основном процессоре, отслеживая данные, получаемые с материнской платы и платы управления. Обмен данными с платой управления реализован с помощью Modbus – коммуникационный протокол, основанный на клиент-серверной архитектуре [3].

Для получения температуры процессора программным способом используется библиотека OpenHardwareMonitorLib.dll. Данная библиотека предоставляет широкий набор функций для получения ин-

формации о всех датчиках материнской платы. Для того чтобы получить температуру процессора, нужно создать экземпляр класса *Computer*. После создания экземпляра задаются начальные настройки для объекта. Начальными настройками являются значения, указывающие на то, с каких датчиков следует считывать температуру.

Информация о температуре, а также данные, полученные с платы управления, будут выводиться в виде графиков. В нашей разработке для построения графиков используется специальная библиотека *ZedGraph* которая предоставляет специальный элемент для *Windows Forms*. Одна из особенностей данной библиотеки – это возможность гибкой настройки графиков.

Сейчас создан первый прототип программы, где информация на графиках обновляется с частотой 5 Гц. Графики строятся по точкам, которые хранятся в списках, т.е., получив температуру процессора и данные с платы управления, мы добавляем эти значения в списки, а затем передаём эти списки графикам.

В планах на будущее предполагается, что ОС ПК будет определять подключение устройства «Система охлаждения «Ice-box» как любое другое стандартное устройство, например мышь или принтер. После чего предлагается пользователю автоматически изменить характер работы системы охлаждения. Так, например, обычная система настроена на среднюю температуру охлаждающей среды примерно 22 °С, а система, которая находится внутри «Ice-box», будет настраиваться на 0 °С. Вся система будет представлена в виде 3D-модели, и пользователь сможет увидеть модель с экрана компьютера. Это будет новым шагом в развитии персональных компьютеров с точки зрения стабилизации температур внутри корпуса системного блока ПК и позволит увеличить производительность всех компонентов и продлить срок их службы.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Старостенко В.В., Шарафеев Р.В., Ермоленко Р.В., Алькова М.А.* Система охлаждения персонального компьютера по принципу теплообменных камер // Междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2016». – Ч. 2. – С. 182–183.

2. *Персональные* страницы [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://people.overclockers.ru/hmMisha/17528/Nastrojka_SpeedFan/ свободный (дата обращения: 03.03.2016).

3. *Сайт* Википедии, страница *Modbus* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://ru.wikipedia.org/wiki/Modbus>, свободный (дата обращения: 07.08.2016).

ПРОЦЕССЫ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ УПРАВЛЯЕМЫХ СИЛОВЫХ КЛЮЧЕЙ ПРИ АКТИВНО-ИНДУКТИВНОЙ И АКТИВНО-ЕМКОСТНОЙ НАГРУЗКЕ

Д.Б. Бородин, аспирант

Научный руководитель В.Д. Семёнов, проф., к.т.н.

Томск, ТУСУР, каф. ПрЭ, Borodindanila@mail.ru

Повышение частоты коммутации приводит к увеличению динамических потерь на переключение транзисторов. Причём на частоте коммутации в несколько сотен килогерц в схемах замещения ключей необходимо учитывать паразитные параметры, такие как индуктивность соединительных проводов и выводов транзисторов, а также монтажные и собственные ёмкости силовых транзисторов. В таких схемах замещения транзисторные ключи всегда работают на реактивную нагрузку, как показано на рис. 1, *а*, *б*. Можно считать, что показанная на рис. 1, *а*, индуктивность L , является индуктивностью соединительных проводов, а ёмкость C на рис. 1, *б* – собственной ёмкостью транзисторного ключа.

Изучение явления переключения с целью улучшения понимания происходящих электромагнитных процессов и их математического описания всегда будет оставаться актуальной задачей.

Анализ переключения транзистора в схеме рис. 1, *а* проведён в работе [1], где коммутирующий транзистор заменён управляемым источником напряжения с изменяющейся скоростью нарастания напряжения на ключе.

Схема на рис. 1, *б* исследована в работе [2], в которой коммутирующий транзистор был заменён на управляемый источник тока с изменяющейся скоростью нарастания тока ключа.

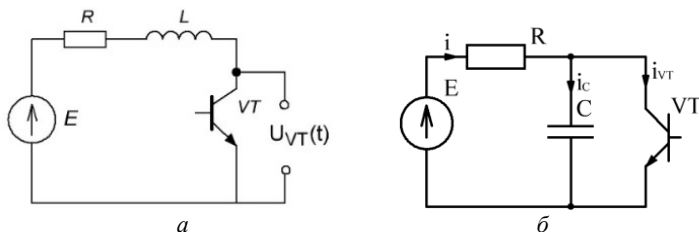


Рис. 1. Исследуемые схемы подключения нагрузки: *а* – активно-индуктивная нагрузка; *б* – активно-емкостная нагрузка

Временные диаграммы коммутационных процессов, протекающих в представленных цепях, приведены на рис. 2 и 3.

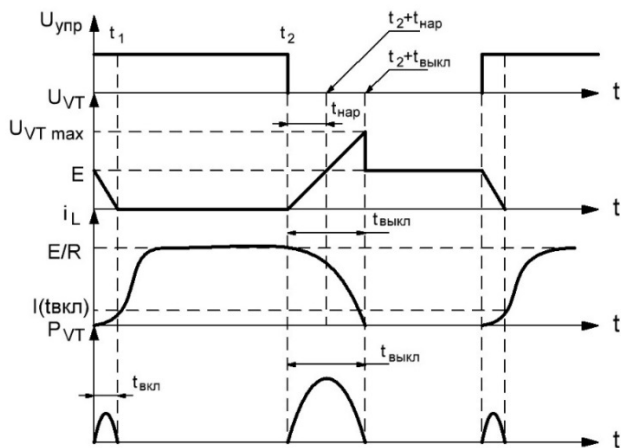


Рис. 2. Диаграммы переключения транзисторного ключа при работе на активно-индуктивную нагрузку

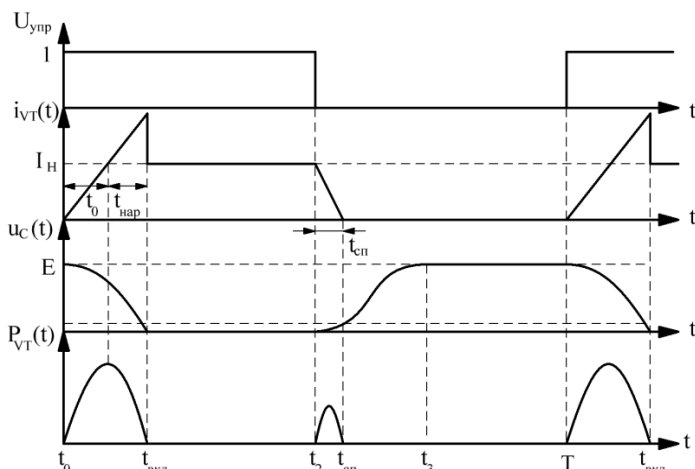


Рис. 3. Диаграммы переключения транзисторного ключа при работе на активно-ёмкостную нагрузку

Сравнивая диаграммы на рис. 2 и 3, можно заметить следующее: при активно-индуктивной нагрузке (см. рис. 2), транзистор **включается «мягко»**, а время включения транзистора $t_{\text{вкл}} = t_1 - t_0$ определяется скоростью спада напряжения на транзисторе. Транзистор VT включается при токе, меньшем, чем ток нагрузки, который достигает

своего установившегося значения только в момент времени $t_{1(1)}$. При этом время подключения нагрузки больше, чем время включения ключа. **Выключается** транзистор в **жёстком режиме**, потому что напряжение на транзисторе достигает величины напряжения источника питания при почти номинальном токе нагрузки, а напряжение на транзисторе превышает напряжение источника питания. Время выключения определяется временем спада тока нагрузки до нуля, что соответствует времени рассеивания энергии индуктивности L .

При активно-ёмкостной нагрузке (см. рис. 3), все процессы дуальны рассмотренным.

Действительно, **включение** транзистора происходит в **жёстком** режиме, при этом ток включения достигает тока нагрузки, при напряжении на ключе, почти равном напряжению источника питания. Ток включения превышает ток нагрузки, а время включения определяется временем разряда ёмкости. **Выключение** транзистора при активно-ёмкостной нагрузке, наоборот, происходит «**мягко**», при малом напряжении на ключе и полностью определяется скоростью спада тока транзистора. Однако напряжение на активной нагрузке станет равным напряжению источника питания только через некоторое время, в момент времени t_3 . Это говорит о том, что в этом случае время отключения нагрузки больше времени выключения транзистора.

Дуальность процессов прослеживается также в том, что токи и напряжения на ключах при разных характерах нагрузки описываются «похожими» формулами.

Ток ключа при работе на активно-индуктивную нагрузку [1]

$$i_{VT}(t) = \frac{E}{R} \left(1 + \frac{\tau}{t_{\text{нар}}} - \frac{t}{t_{\text{нар}}} - \frac{\tau}{t_{\text{нар}}} \cdot e^{-t/\tau} \right). \quad (1)$$

Напряжение на ключе при работе на активно-емкостную нагрузку [2]

$$u_{VT}(t) = E \left(1 + \frac{\tau}{t_{\text{нар}}} - \frac{t}{t_{\text{нар}}} - \frac{\tau}{t_{\text{нар}}} \cdot e^{-t/\tau} \right). \quad (2)$$

Упрощения формул (1) и (2) можно достигнуть, если разложить экспоненту в ряд Тейлора и ограничиться первыми тремя членами. Тогда ток транзистора при активно-индуктивной нагрузке описывается выражением

$$i_{VT}(t) = \frac{E}{R} \left(1 - \frac{t^2}{2 \cdot \tau \cdot t_{\text{нар}}} \right), \quad (3)$$

а напряжение на ключе при активно-ёмкостной нагрузке

$$i_{VT}(t) = E \left(1 - \frac{t^2}{2 \cdot \tau \cdot t_{\text{нар}}} \right) \quad (4)$$

Как видно, в выражениях (1) и (2) ток и напряжение описываются «одинаковыми» формулами. Это говорит о дуальности процессов, происходящих в ключе при работе на реактивную нагрузку.

Уравнения (3) и (4) позволяют найти простые и физически понятные выражения для энергии потерь в транзисторах при выключении активно-индуктивной нагрузки

$$W_{\text{выкл}} = \frac{E^2}{R \cdot t_{\text{нар}}} \left(\frac{2\tau \cdot t_{\text{нар}}}{2} - \frac{4\tau \cdot t_{\text{нар}}^2 \cdot t^2}{8\tau \cdot t_{\text{нар}}} \right) = \frac{E^2 \cdot \tau}{2 \cdot R} = \frac{I_{\text{уст}}^2 \cdot L}{2} \quad (5)$$

и энергии потерь на включение при активно-ёмкостной нагрузке

$$W_{VT\text{вкл}} = \frac{E^2 \cdot 2\tau}{R \cdot t_{\text{вкл}}^2} \cdot \frac{t_{\text{вкл}}^2}{4} = \frac{E^2 \cdot \tau}{2 \cdot R} = \frac{E^2 \cdot RC}{2 \cdot R} = \frac{CE^2}{2}. \quad (6)$$

Для корректного применения формул (3)–(6) необходимо соблюдать условие $\frac{t}{\tau} < 0,8$, тогда ошибка не будет превышать 5%.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бородин Д.Б., Семёнов В.Д. Коммутационные процессы в транзисторе при работе на индуктивную нагрузку без нулевого диода: матер. междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР–2016», 25–27 мая 2016 г., г. Томск: в 6 ч. – Ч. 2. – С. 191–195.

2. Бородин Д.Б., Семёнов В.Д. Коммутационные процессы в транзисторе при работе на активно-ёмкостную нагрузку // Итоги научно-исследовательских работ и курсового проектирования студентов кафедры промышленной электроники: материалы ежегодной научно-практической конференции / под ред. В.Д. Семёнова. – Вып. 9. – Томск: ТУСУР, 2016. – С. 63–68.

АНАЛИЗ СИСТЕМЫ ДРОССЕЛЬНОЙ ВОЗДУШНОЙ ЗАСЛОНКИ

М.В. Гавриленко, студент каф. ПрЭ

Научный руководитель С.Г. Малофиенко, с.н.с.

5-го отдела АО «НПЦ «ПОЛЮС», к.т.н.

Томск, ТУСУР, mishanka.gavrilenko@mail.ru

Электрические следящие системы (ЭСС) обладают широкими функциональными возможностями и обеспечивают большинство технических требований к управлению различными объектами регулиро-

вания, следовательно, позволяют применять типовые серийные электрические машины.

ЭСС представляют собой ветвь систем автоматического регулирования, выполняющих управление положением объекта. Хотя это и ограничивает область их применения, но в промышленности и в военном деле используется множество следящих систем. В военном деле они находят применение в автоматическом управлении положением орудий, в приборах управления стрельбой, в дистанционных передачах позиционной информации и т.д. Промышленное применение следящих систем включает дистанционное управление положением клапанов, дистанционную передачу информации, управление станками и др. [1].

Например, в качестве устройства для регулирования потока воздуха используется электрическая следящая система, а именно дроссельная воздушная заслонка.

Заслонка с электроприводом обеспечивает возможность установки дросселя в крайние положения «закрыто», «открыто» и любое промежуточное положение в пределах $(0-90)^\circ$. Максимальное время поворота заслонки из одного крайнего положения (0°) в другое крайнее положение (90°) должно составлять не более 3 с.

На рис. 1 изображена структурная схема дроссельной заслонки. Дроссельная заслонка состоит из блока электромеханики (БЭМ), преобразовательного устройства (ПУ), редуктора (Р), муфты (М), блока демпфирования (БД), сухого трения (СТ), аэродинамической нагрузки (Н) и датчика положения заслонки (ДПЗ), расположенного на выходном валу блока электромеханики.

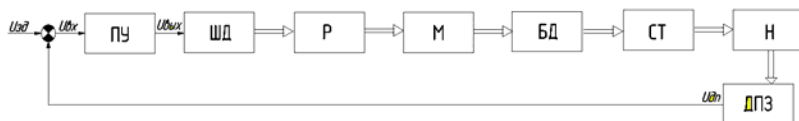


Рис. 1. Структурная схема дроссельной воздушной заслонки

Данная структурная схема была смоделирована в среде Classic 3.01, переходной процесс, ЛАЧХ и ЛФЧХ представлены на рис. 2, 3 [2].

Проанализировав систему дроссельной воздушной заслонки, можно увидеть, заслонка начинает поворачиваться со скоростью около 35° в секунду и, с учетом начального участка переходной характеристики, достигнет заданного угла поворота в 90° за 8,9 с. Перерегулирование равно 37,25%, запас устойчивости по амплитуде составляет порядка двух децибел, а по фазе – меньше нуля градусов, что свидетельствует о неустойчивости системы.

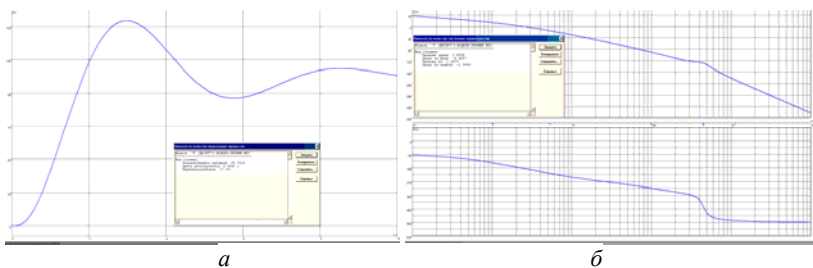


Рис. 2. Исходные графики переходного процесса (а) и ЛАЧХ и ЛФЧХ (б)

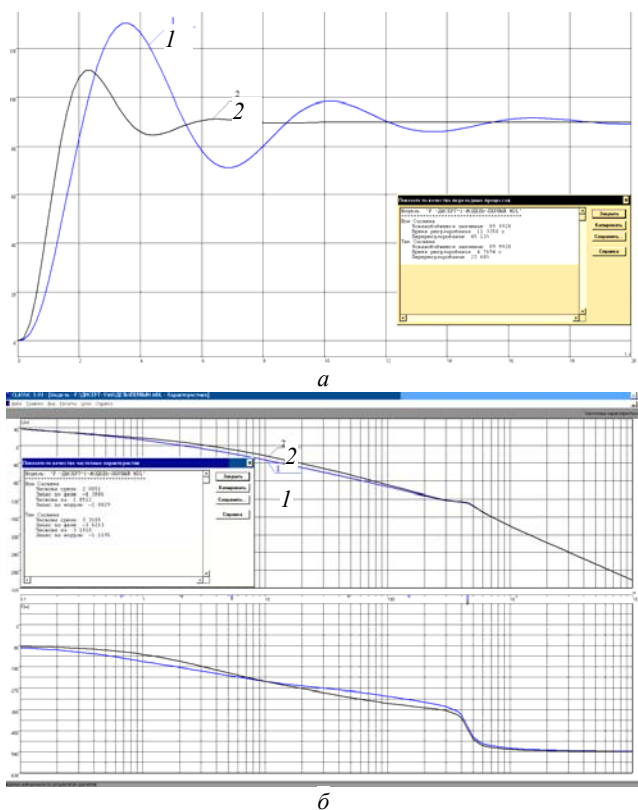


Рис. 3. Графики переходного процесса (а), ЛАЧХ и ЛФЧХ (б), при увеличении коэффициента – 1 и соответственно при его уменьшении – 2

Так как система не соответствует требованиям задания, проанализируем влияние на нее коэффициента демпфирования и коэффициента упругости муфты.

Влияние коэффициента демпфирования ξ . Для оценки влияния данного коэффициента на характеристики системы увеличим и уменьшим его численно на одну и ту же величину. Результаты влияния изменения коэффициента демпфирования на характеристики системы представлены ниже.

При увеличении коэффициента демпфирования быстродействие системы уменьшается. Но так как система должна выходить на нужный угол в 90° за 3 с, то изменение демпфирования в меньшую сторону также не приводит к необходимому быстродействию. Кроме того, происходит изменение частоты среза и незначительное изменение запаса устойчивости по фазе и амплитуде в пределах на границах устойчивости.

Влияние коэффициента упругости (жесткости). Для оценки влияния коэффициента упругости (жесткости) также увеличим и уменьшим данный коэффициент количественно на некоторое значение и представим полученные результаты на рис. 4.

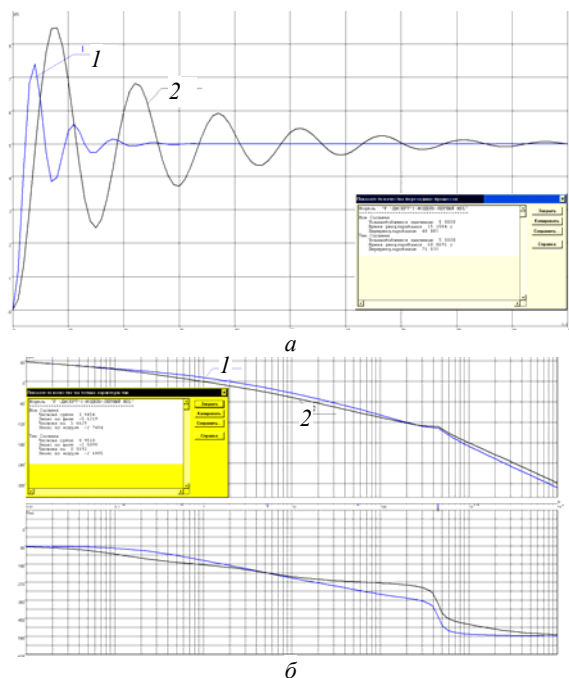


Рис. 4. Графики переходного процесса (а), ЛАЧХ и ЛФЧХ (б), увеличению коэффициента жесткости соответствуют кривые 1, а его уменьшению соответствуют кривые 2

Изменение жесткости муфты приводит к изменению быстродействия системы. Изменяется характер колебаний системы, запас устойчивости по фазе и амплитуде.

Выводы. По результатам проведенных исследований можно сделать следующие выводы:

1. Система с первоначальными параметрами может не удовлетворять требованиям по быстродействию, запасу устойчивости по фазе и амплитуде.

2. При увеличении коэффициента передачи прямого тракта возможно появление колебательного процесса в замкнутой системе.

3. Свойства данной системы существенным образом зависят от параметров шагового двигателя. Изменение коэффициента демпфирования и упругости муфты может привести к следующим особенностям системы:

а) увеличение коэффициента демпфирования ξ приводит к уменьшению быстродействия системы;

б) увеличение коэффициента упругости муфты K приводит к увеличению колебательности системы.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Арендт В.Р.* Практика следящих систем / В.Р. Арендт, К.Дж. Сэвент. – М.; Л.: Госэнергоиздат, 1962. – 556 с.

2. *Федотов А.В.* Анализ и синтез систем автоматического управления с использованием автоматизированных систем MATLAB и CLASSIC: сборник заданий по дисциплине «Теория автоматического управления». – Омск: ОмГТУ, 2006. – 64 с.

РАСЧЕТ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ФУНКЦИИ АЭРОДИНАМИЧЕСКОЙ НАГРУЗКИ ДРОССЕЛЬНОЙ ВОЗДУШНОЙ ЗАСЛОНКИ

М.В. Гавриленко, студент, каф. ПрЭ

Научный руководитель С.Г. Малофиенко, с.н.с.

5-го отдела АО «НПЦ «ПОЛЮС», к.т.н.

Томск, ТУСУР, mishanka.gavrilenko@mail.ru

В устройствах для регулирования потока воздуха часто используется электрическая следящая система дроссельной воздушной заслонки.

Заслонка с электроприводом обеспечивает возможность установления дросселя в крайние положения «закрывается», «открывается» и любое промежуточное положение в пределах $(0-90)^\circ$. Максимальное время поворота заслонки из одного крайнего положения (0°) в другое крайнее положение (90°) должно составлять не более 3 с.

Для точного моделирования системы дроссельной воздушной заслонки необходимо рассчитать передаточную функцию аэродинамической нагрузки (далее – «Нагрузка»). Нагрузка в данной системе представляет собой аэродинамический момент, создаваемый потоком воздуха, действующего на дроссель. Конструкция данного дросселя представлена на рис. 1.

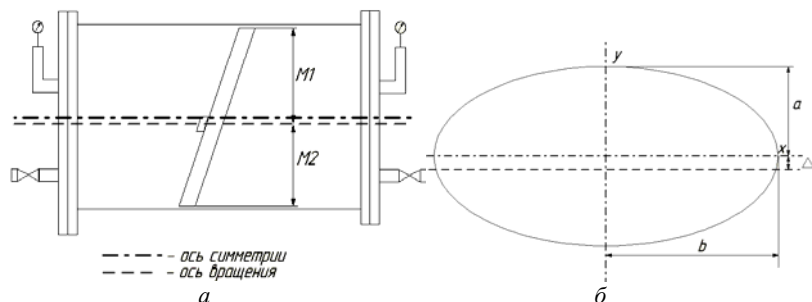


Рис. 1. Конструкция дросселя: а – вид с боку, б – вид спереди

Главная особенность данной заслонки состоит в том, что ось вращения заслонки смещена относительно оси симметрии. Следовательно, суммарный аэродинамический момент будет рассчитываться как разница между моментами разных частей дросселя (см. рис. 1, а).

В результате проведенного анализа было получено точное значение аэродинамического момента в зависимости от угла поворота.

$$M_{\text{аэрд}}(\alpha) = 0,121\alpha - 1,67 \cdot 10^{-3}(4\alpha + 0,5), \text{ Н} \times \text{м}.$$

Так как второй член полученного выражения на два порядка меньше первого, то им можно пренебречь, и в результате получаем упрощенное приближенное выражение

$$M_{\text{аэрд}}(\alpha) = 0,121\alpha, \text{ Н} \times \text{м}.$$

На рис. 2 представлена зависимость аэродинамического момента от угла α (в радианах).

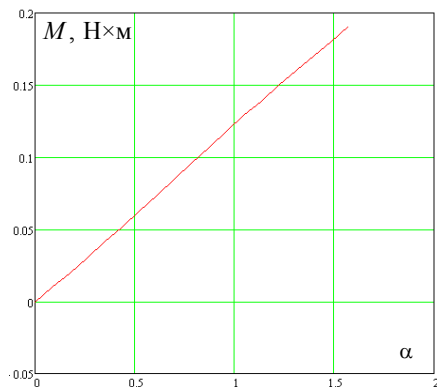


Рис. 2. Зависимость аэродинамического момента от угла (в радианах)

Поскольку зависимость аэродинамического момента от угла α линейна, то передаточная функция нагрузки, определенная как отношение приращения момента к приращению угла, будет иметь вид

$$W_H = 0,121.$$

ЛИТЕРАТУРА

1. Кошкин Н.И. Справочник по элементарной физике / Н.И. Кошкин, М.Г. Ширкевич. – М.: Наука, 1972. – 256 с.

НОВЫЕ МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ АВТОМАТИЗАЦИИ НЕФТЯНЫХ СТАНЦИЙ

А.О. Горячев, студент каф. УИ

*Научный руководитель П.Г. Нестеренко, вед. спец. ООО «ЭлеТим»
Томск, ТУСУР, sparda210@gmail.com*

Нефтяные станции – технологически сложные и большие объекты, многие из которых являются стратегическими объектами страны. Поэтому для уменьшения риска возникновения аварий, чрезвычайных ситуаций и просто ошибок на них устанавливают системы автоматизации. Система автоматизации берёт на себя большую часть работы по управлению станцией, передаче данных, контролю и т.д.

Актуальность проблемы состоит в том, что построение системы автоматизации требует многолетнего опыта и понимания алгоритмов и структур. Также эта работа занимает очень много времени и сил. И не стоит забывать, что даже маленькая ошибка в системе может очень дорого стоить.

Структуру системы автоматизации делят на три уровня: верхний, средний и нижний. Верхний уровень чаще всего представлен в виде HMI- или SCADA-системы, проще говоря, это сервер с монитором на котором отображается принципиальный рисунок текущего состояния станции. С верхнего уровня оператор может управлять станцией удалённо. Средний уровень представлен программируемым логическим контроллером (рис. 1). Он обеспечивает связь верхнего и нижнего уровня, а также отработку всей автоматизации без участия человека. Всё управление станцией идёт через него. Нижний уровень – это различные датчики, сенсоры, двигатели, насосы и т.д.

Исходя из вышесказанного, можно понять, что новые методы построения надо внедрять на один из уровней системы автоматизации. На верхнем уровне это улучшение качества отображения, увеличение возможностей сервера или протокола общения между верхним и средним уровнем. На нижнем уровне это увеличение мощности или

точности оборудования. Но наверное самым важным и правильным будет улучшить средний уровень, так как он обеспечивает сбор и передачу информации, обработку защит и автоматики, построение алгоритмов работы. А также стоит учитывать, что именно разработка среднего уровня занимает самую продолжительную часть работ.



Рис. 1. Программируемый логический контроллер «Эси-ТМК»

В данной статье предлагается изменить часть работ, связанную с написанием программного обеспечения для контроллера, так как именно здесь совершается большинство ошибок и встаёт вопрос понимания и опыта. Здесь предлагается создать новый компилятор для программирования. Особенности нового компилятора заключаются в следующем [1].

1. Главная секция программы представлена в визуальном виде (рис. 2), это упростит понимание алгоритмов для тех, кто не опытен в программировании.

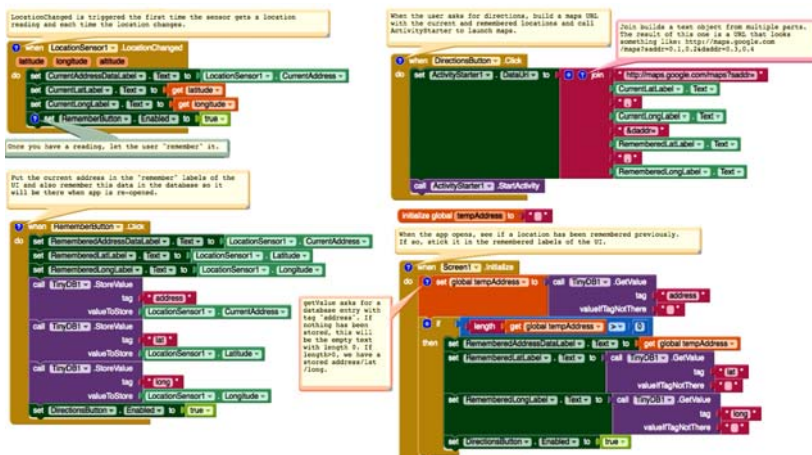


Рис. 2. Пример визуального вида главной секции

2. Код будет исполняться событийно, что ускорит выполнение тех или иных действий, так как не будет исполняться ненужный в данный момент код.

3. Возможность изменения языка программно, если человек не знает один язык программирования, то ему не придётся переписывать весь код.

4. Возможность изменения кода при работающем контроллере, очень часто внесение корректировок в работу невозможно без остановки станций, а это большие расходы.

Данный компилятор позволит неопытным разработчикам быстрее разобраться в алгоритмах и принципах построения. Также компилятор уменьшит риск возникновения ошибок и упростит их устранение. Из-за возможности изменять код во время работы станции уменьшаются затраты и время разработки системы автоматизации нефтяных станций.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Lewis R.W.* Programming industrial control systems using IEC 1131-3 Revised edition (United Kingdom'1999) IEE.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СВЕРТОЧНОГО КОДЕРА И ДЕКОДЕРА ВИТЕРБИ В СОСТАВЕ СИСТЕМЫ ЦИФРОВОГО ДИФФЕРЕНЦИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ НА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ В СРЕДЕ MATLAB SIMULINK

А.О. Гребенкин, студент; Н.С. Легостаев, проф., к.т.н.

Научный руководитель Н.С. Легостаев, проф., к.т.н.

Томск, ТУСУР, каф. ПрЭ, lns@ie.tusur.ru

Системы обмена информацией с использованием различных линий передачи данных находят широкое применение во многих областях науки и техники. Влияние помех на передаваемый сигнал приводит не только к значительным ошибкам систем измерения, а даже к нарушению функционирования системы автоматического управления, поскольку передаваемые и принимаемые данные могут значительно отличаться друг от друга.

Однако для многих практических применений, в том числе в устройствах цифрового дифференцирования сигналов (ЦДС), наличие большого числа помех и неточностей в получаемых и обрабатываемых дискретных данных является недопустимым.

Для повышения достоверности передачи цифровой информации по зашумленным каналам связи используются помехоустойчивые коды, которые получают путем добавления проверочных данных к передаваемой информации. Идеальный помехоустойчивый код позволяет достичь сколь угодно малой вероятности ошибочного декодирования сигнала при любой скорости передачи информации в пределах пропускной способности канала [1, 2].

Для того чтобы избежать использования сложных и дорогостоящих аппаратных средств кодирования и декодирования информации, следует упрощать программные алгоритмы кодирования для упрощения устройства декодирования. Однако упрощение алгоритмов кодирования приводит к ухудшению характеристик получаемых помехоустойчивых кодов. Помехоустойчивые коды целесообразно реализовывать на микроконтроллере с заданным алгоритмом работы, в память которого занесена программа для реализации этого алгоритма.

Структурная схема аппаратной части системы ЦДС с повышенной помехоустойчивостью, представленная на рис. 1, включает блок обработки информации, реализованный по известной структуре, и устройство ЦДС.

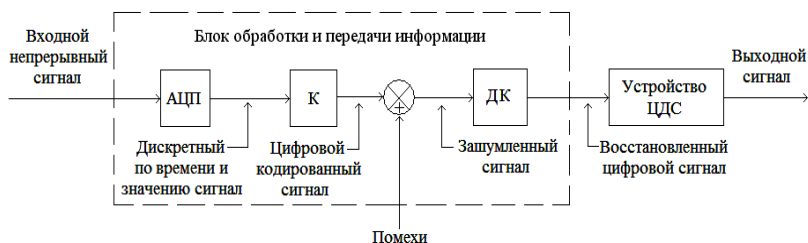


Рис. 1. Структурная схема аппаратной части системы ЦДС

Входной непрерывный сигнал поступает на вход аналого-цифрового преобразователя (АЦП), который обеспечивает дискретизацию аналогового сигнала по времени и его квантование по уровню. К сигналу, полученному на выходе АЦП, искусственно добавляются избыточные (проверочные) данные кодером (К), необходимые для определения синдрома ошибки декодером (ДК) с ее последующим исправлением. В результате получается помехоустойчивый код, который передается по каналу связи. Восстановленный цифровой сигнал поступает на вход устройства ЦДС, выполняющего операцию дифференцирования сигнала. Имитационная модель для исследования системы ЦДС, основанная на использовании сверточного кодера и декодера Витерби, представлена на рис. 2.

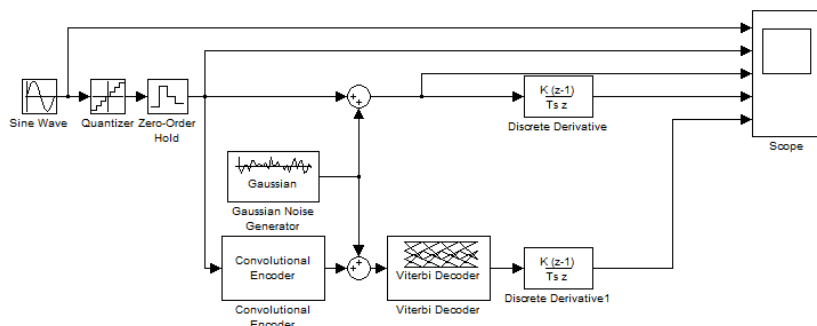


Рис. 2. Имитационная модель для исследования системы ЦДС в среде Matlab Simulink

В качестве источника помех используется блок Gaussian Noise Generator из программы Matlab, а в качестве устройства ЦДС – простейший блок определения производной дискретно заданного сигнала.

Результаты моделирования системы ЦДС представлены на рис. 3.

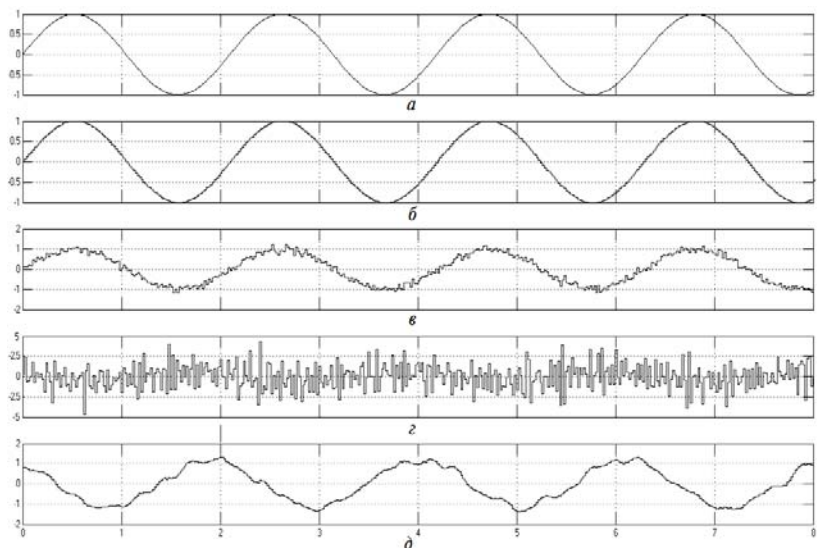


Рис. 3. Результаты моделирования:

a – входной непрерывный сигнал; *б* – входной сигнал, дискретный по уровню и квантованный по времени; *в* – зашумленный сигнал; *г* – производная зашумленного сигнала без применения помехоустойчивого кодирования; *д* – производная зашумленного сигнала с применением помехоустойчивого кодирования

Анализ результатов моделирования позволяет сделать следующие выводы.

1. Даже при незначительном уровне шумов в исходном цифровом сигнале (рис. 3, в) полученная производная на выходе устройства ЦДС без применения помехоустойчивого кодирования (рис. 3, г) оказывается сильно зашумленной.

2. При использовании помехоустойчивого кодирования уровень шумов значительно снижается (рис. 3, д), что позволяет повысить точность выполнения операции ЦДС за счет уменьшения искажений входной информации.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Зубарев Ю.Б.* Помехоустойчивое кодирование в цифровых системах передачи данных / Ю.Б. Зубарев, Г.В. Овечкин // *Электросвязь*. – 2008. – №12. – С. 58–61.

2. *MacKay David J.C.* Information Theory, Inference, and Learning Algorithms / David J.C. MacKay. – Cambridge: University Press, 2003.

МЕТОДИКА ЦИФРОВОГО СПЛАЙН-ДИФФЕРЕНЦИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ С ПОВЫШЕННОЙ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬЮ

А.О. Гребенкин, студент; Н.С. Легостаев, проф. каф. ПрЭ, к.т.н.

Научный руководитель Н.С. Легостаев, проф. каф. ПрЭ, к.т.н.

Томск, ТУСУР, lns@ie.tusur.ru

Цифровая обработка сигналов (ЦОС), представленных в виде последовательности значений этих сигналов с заданным периодом дискретизации, находит все большее применение в настоящее время. В первую очередь это обусловлено тем, что цифровые цепи меньше подвержены воздействию шума и влиянию внешней среды, чем аналоговые схемы [1].

Можно выделить следующие задачи ЦОС, для решения которых разрабатываются различные алгоритмы: фильтрация, интерполяция, интегрирование, дифференцирование, кодирование-декодирование и сжатие сигналов, обработка сигналов методами математической статистики, а также синтез систем с обратной связью и цифровых алгоритмов регулирования.

Алгоритмы цифрового дифференцирования сигналов (ЦДС) находят широкое применение, поскольку выполнение операции дифференцирования является необходимым во многих отраслях науки и техники, в частности в системах с обратной связью. Методика ЦДС реализуется с помощью совокупности методов оценки погрешностей

и методов вычисления значения производной дискретно заданной функции.

При решении математической задачи ЦДС исходим из условий:

1. Исследуемый сигнал S является функцией времени $s(t)$, т.е. $S_t = s(t)$, где $t = t_1, t_2, t_3, \dots$ – дискретные равноотстоящие на Δt моменты времени, в которые происходит измерение значения сигнала.

2. В те моменты, когда происходит измерение значения сигнала, процесс остается стационарным.

3. Исходный сигнал заменяется его оценкой $\hat{S}_t$, поскольку истинное значение исследуемого сигнала неизвестно из-за неизбежного наличия ошибок и погрешностей [1, 2]. Оценка представляется аддитивным выражением истинного значения сигнала и погрешности его измерения, т.е. $\hat{S}_t = S_t + \Delta S_t$, где ΔS_t – погрешность измерения интересующего нас сигнала, причем $\Delta S_t < P$, где P – некоторое пороговое значение, определяемое точностными характеристиками измерительного прибора.

4. Производится множественная выборка, т.е. многократное измерение сигнала с целью уменьшения погрешности и повышения точности и устойчивости оценок $\hat{S}_t$ исследуемого сигнала [1–3]. Предполагается, что в каждый момент времени t имеется n оценок сигнала S_t , характеризующих значение сигнала в текущий момент времени.

5. Значение оценки сигнала $\hat{S}_t$ определяется в первую очередь значением погрешности ΔS_t , поскольку истинное значение в какой-то определенный момент остается неизменным, а от измерения к измерению меняется лишь погрешность этого измерения.

6. Предполагается, что погрешность задается искусственно случайным образом, поскольку измерить значение сигнала несколько раз в один момент времени не представляется возможным. Математическое описание имеет вид

$$M\{\Delta S_t\} = 0,$$

$$D\{\Delta S_t\} = M\{\Delta S_t - M\{\Delta S_t\}\}^2 = M\{\Delta S_t^2\} - (M\{\Delta S_t\})^2 = \sigma_t^2 < \infty,$$

$$\text{cov}(\Delta S_m, \Delta S_{t(n-1)}) = 0,$$

где $M\{\Delta S_t\}$ – математическое ожидание дискретной случайной величины, т.е. среднее значение случайной величины; $D\{\Delta S_t\}$ – дисперсия

дискретной случайной величины; $\sigma_t = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (\Delta S_{ti} - \overline{\Delta S_t})^2}$ – средне-

квадратическое отклонение; cov – ковариация, т.е. коэффициент корреляции; значение, равное 0, показывает, что случайные величины независимы друг от друга.

Таким образом, в каждый момент времени t имеется m оценок сигнала $\hat{S}_{t-m+1}, \hat{S}_{t-m+2}, \dots, \hat{S}_t$, полученных в моменты времени $(m \times 1)$ и $t_{-m+1}, \dots, t_{-1}, t$, где m – некоторое ограниченное натуральное число, т.е. суть операции ЦДС заключается в максимально точном определении производной сигнала на основе имеющихся оценок исследуемого сигнала в каждый момент времени.

Алгоритм определения производной исследуемого сигнала заключается в следующем:

1. В каждый момент времени происходит однократное измерение текущего значения сигнала, результаты которого заносятся в матрицу размерностью $(m \times 1)$, причем на каждом такте решения задачи ЦДС верхняя строка смещается на одну вниз, а самая нижняя вытесняется.

Одновременно с этим генерируется n значений погрешностей измерения сигнала с учетом наложенных ограничений, а затем вычисляется выборочное среднее $\Delta S_t = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \Delta S_{ti}$.

2. Вычисленные значения выборочного среднего заносятся в матрицу и складываются с текущими значениями сигнала. В результате в каждый момент времени имеется матрица оценок значений исследуемого сигнала размерностью

$$\hat{S}_t = \begin{bmatrix} S_1 + \Delta S_1 \\ S_2 + \Delta S_2 \\ \dots \\ S_m + \Delta S_m \end{bmatrix}.$$

3. На каждом сегменте функцию $\hat{S}_t$ интерполируют кубическим сплайном вида:

$$\hat{S}_i(t) = a_i + b_i(t - t_i) + \frac{c_i}{2}(t - t_i)^2 + \frac{d_i}{6}(t - t_i)^3,$$

где a_i, b_i, c_i, d_i – коэффициенты, полученные при решении системы линейных алгебраических уравнений, составленных для каждого сегмента.

4. Определяются производные кубического сплайна:

$$\hat{S}_i'(t) = b_i + c_i(t - t_i) + \frac{d_i}{2}(t - t_i)^2,$$

$$\hat{S}_i''(t) = c_i + d_i(t - t_i),$$

$$\hat{S}_i'''(t) = d_i.$$

Представленная методика ЦДС направлена на вычисление непрерывной производной сигнала вплоть до третьей с повышенной точностью за счет максимального приближения сплайна к реальному сигналу и может найти применение в программно-аппаратной реализации адаптивных регуляторов САУ.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Chartrand R.* Numerical differentiation of noisy, nonsmooth data / R. Chartrand // *ISRN Applied Mathematics*. – 2011. – Vol. 2011. – 11 p.
2. *Светлаков А.А.* Традиционное и нетрадиционное оценивание неизвестных величин: учеб. пособие: в 2 ч. – Ч. 1: Простейшие задачи оценивания неизвестных величин по результатам их экспериментальных измерений. – Томск: ТУСУР, 2007. – 549 с.
3. *Ивченко Г.И.* Введение в математическую статистику: учебник / Г.И. Ивченко, Ю.И. Медведев. – М.: Изд-во ЛКИ, 2010. – 600 с.

ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ МАГНЕТРОННОЙ РАСПЫЛИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ РЕЗОНАНСНОГО ИНВЕРТОРА С ФИМ

С.И. Еньшин, магистрант; Н.С. Легостаев, проф. каф. ПрЭ, к.т.н.

Научные руководители: Н.С. Легостаев, проф. каф. ПрЭ, к.т.н.

Томск, ТУСУР, lns@ie.tusur.ru;

*В.О. Оскирко, инженер лаборатории прикладной электроники
ИСЭ СО РАН, oskirkovo@gmail.com*

В настоящее время Россия входит в этап активного освоения современных технологий нанесения тонкопленочных покрытий на различные поверхности. Методы получения пленок подразделяются на физические (PVD – Physical Vapor Deposition), химические и промежуточные газофазные химические методы (CVD – Chemical Vapor Deposition).

В последние годы, благодаря интенсивным экспериментальным и теоретическим исследованиям в технологию нанесения тонкопленочных покрытий широко внедряется метод магнетронного распыления, для реализации которого разрабатываются и внедряются магнетронные распылительные системы (МРС), предлагаются способы повышения эффективности их работы [1].

Важнейшим функциональным узлом MPC является специализированный источник питания, который во многом определяет возможности MPC и с помощью которого путем оптимизации разрядных параметров (ток и напряжение) удастся получать тонкие пленки высокого качества с различными физическими характеристиками.

В [2] рассмотрен источник питания магнетронной распылительной системы на базе частотно-модулируемого резонансного преобразователя (Frequency-modulated resonant converters), при исследовании работы которого в составе MPC подтвердились известные достоинства [3] и проявились недостатки, вызванные большой глубиной регулирования мощности. При этом частота преобразования снижалась до частоты звукового диапазона, что, в свою очередь, вызывало большие пульсации напряжения на выходе источника и затрудняло настройку ПИД-регулятора системы автоматического регулирования.

Для устранения отмеченных недостатков предлагается изменить топологию высокочастотного инвертора с одновременной заменой управления с ЧИМ на ФИМ. Упрощенная схема силовой части источника питания для MPC приведена на рис. 1, где 1 – блок коммутации, 2 – сетевой выпрямитель, 3 – сетевой фильтр, 4 – высокочастотный инвертор.

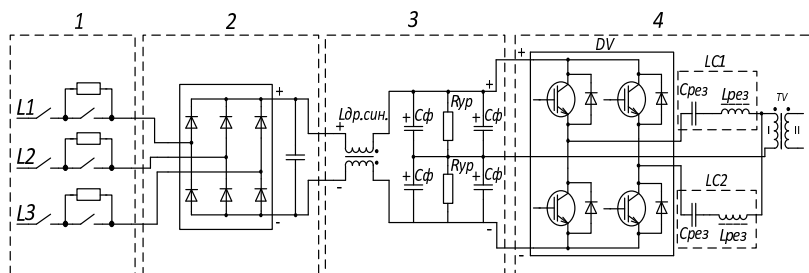


Рис. 1. Упрощенная схема силовой части источника питания для MPC

Имитационная модель инвертора, построенная в среде моделирования PSIM, представлена на рис. 2. Принцип регулирования выходной мощности инвертора заключается в изменении фазы управляющего сигнала. Управляющий сигнал транзисторов MOS1 и MOS2 не изменяется по фазе, а фаза управляющего сигнала транзисторов MOS3 и MOS4 регулируется в диапазоне от 0 до 180 эл. град, что позволяет изменять уровень мощности на выходе инвертора путем сложения или вычитания токов резонансных контуров LC1 и LC2.

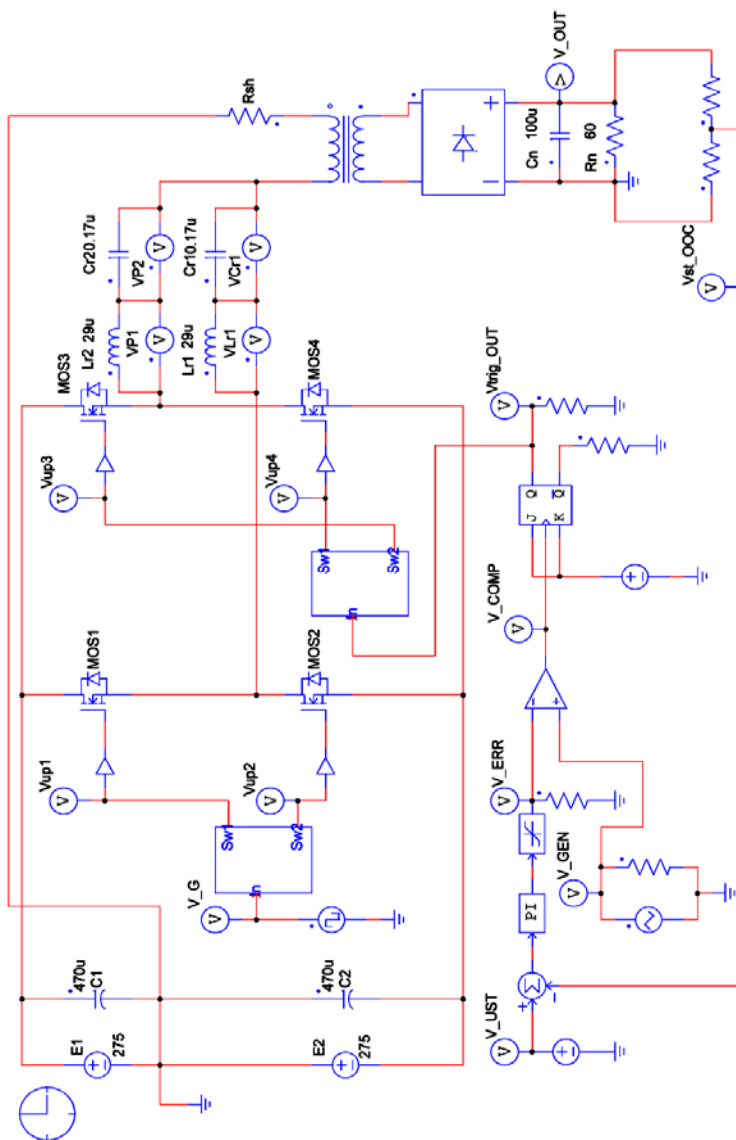


Рис. 2. Имитационная модель инвертора с ФИМ

Результаты исследования электромагнитных процессов физического и компьютерного моделирования для максимальной мощности

$P_{\max}$ (при фазовом сдвиге $\varphi=180$ эл.град), для минимальной мощности $P_{\min}$ (при фазовом сдвиге $\varphi=10$ эл. град) и для мощности P при фазовом сдвиге $\varphi=180$ эл. град представлены на рис. 3–8 в виде осциллограмм токов резонансных контуров LC1, LC2 и тока первичной обмотки трансформатора TV как результат алгебраической суммы токов контуров.

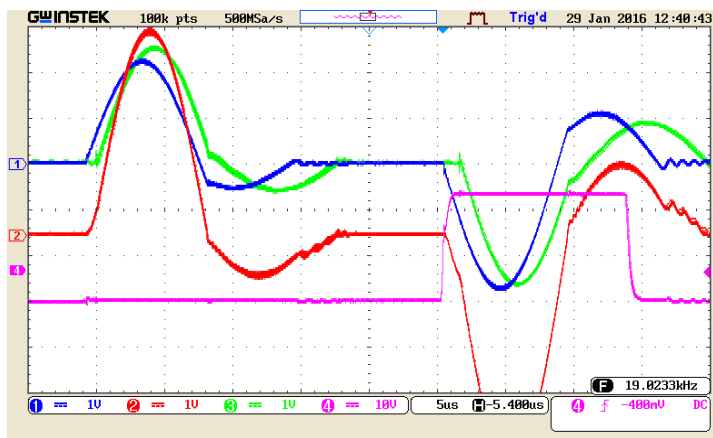


Рис. 3. Физическое моделирование ($P_{\max}$)

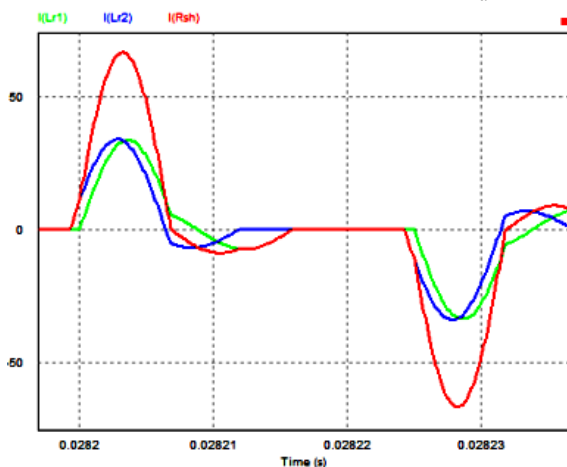


Рис. 4. Моделирование в PSIM ($P_{\max}$)

Анализ результатов физического и компьютерного моделирования показал высокую сходимость результатов, а их использование

позволило построить график зависимости $P=f(\varphi)$ (рис. 9). Анализ функции $P=f(\varphi)$ приводит к заключению, что система управления имеет некоторую слепую зону, когда изменение угла φ не приводит к изменению выходной мощности.

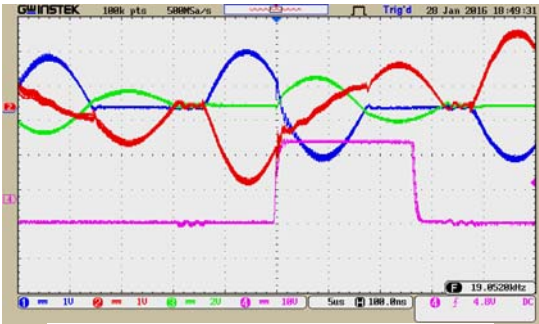


Рис. 5. Физическое моделирование ($P_{\varphi=80}$)

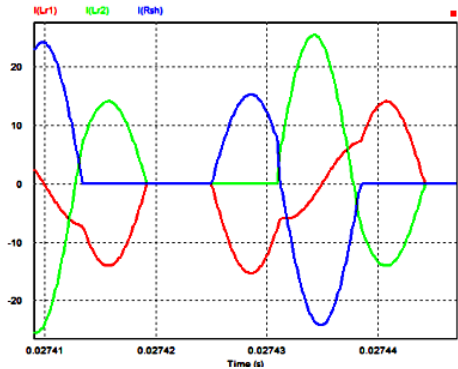


Рис. 6. Моделирование в PSIM ($P_{\varphi=80}$)

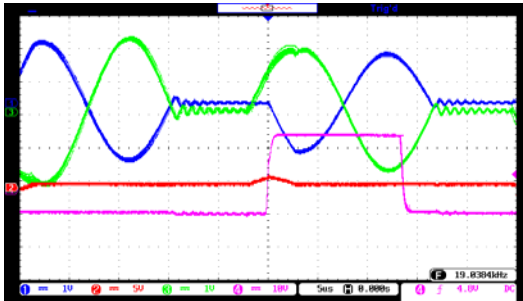


Рис. 7. Физическое моделирование ($P_{\min}$)

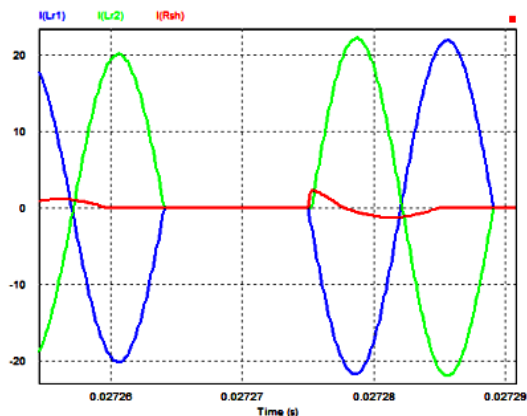


Рис. 8. Моделирование в PSIM ($P_{\min}$)

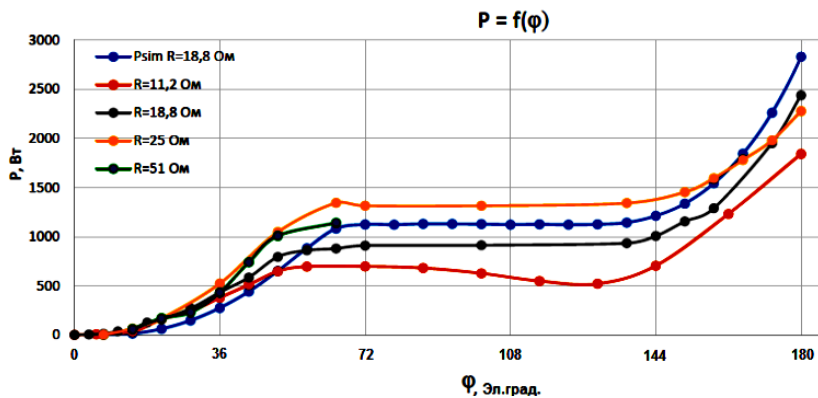


Рис. 9. Зависимость $P = f(\varphi)$

ЛИТЕРАТУРА

1. *Казиев А.В.* Экспериментальное исследование сильноточного импульсного магнетронного разряда с управляемой конфигурацией внешнего магнитного поля / А.В. Казиев, П.А. Хромов, И.А. Щелканов и др. // *Успехи прикладной физики.* – 2013. – Т. 1, №2. – С. 173–177.
2. *Еньшин С.И.* Источник питания магнетронной распылительной системы на основе резонансного инвертора с ЧИМ / Научная сессия ТУСУР–2016: в 6 ч. – Ч. 2. – Томск: В-Спектр, 2015. – С. 203–206.
3. *Легостаев Н.С.* Динамические свойства высокочастотных транзисторных преобразователей / Н.С. Легостаев, К.В. Четвергов. – Томск: Изд-во Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2012. – 97 с.

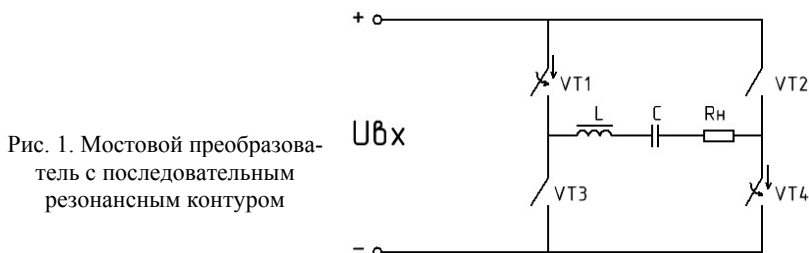
РАБОТА РЕЗОНАНСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПРИ ИЗМЕНЕНИИ НАГРУЗКИ

Д.Е. Железовский, аспирант каф. ПрЭ

Научный руководитель Г.Я. Михальченко, проф. каф. ПрЭ, д.т.н.

Томск, ТУСУР, denistusur370-1@yandex.ru

Развитие источников вторичного электропитания, построенных на базе высокочастотных импульсных преобразователей напряжения, направлено на повышение их удельных энергетических характеристик, качества выходной электроэнергии и КПД. Обзор публикаций в области силовой электроники и преобразовательной техники за последние десятилетия показывает, что одним из перспективных направлений развития импульсных преобразователей электроэнергии является использование резонансных контуров, обеспечивающих снижение динамических потерь в транзисторах [1]. Одна из возможных структур мостового преобразователя с последовательным резонансным контуром приведена на рис. 1, где VT1–VT4 – силовые транзисторы, LC – индуктивность и емкость резонансного контура, R_n – сопротивление нагрузки, $U_{вх}$ – входное постоянное напряжение.



При использовании в силовых цепях реактивных элементов, образующих резонансный контур, можно добиться так называемого «мягкого» переключения силовых транзисторов при нулевых значениях тока или напряжения [2]. На рис. 2 представлены диаграммы напряжения и тока транзистора.

По сравнению с классическими преобразователями напряжения, использующими широтно-импульсный закон регулирования, резонансные преобразователи напряжения являются более сложными объектами управления. Во многих случаях это, как правило, обусловлено нелинейностью частотных характеристик преобразователя [3]. В частности, на рис. 3 представлены зависимости КПД при изменении текущей частоты f_r относительно резонансной частоты контура f_0 .

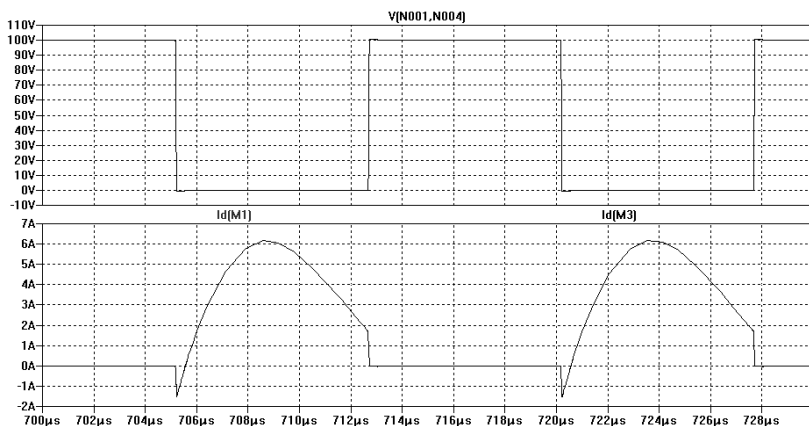


Рис. 2. Диаграммы напряжения и тока транзистора

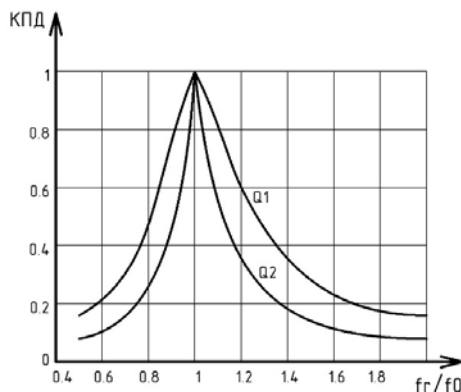


Рис. 3. Частотная характеристика резонансного преобразователя ($Q_1 < Q_2$)

Основным методом управления преобразователем с последовательным резонансным контуром является частотно-импульсная модуляция. При этом регулирование основано на увеличении реактивной составляющей импеданса контура по мере удаления рабочей частоты от резонансной. Следовательно, одним из основных минусов резонансного преобразователя является ограниченный диапазон изменения нагрузки.

Зависимость КПД от выходной мощности резонансного преобразователя представлена на рис. 4 (кривая 1).

Как видно из рис. 4, при уменьшении выходной мощности, уменьшается КПД преобразователя. Для улучшения КПД резонансно-

го преобразователя при работе на малую нагрузку необходимо использовать отличный от частотно-импульсной модуляции метод управления. В качестве дополнительного метода управления может быть выбран один из следующих:

- релейный метод,
- фазоимпульсный метод,
- широтно-импульсный метод.

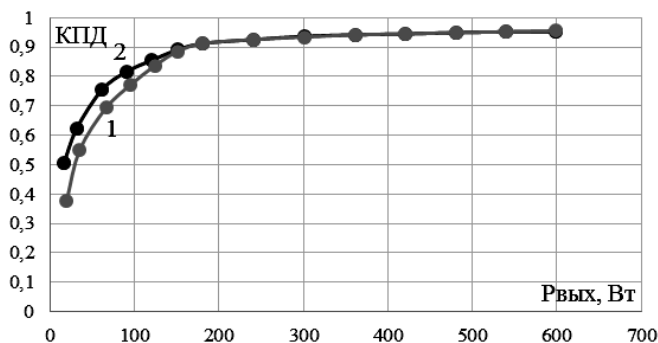


Рис. 4. Зависимость КПД от выходной мощности резонансного преобразователя: 1 – частотное управление, 2 – комбинированное управление

На рис. 4 (кривая 2) представлена зависимость КПД от выходной мощности резонансного преобразователя при комбинированном (частотном и релейном) методе управления.

Введение комбинированного метода управления должно расширить рабочий диапазон резонансного преобразователя и улучшить КПД при малой мощности нагрузки. Основным способом регулирования останется частотно-импульсная модуляция, а при низких нагрузках должно происходить плавное переключение управления на один из предложенных вариантов.

В результате проделанной работы проведен обзор типов управления, на которых возможна работа резонансных преобразователей при малой мощности, с целью улучшения КПД. Получена зависимость КПД от выходной мощности резонансного преобразователя при комбинированном (частотном и релейном) методе управления. На основе результатов работы планируется переход к следующему этапу исследования, а именно реализации управления всех типов комбинированных методов для сравнения их характеристик между собой.

ЛИТЕРАТУРА

1. Горяшин Н.Н., Соломатова А.А., Хорошко А.Ю. Проблемы использования резонансных режимов в высокочастотных импульсных преобразовате-

лях напряжения // Электронные и электромеханические системы и устройства: тезисы докл. XIX науч.-техн. конф. – Томск, 2010. – С. 60–63.

2. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Технофера, 2005. – 632 с.

3. Bodur H., Bakan F. An Improved ZCT-PWM DC-DC Converter for High-Power and Frequency Applications // IEEE Trans. On Industrial Electronics. – 2004. – Vol. 51, No. 1. – PP. 89–94.

ПРОБЛЕМА АНАЛИТИЧЕСКОГО РАСЧЕТА КОММУТАЦИОННЫХ ПОТЕРЬ НА ТРАНЗИСТОРНОМ КЛЮЧЕ

И.М. Журавлев, аспирант каф. КСУП

Томск, ТУСУР, iv_zhuravlev@mail.ru

Развитие современной электроники идет по пути увеличения рабочего частотного диапазона. Вместе с ростом рабочей частоты растут и относительная доля коммутационных потерь на транзисторных ключах. Начиная с определенного частотного интервала, они становятся равны, а затем начинают превосходить удельную величину статических потерь [1, 2]. Таким образом, для разработки высокочастотных преобразователей с высокими удельными энергетическими характеристиками необходимо в первую очередь учитывать величину коммутационных потерь мощности на транзисторном ключе.

В то же время отсутствует единая теория аналитического расчета потерь мощность при коммутации транзистора. Обзор литературы [1–5] выдал более 3 методик оценки потерь при переключении транзисторного ключа. Несмотря на различные подходы по расчету величины коммутационных потерь, в них прослеживается общий алгоритм. Рассмотрим его на примере расчета коммутационных потерь при включении транзисторного ключа.

Во-первых, делается допущение, что напряжение U_{DS} , прикладываемое к транзисторному ключу, обладает прямоугольной формой (рис. 1). Это позволяет считать, что:

$$U_{DS_начало_периода_n} = U_{DS_начало_периода_n-1} = U_{DS} = \text{const} . \quad (1)$$

Во-вторых, проводят проверку на соблюдение неравенства:

$$\frac{U_{DS}}{t_{\text{rise}}} < \frac{dU_{DS}}{dt} , \quad (2)$$

где $\frac{dU_{DS}}{dt}$ – максимальная скорость изменения напряжения, является справочной величиной транзистора; t_{rise} – минимальное время коммутации при включении, является справочной величиной транзистора.

В-третьих, если неравенство (2) соблюдается, задаются крутизной фронта, отложив по оси Y величину U_{DS} , а по оси X величину $t_{\phi} = t_{rise} + t_{on}$, если это коммутация при включении, либо $t_{\phi} = t_{fall} + t_{off}$, если это коммутация при выключении. Крутизна и длительность фронта изменения тока определяются параметрами нагрузки и слабо зависят от параметров транзистора.

В-четвертых, строится диаграмма коммутации, на которой отмечается момент пересечения фронтов тока и напряжения на транзисторном ключе. Величина коммутационных потерь будет равна площади заштрихованной фигуры. В качестве примера были выбраны линейно нарастающие/спадающие фронты, однако обычно они имеют сложную криволинейную форму.

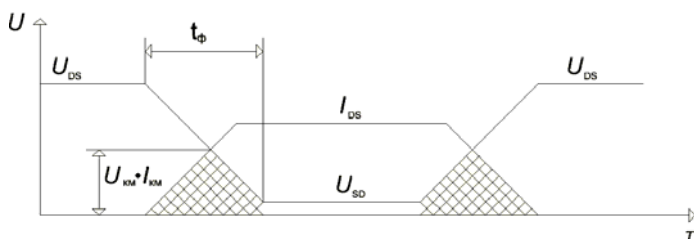


Рис. 1. Коммутация транзисторного ключа с линейными фронтами

Таким образом, для определения коммутационных потерь необходимо выполнить два важнейших условия:

- 1) определить длительности фронтов;
- 2) определить площадь, заключенную между диаграммами фронтов тока и напряжения в интервал времени t_{ϕ} .

Проблема расчета коммутационных потерь в реальных преобразователях связана с обоими условиями сразу. Напряжение U_{DS} может изменяться в моменты между коммутациями, что нарушает условие равенства длительности фронтов (1). Это усложняет процесс расчета за счет нелинейного изменения величины коммутационных потерь. Как видно из рис. 2, при прочих равных условиях изменение напряжения U_{DS} с 50 В (см. рис. 2, б) до 80 В (см. рис. 2, в), т.е. в 1,6 раза, увеличило потери при включении транзистора IXFT 94N30T в 2 раза, с 1,65 до 3,3 Вт.

Проблема определения площади, заключенной между фронтами, заключается в сложных видах кривых, ограничивающих её (рис. 3).

Сложный вид кривых обусловлен в первую очередь нелинейностью собственных паразитных параметров транзистора [6, 7]. В част-

ности, зависимость параметров транзистора от рабочей частоты, температуры, величины и характера нагрузки.

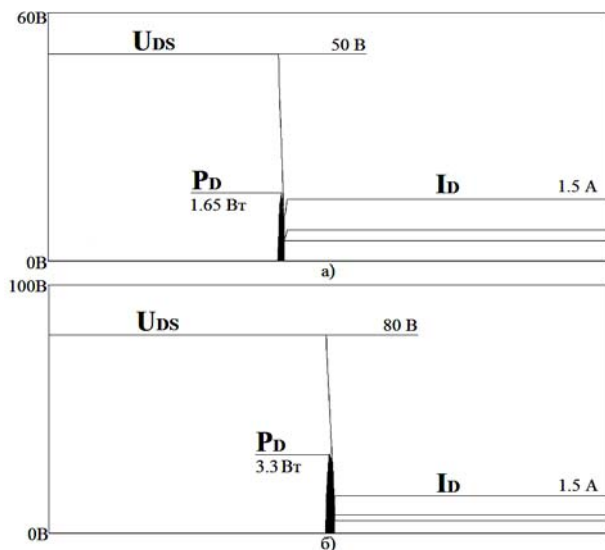


Рис. 2. Амплитуда коммутационных потерь при включении транзистора IXFT 94N30T: а – при $U_{DS} = 50$ В; б – при $U_{DS} = 80$ В

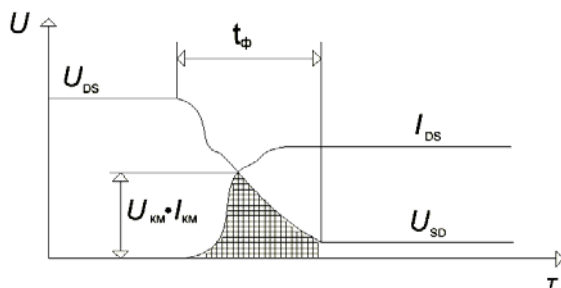


Рис. 3. Коммутация транзисторного ключа с реальными фронтами

Для облегчения расчетов ряд авторов предлагает линейную либо линейно-кусочную аппроксимацию кривых [2, 5–7]. Несмотря на значительное упрощение вычислений за счет линеаризации, это может привести к значительным погрешностям при получении конечных значений.

Выводы. На текущий момент не существует аналитического способа оценки коммутационных потерь на транзисторном ключе с

приемлемой точностью и малыми вычислительными затратами. Аналитический расчет либо требует значительных вычислительных мощностей, либо дает значительную погрешность при оценке величины коммутационных потерь за счет многочисленных допущений.

Решением поднятой проблемы может быть ужесточение контроля над технологическим процессом изготовления транзисторов с целью снижения разброса параметров как внутри самих транзисторов, так и между партиями. Другим решением может быть снижение частотной и температурной чувствительности паразитных параметров транзистора с целью получения линейных фронтов.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Жданкин В., Skinner А.* Выбор правильной структуры источника питания // Силовая электроника. – 2010. – №1.
2. *Замаруев В.В., Ивахно В.В.* Определение динамических потерь в полупроводниковых ключах устройств силовой электроники в среде MATLAB/SIMULINK // Электротехника и электромеханика. – 2009. – №2.
3. *Жемеров Г.Г., Ивахно В.В., Ковальчук О.И.* Расчет мощности потерь и температуры структуры транзисторно-диодных модулей при компьютерном моделировании преобразователей // Электротехника и электромеханика. – 2011. – №4.
4. *Колпаков А.* Особенности теплового расчета импульсных силовых каскадов // Компоненты и технологии. – 2002. – №1.
5. *Полищук А.* Проблема выбора ключевых силовых транзисторов для преобразователей напряжения с жестким переключением // Силовая электроника. – 2004. – №2.
6. *Power Loss Calculation With Common Source Inductance Consideration for Synchronous Buck Converters* // Application report, Texas Instruments. – 2011.
7. *MOSFET Power Losses Calculation Using the DataSheet Parameters* // Application notes v1.1. – Infineon, 2006.

ОБЗОР РАБОТЫ ПАССИВНОЙ СНАББЕРНОЙ ЦЕПИ ДЛЯ НЕПОСРЕДСТВЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ ПОНИЖАЮЩЕГО ТИПА

С.А. Запольский, аспирант каф. КСУП

Томск, ТУСУР, sergeyzap-kz@mail.ru

В настоящее время в системах электропитания космических аппаратов используются непосредственные преобразователи напряжения ввиду малых габаритов и простоты управления. Такие преобразователи имеют свои недостатки, один из которых высокий уровень динамических потерь и электромагнитных помех [1]. Эту проблему пытаются решить путем введения в схему снабберной цепи. Последние,

в свою очередь, разделяют на активные и пассивные. Процессы, протекающие в активных снабберных цепях, рассматривались в [2]. Целью данной статьи является обзор работы пассивной снабберной цепи. Такая цепь разобрана в [3] и представлена на рис. 1.

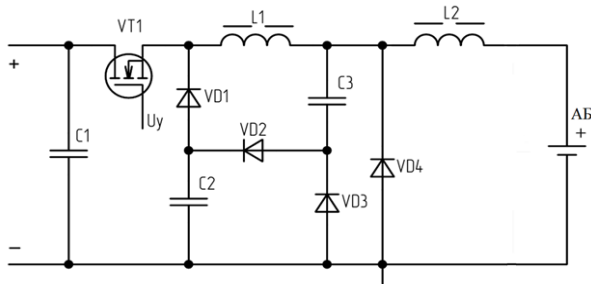


Рис. 1. Непосредственный преобразователь напряжения понижающего типа с пассивной снабберной цепью

Принцип работы данной снабберной цепи. На интервале открытия транзистора $t_0 - t_1$ (рис. 2, а) ток через дополнительный дроссель L_1 нарастает плавно, обеспечивая мягкое включение транзистора. За этот период ток дросселя L_1 нарастает до значения тока основного дросселя L_2 . В течение времени t_{1-2} происходит запираание основного диода обратным напряжением, при этом резонансный процесс между дополнительным дросселем и конденсаторами C_2 и C_3 не начнется до полного разряда барьерной емкости основного диода, наличие которой вызывает обратный ток восстановления $I_{VDобр}$. Ток основного дросселя L_2 при этом протекает через транзистор VT1. В момент времени t_2 начинается резонансный процесс между дополнительным дросселем и дополнительными конденсаторами C_2 и C_3 по контуру $C1$ -VT1- $L1$ - $C3$ -VD2- $C2$. Под конденсатором C_1 понимается выходной фильтр МСН, который будет служить источником питания для зарядного устройства, так как в резонансном процессе заряжается последовательно 2 конденсатора. Весь этот резонансный процесс протекает до момента времени t_4 , когда конденсатор C_2 зарядится до значения напряжения питания. В момент времени t_3 ток дополнительного дросселя L_1 достигнет своего максимального значения $U_{C3 \text{ макс}}$.

Резонансный процесс, протекающий в период времени t_{2-4} , заканчивается зарядом конденсатора C_2 до значения $U_{пит}$, но не полным сбросом энергии с дополнительного дросселя L_1 . Поэтому в момент времени t_4 дроссель L_1 продолжает сбрасывать энергию, только по другому контуру $L1$ - $C3$ -VD2-VD1. Продолжается заряд конденсатора C_3 . По окончании этого процесса ток дополнительного дросселя спа-

дёт до значения тока основного дросселя, а напряжение на конденсаторе C_3 будет иметь своё максимальное значение.

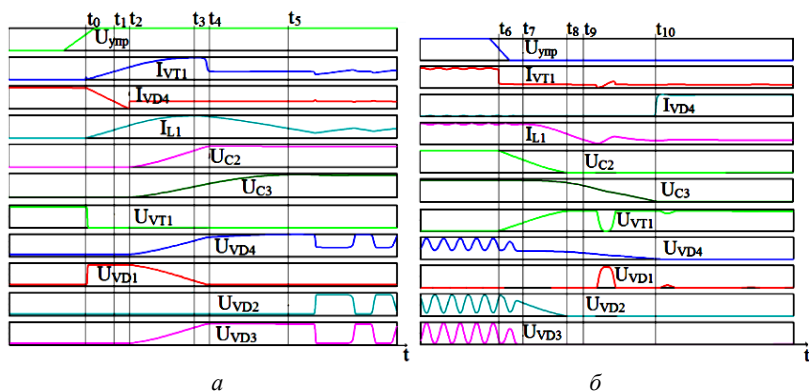


Рис. 2. Диаграммы токов и напряжений на интервале включения (а) и выключения транзистора (б)

Момент времени t_5 определяется окончанием переходного процесса. На интервале t_{5-6} принцип работы ничем не отличается от схемы НПП ПТ в режиме с жёсткой коммутацией, т.е. потери определяются сопротивлением канала транзистора и прямым падением напряжения на основном диоде. Этот режим работы будет сохраняться до момента выключения транзистора t_6 (рис. 2, б). В момент времени t_6 начинается плавный разряд конденсатора C_2 , время разряда которого и определяет потери на выключение транзистора, которое происходит в нуле напряжения. Этот интервал работы закончится в момент времени t_7 , когда конденсатор C_2 разрядится до значения $U_{C3 \text{ макс}}$. В момент времени t_7 , когда напряжения на конденсаторах C_2 и C_3 становятся равными, разряжаться через АБ начинают сразу оба конденсатора. В момент времени t_8 конденсатор C_2 полностью разрядится и ток дополнительного дросселя начнет протекать через все диоды пассивного снаббера VD1–VD3, тем самым сбрасывая накопленную энергию в АБ. Конденсатор C_3 продолжит свой разряд на этом интервале.

В момент времени t_9 ток через дополнительный дроссель L_1 прекращается. После сброса энергии с дополнительного дросселя последний реактивный элемент пассивного снаббера, на котором осталась энергия, – это конденсатор C_3 . После полного разряда конденсатора C_3 в момент времени t_{10} наступит второй основной режим работы НПП ПТ, когда ток основного дросселя протекает через основной

диод. Снабберная цепь в этом режиме не активна. В дальнейшем цикл работы повторяется на каждом периоде.

На определенных интервалах работы возникают потери на элементах снабберной цепи. Коммутация этих элементов происходит при нуле напряжения, поэтому основные потери будут определяться их статическими характеристиками. Время проводящего состояния диодов определяется параметрами реактивных элементов цепи, и соответственно статические потери в диодах VD_1 – VD_3 определяются этим временем. Проблема разряда паразитной емкости на канал транзистора не может быть решена в схеме с пассивной снабберной цепью, поэтому динамические потери на транзисторе снизятся незначительно.

ЛИТЕРАТУРА

1. Михальченко Г.Я., Михальченко С.Г., Четин А.Н. Научно-технические проблемы электропитания // Труды Всерос. науч.-техн. конф. – М.: ЗАО «ММП Ирбис», 2011.

2. Запольский С.А. Анализ способов реализации мягкого переключения транзисторных ключей повышающего преобразователя для энергосистемы космического аппарата / С.А. Запольский, Е.В. Загородских, В.Н. Школьный и др. // Доклады ТУСУРа. – 2016. – Т. 19, №2. – С. 90–94.

3. Bodur H., Bakan A.F, Bayisal M. A detailed analytical analysis of a passive resonant snubber cell perfectly constructed for a pulse width modulated d.c.–d.c. buck converter // Electrical Engineering. – 2003. – Vol. 85. – PP. 45–52.

ТЕПЛОВОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ БЕЗ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПРИНУДИТЕЛЬНОГО ОХЛАЖДЕНИЯ

В.В. Игнатенко, магистрант каф. ПрЭ

Научный руководитель А.Г. Юдинцев, зав. науч. лаб. НИИ АЭМ, к.т.н.
Томск, ТУСУР, ignatenko.vlas@gmail.com

Существует особый класс устройств РЭА, к которым помимо требований по номинальным техническим входным/выходным характеристикам предъявляется ряд особых требований. Одним из таких устройств является источник питания телевизионного комплекса обитаемого подводного аппарата, разрабатываемого в НИИ АЭМ ТУСУРа. Согласно требованиям ТЗ условия работы устройства следующие:

- работа в условиях 98% влажности при температуре 0 ... +40 °С;
- степень защиты оболочки от проникновения твердых предметов, пыли и воды не ниже IP66 по международным стандартам IEC 60529 (DIN 40050, ГОСТ 14254) [1].

Особенность разрабатываемого источника в том, что при заявленных в ТЗ параметрах и условиях запрещено использовать систему принудительного охлаждения.

Таким образом, некоторые из предъявляемых требований создают противоречие. С одной стороны, необходимо обеспечить требуемые выходные параметры по напряжению и мощности, не используя системы принудительного охлаждения. В обычных условиях решение данной задачи не составляет трудностей, но с учетом рабочих условий внешней окружающей среды, а также особенностей конструкции корпуса устройства (код IP66), данная задача усложняется и требует очень грамотного подхода к расчету электрических параметров, выбору элементной базы, расчету конструкции радиатора и величины потерь. Поэтому задача теплового моделирования рабочих процессов для данного источника еще на ранних этапах становится более актуальной для успешной реализации всего проекта.

Для реализации теплового моделирования данного источника используем САПР SolidWorks Flow Simulation [2].

Исследуемый источник питания состоит из собственно источника питания, силовая часть которого выполнена на базе мостового входного выпрямителя и мостового инвертора, источника питания собственных нужд (ИПЧН), устройства управления и защиты (УУиЗ).

Каждый из модулей имеет в своем составе множество элементов, но в контексте теплового моделирования целесообразно включать в модель только те элементы, которые по результатам расчета потерь могут вносить изменения в температурный режим работы всего устройства. К таким элементам относятся, прежде всего, полупроводниковые ключи силовых схем, магнитные элементы электронных устройств, драйверы управляемых инверторов.

Внешний вид модели источника питания представлен на рис. 1.

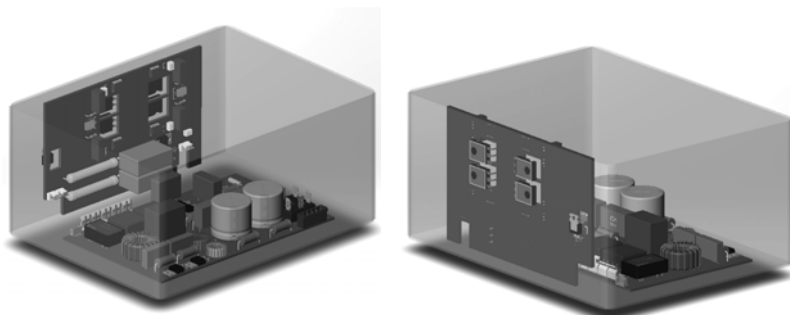


Рис. 1. Внутреннее исполнение исследуемого источника питания

Результаты теплового моделирования представлены на рис. 2, 3.

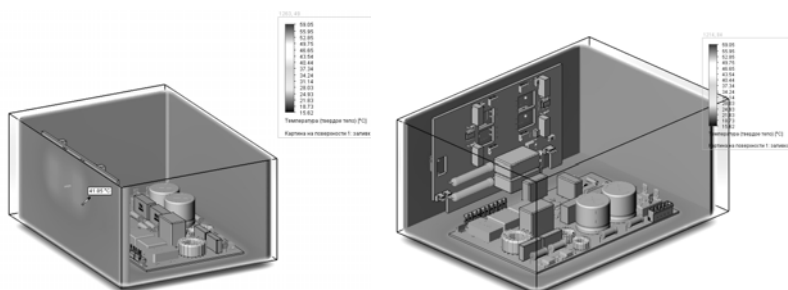


Рис. 2. Изотермы поверхности компонентов исследуемого источника

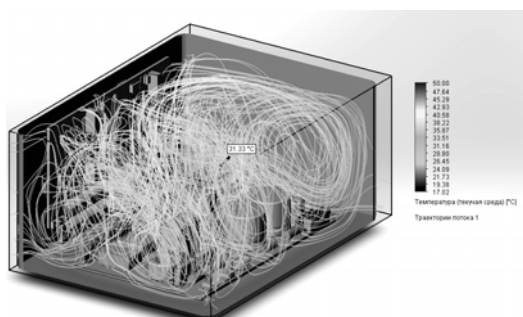


Рис. 3. Кривые траектории воздушного потока

Значение температуры элементов, расположенных на печатных платах по результатам моделирования составляет от 37 до 45 °С и от 43 до 49 °С на платах ИПСН и плате источника питания, являющейся основной силовой частью соответственно.

Так как отсутствует система принудительного охлаждения, воздушные потоки внутри корпуса источника питания характерны для естественной конвекции. При этом диапазон температуры воздуха составляет от 25 до 46 °С.

Анализируя полученные данные, можно сделать вывод, что при данном исполнении тепловой режим нельзя считать удовлетворительным. Перегрев электронных компонентов ведет к ухудшению их технических характеристик, что может привести к несоответствию выходных параметров устройства требованиям ТЗ. Так как выполнение этих требований при проектировании – это первостепенная задача, то необходимо провести дальнейшее исследование, моделирование и внести соответствующие коррективы.

Для решения поставленных задач в дальнейшем планируется:

- провести тепловой и энергетический расчет силовой части схемы с использованием различных типов ключей: MOSFET, IGBT и SiC-транзисторы;
- провести схемотехническое моделирование источника для всех типов ключей;
- провести тепловое моделирование источника для каждого типа ключей;
- исследовать результаты схемотехнического и теплового моделирования и по результатам выбрать наиболее оптимальный тип силового транзистора и конструкцию элементов охлаждения.

ЛИТЕРАТУРА

1. ГОСТ 14254–96. Степени защиты, обеспечиваемые оболочками (код IP).
2. *Руководство* для учащихся по изучению программного обеспечения SolidWorks. Сер. Engineering Design and Technology [Электронный ресурс]. – Электрон. учеб. пособие. – URL: https://www.solidworks.com/sw/docs/Student_WB_2011_RUS.pdf (дата обращения: 16.02.2017).
3. *Официальный сайт* компании SolidWorks Corporation [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.solidworks.com/> (дата обращения: 16.01.2017).

ТЕПЛОВОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ УСТРОЙСТВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ В СРЕДЕ SOLIDWORKS FLOW SIMULATION

В.В. Игнатенко, магистрант каф. ПрЭ

*Научный руководитель А.Г. Юдинцев, зав. науч. лаб. НИИ АЭМ, к.т.н.
Томск, ТУСУР, ignatenko.vlas@gmail.com*

Современные тенденции в электронике требуют предъявления к радиоэлектронной аппаратуре (РЭА) помимо соблюдения основных входных/выходных технических характеристик ряда жёстких требований, позволяющих повысить надежность, технологичность и минимизировать экономические затраты на всем цикле проектирования. При большом успехе применения программных пакетов схемотехнического моделирования, весьма важную роль играют программные средства моделирования тепловых процессов, протекающих в РЭА.

Традиционно задача оценки тепловых режимов работы решается на завершающих этапах производства посредством проведения стендовых испытаний [1]. Однако такой подход имеет серьёзный недостаток: в испытаниях должен участвовать специальный макет или готовое изделие, на изготовление которых приходится часть расходов и временные затраты.

Анализируя вышесказанное, напрашивается решение – проводить моделирование тепловых режимов одновременно на этапе схемотехнического проектирования, что позволит на ранних этапах производства анализировать протекающие процессы и вносить поправки в схему и конструкцию разрабатываемой аппаратуры.

Помимо этого, существует класс устройств, к которым предъявляются особые требования по степени защищенности оболочки (ГОСТ 14254–96) [2], по условиям работы в агрессивной внешней среде, по типу охлаждения и т.д. Таким образом, задача теплового моделирования рабочих процессов для данного типа устройств еще на ранних этапах становится более актуальной.

Рынок ПО насчитывает несколько программных средств, предназначенных для моделирования тепловых процессов: Асоника Т, Flomerics Flotherm, ANSYS Icepack. Большинство из них представляют собой специализированные системы, позволяющие моделировать тепловые процессы самой разнообразной сложности – от подложек и кристаллов интегральных схем, печатных плат до блоков и стоек. Здесь можно отметить такое программное обеспечение, как SolidWorks Flow Simulation компании SolidWorks Corporation [3, 4].

Программа позволяет выполнять следующие функции:

- создание конструкторских эскизов электронных компонентов, печатных плат, корпусов устройств;
- проведение двух типов теплового анализа: внутренний и внешний;
- вывод результатов в виде численных данных, а также в наглядном графическом виде.

Основные задачи, решаемые с помощью данного программного продукта, это, прежде всего, теплопроводность в твердых телах, тепловой поток, конвекция и прочие вопросы, затрагивающие проблему тепловыделения в устройствах электроники. Эти задачи осуществляются благодаря обширной базе компонентов, технологических материалов, каждому из которых присвоены реальные физические свойства, вентиляторов с техническими характеристиками.

В качестве наглядного примера приведем результаты моделирования источника питания, выполненного на базе схемы полупроводникового преобразователя, с принудительным охлаждением с помощью вентилятора (рис. 1).

Результатами моделирования являются изотермы на поверхности твердых тел (рис. 2), а также траектории потока воздуха и его температура (рис. 3).

Анализируя полученные данные, можно делать следующие выводы:

- об оптимальности конструктивного исполнения устройства;
- о правильности расчета и выбора конструкции элементов систем охлаждения (габариты, материал, тип конструкции радиатора; тип вентилятора, способность обеспечить необходимый воздушный поток для поддержания заданных тепловых режимов);
- о правильности выбора элементной базы (материал и тип магнитных элементов, полупроводниковые приборы) и др.

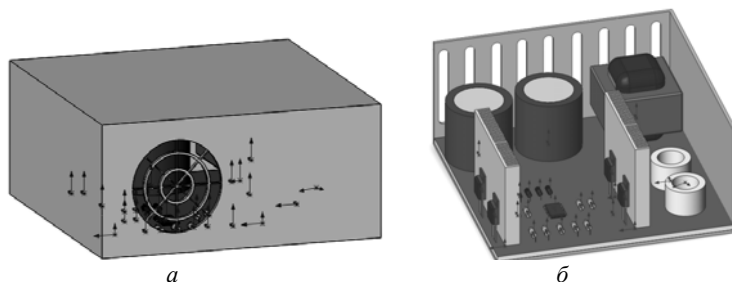


Рис. 1. Исследуемый источник питания: *а* – вид устройства в корпусе; *б* – внутреннее исполнение

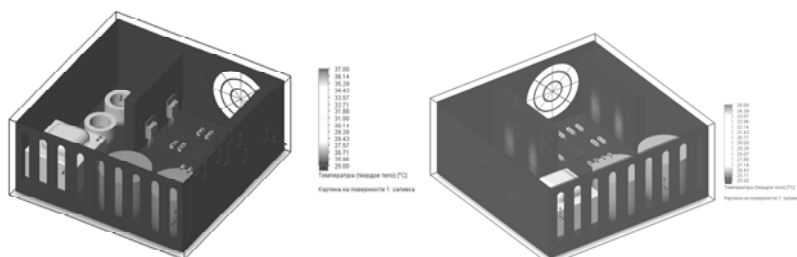


Рис. 2. Изотермы поверхности компонентов исследуемого источника

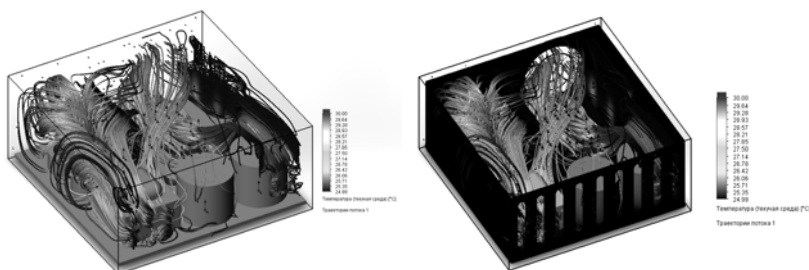


Рис. 3. Кривые траектории воздушного потока

Таким образом, совмещая грамотные инженерные методы расчета устройств силовой электроники и методы теплового моделирования в программном пакете SolidWorks Flow Simulation, можно на ранних стадиях разработки делать выводы о работоспособности устройства и производить необходимую коррекцию.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Методика* и технологии проведения испытаний радиоаппаратуры и приборов на климатические воздействия [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://niiiaem.tomsk.ru/services/testing-laboratory/climate-testing/tests-rea.html> (дата обращения: 25.01.2017).

2. *ГОСТ 14254–96*. Степени защиты, обеспечиваемые оболочками (код IP).

3. *Официальный сайт* компании SolidWorks Corporation [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.solidworks.com/> (дата обращения: 16.01.2017).

4. *Руководство* для учащихся по изучению программного обеспечения SolidWorks. Сер. Engineering Design and Technology [Электронный ресурс]. – Электрон. учеб. пособие. – URL: https://www.solidworks.com/sw/docs/Student_WB_2011_RUS.pdf (дата обращения: 16.02.2017).

СОЗДАНИЕ 3Д-МОДЕЛИ КОРПУСА БЛОКА ЗАДАНИЯ РЕЖИМА, УСТАНОВКИ ИЗМЕРЕНИЯ ИМПУЛЬСНОЙ МОЩНОСТИ ИЗЛУЧЕНИЯ ИК-ДИОДОВ

Т.А. Кабин, студент

*Научный руководитель С.В. Донсков, вед. инж. НИИПП
Томск, ТУСУР*

Научно-технический прогресс не стоит на месте, и каждый день инженеры и разработчики придумывают новые, более функциональные приборы и устройства, облегчающие жизнь людям. Помимо «начинки» устройства, необходимо спроектировать для него корпус. Для каждого нового прибора или устройства, прежде чем они попадут на рынок, проектируются корпуса, удовлетворяющие их техническим и эстетическим требованиям.

Для разработанной схемы блока задания режима, установки измерения импульсной мощности излучения ИК-излучающих диодов, необходим корпус размером не менее 200×125×100.

В качестве изделия-заготовки выбран корпус марки B017 фирмы Gainta. Корпус выполнен из алюминия и имеет габаритные размеры 222×146×106, что полностью удовлетворяет заявленным требованиям. Корпус марки B017 фирмы Gainta изображен на рис. 1.



Рис. 1. Корпус марки B017 фирмы Gainta

В САПР «Компас-D» воссоздана трехмерная модель корпуса B017 с технологическими отверстиями, необходимыми для вывода элементов управления и индикации, блока задания режима, установки измерения импульсной мощности излучения ИК-излучающих диодов. 3D-модель корпуса с технологическими отверстиями и разъемами изображена на рис. 2.

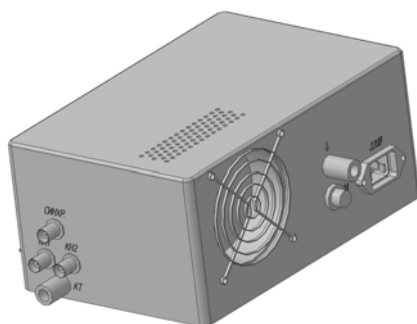
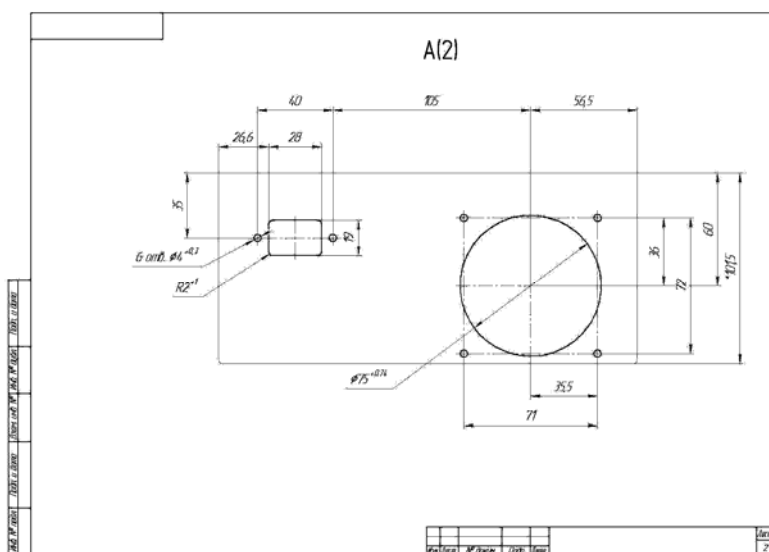


Рис. 2. Трёхмерная модель корпуса, с технологическими отверстиями, созданная в САПР «Компас-3D»

«Компас-3D» – мощная САПР российского производства, позволяющая создавать 3D-модели любой сложности.

Система «Компас-3D» предназначена для создания трёхмерных ассоциативных моделей отдельных деталей и сборочных единиц, содержащих как оригинальные, так и стандартизованные конструктивные элементы. Параметрическая технология позволяет быстро получать модели типовых изделий на основе проектированного ранее прототипа. Многочисленные функции облегчают решение вспомогательных задач проектирования и обслуживания производства.

[illegible]

214

На рис. 4 изображен готовый корпус блока задания режима, установки измерения импульсной мощности излучения ИК-излучающих диодов, созданный по спроектированным рабочим чертежам.



Рис. 4. Корпус блока задания режима

Изготовленный корпус идентичен виртуальной 3D-модели, созданной в «Компас-3D». Корпус полностью удовлетворяет заявленным требованиям и введен в эксплуатацию в АО «НИИПП».

ЛИТЕРАТУРА

1. *Азбука КОМПАС-3D*. – М.: ЗАО АСКОН, 2009. – 288 с.
2. *Мяков В.Д., Палей М.А.* Допуски и посадки: справочник. – Ч. 1. – Л., 1982. – 540 с.
3. *Анурьев В.И.* Справочник конструктора-машиностроителя. – Т. 1. – М.: Машиностроение, 1978. – 728 с.

МАЛОСИГНАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ ШИМ-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ МЕТОДА КОММУТАЦИОННЫХ РАЗРЫВНЫХ ФУНКЦИЙ

В.А. Кабиров, электроник; В.Д. Семенов, проф., к.т.н.

Томск, ТУСУР, каф. ПрЭ, kva@vipelec.com

Импульсные высокочастотные преобразователи с ШИМ-модуляцией нашли широкое распространение во вторичных источниках питания. Они применяются в различных областях техники для преобразования входного напряжения или тока в выходное напряжение или ток с необходимыми параметрами.

Одним из таких применений преобразователей является преобразование энергии, получаемой от солнечной батареи. Подобные преобразователи используются в системах электропитания космических аппаратов. Если не требуется гальваническая развязка, то в силовой

части систем электропитания применяются непосредственные ШИМ-преобразователи. На рис. 1 приведена схема так называемого шунтового преобразователя.

Расчет и проектирование любого ШИМ-преобразователя состоит из двух на первый взгляд не связанных отдельных задач: задачи расчета силовой части преобразователя, обеспечивающей энергетические показатели преобразователя, и задачи расчета корректирующего звена в системе управления преобразователем с отрицательной обратной связью. Корректирующее звено системы управления обеспечивает статические и динамические показатели качества выходного напряжения.

Можно сказать, что расчет и выбор элементов силовой части шунтового преобразователя являются «простой» задачей. Существует множество публикаций [1], посвященных расчетам импульсных преобразователей. Сложность расчета корректирующего звена заключается в том, что методы их расчета хорошо разработаны для линейных систем [2], а импульсный преобразователь является нелинейным объектом управления. Точного метода расчета корректирующих звеньев импульсных преобразователей не существует, поэтому используют приближенные методы расчета [1].

Хорошо зарекомендовал себя метод, основанный на линеаризации дифференциальных уравнений преобразователя [3]. Однако его применение из-за громоздкости выражений, получаемых в ходе линеаризации, часто приводит к элементарным ошибкам, встречающимся в опубликованных работах, что требует обязательной проверки полученных выражений.

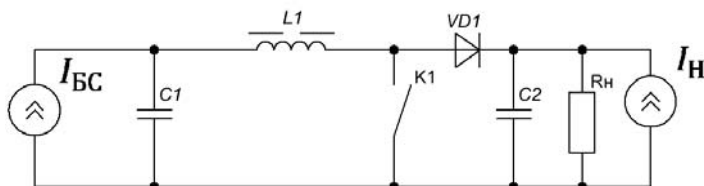


Рис. 1. Функциональная схема шунтового преобразователя с входным фильтром

Рассмотрим альтернативный метод линеаризации, основанный на структурных схемах преобразователя, построенных с применением метода коммутационных разрывных функций (КРФ). Воспользовавшись правилами, описанными в [4], можно построить математическую модель шунтового преобразователя с входным фильтром в базе разрывных функций. Построенная математическая модель, по сути,

представляет собой структурную схему преобразователя. Она легка в восприятии, наглядна, на ней видны все внутренние обратные связи, которые не могут быть отражены на функциональной схеме преобразователя.

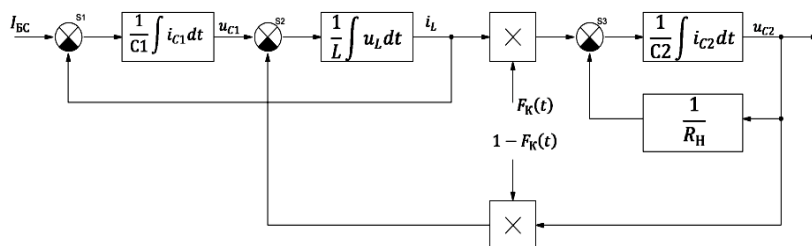


Рис. 2. Математическая модель шунтового преобразователя с входным фильтром

Представленная структурная схема шунтового преобразователя является частью системы автоматического регулирования (САР) (рис. 3).

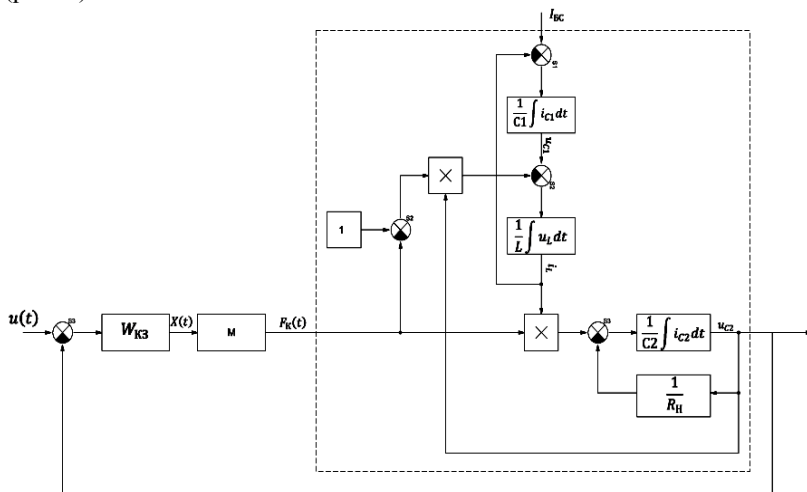


Рис. 3. Структурная схема САР

На изображенной структурной схеме видно, что сигнал коммутационной функции $F_K(t)$ представляет собой сигнал с выхода модулятора M , на вход которого приходит сигнал управления $X(t)$. Модулятор реализует функцию $f(X(t))$ преобразования входного сигнала управления $X(t)$ в коммутационную функцию $F_K(t)$. Управляющий

сигнал $X(t)$ является выходным сигналом корректирующего звена $W_{\text{КЗ}}$. Корректирующее звено $W_{\text{КЗ}}$ определяет значение сигнала управления $X(t)$ на основании сигнала ошибки, которое является разностью задающего сигнала $u(t)$ и сигнала обратной связи.

САР, полученная таким образом, имеет два типа нелинейных звеньев: блок ШИМ-модулятора M и блоки перемножения X . Линеаризацию полученной САР произведем, воспользовавшись методом дифференциальной линеаризации для линеаризации блоков перемножения X и методом гармонической линеаризацией для блока модулятора M [2].

Коэффициенты дифференциальной линеаризации определяются частными производными выходной величины нелинейного элемента. Уравнение дифференциально линеаризованного элемента для умножителя X можно записать в виде

$$\tilde{z} = \left[\frac{df(x, y)}{dx} \right] \tilde{x} + \left[\frac{df(x, y)}{dy} \right] \tilde{y} = y\tilde{x} + x\tilde{y}. \quad (1)$$

Уравнение (1) является линейной аппроксимацией перемножителя X , в рабочей точке $z(x, y)$ при малых отклонениях входных величин (сомножителей) $\tilde{x}$ и $\tilde{y}$ относительно некоторых величин аргументов x и y . Значения x и y определяют собой некоторую точку, в окрестности которой произвели линеаризацию.

Для обоснования линеаризации модулятора ШИМ-2 подадим на вход модулятора синусоидальный сигнал с постоянной составляющей и произведем разложение полученной коммутационной функции в ряд Фурье. В полученном спектре выходного сигнала модулятора можно видеть гармонику исходного сигнала $X(t)$ и дополнительные гармоники, близкие к частоте развертывающего сигнала. При прохождении сигнала коммутационной функции через математическую модель преобразователя на выходе получим сигнал отклика. Сигнал отклика будет содержать гармонику сигнала $X(t)$ и уменьшенные на коэффициент подавления дополнительные гармоники. Преобразователь, на выходе которого требуется получить качественное напряжение, по сути является фильтром нижних частот для сигнала коммутационной функции $F_k(t)$. При этом он должен иметь значительный коэффициент подавления дополнительных гармоник.

Проведенные эксперименты показывают, что если подать вместо сигнала коммутационной функции $F_k(t)$ сигнал $X(t)$, то полученный отклик $X_{\text{ОТК}}(t)$ будет совпадать по форме с откликом $F_{\text{ОТК}}(t)$ от коммутационной функции $F_k(t)$. При кратности квантования 10 и коэффициенте подавления на частоте развертывающего сигнала 20 дБ ко-

эффициент среднеквадратичного отклонения $K_{\Gamma}(X_{\text{отк}}(t), F_{\text{отк}}(t))$ не превышает 5,7%.

Поэтому модулятор M , реализующий ШИМ второго рода, можно представить звеном с единичным коэффициентом усиления.

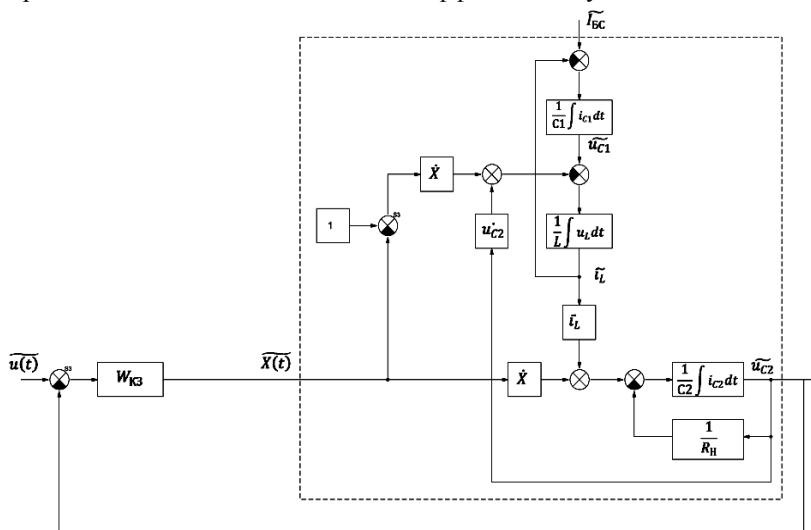


Рис. 4. Линеаризованная САР

Линеаризованная предлагаемым способом САР шунтового преобразователя представляет собой его малосигнальную модель, с помощью которой можно синтезировать передаточную функцию корректирующего звена W_{K3} , показана на рис. 4.

ЛИТЕРАТУРА

1. Мелешин В. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2005.
2. Цыпкин Я.З. Теория линейных импульсных систем. – М.: Физматгиз, 1963. – 456 с.
3. Северис Р., Блум Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем. – М.: Энергоатомиздат, 1988.
4. Кобзев А.В., Семенов В.Д., Фединых Е.К. Применение метода коммутационных разрывных функций для построения математических моделей силовых преобразователей // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2 (24), ч. 3, декабрь – С. 58–63.

УСТРОЙСТВО ЗАЩИТЫ ВЕНТИЛЬНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОСТОЯННОГО ТОКА

З.В. Караваява, магистрант каф. ПрЭ

Научный руководитель М.А. Кондратьев, инж.-конструктор

АО «НПЦ «Полюс»

Томск, ТУСУР, kar.zlata@yandex.ru

В настоящее время вентильные электроприводы широко применяются в различных отраслях промышленности: нефтегазовой, горнодобывающей, морского транспорта и др. Электроприводы, применяемые в данных областях, относятся к изделиям специальной техники с повышенными требованиями к вибрационным и шумовым параметрам и применяются в устройствах специального назначения (насосах, в том числе герметичных, компрессорах, вентиляторах).

Отсутствие эффективных устройств защиты и контроля аварийных сигналов ограничивает функциональные возможности привода [1], обуславливает повышенный износ его элементов и зачастую становится причиной травматизма обслуживающего персонала. В связи с этим до сих пор весьма актуальной является проблема разработки надёжных устройств защиты.

Для защиты электрооборудования от аварийных режимов серийно выпускаются автоматические выключатели, предохранители, тепловые реле, устройства встроенной температурной защиты, фазочувствительная защита и другие аппараты.

При выборе типа защиты учитываются конкретные условия эксплуатации, быстродействие, надёжность, удобство эксплуатации, экономические показатели.

Так, например, защита от коротких замыканий электропривода может осуществляться токовым реле, включённым в одну из фаз статора непосредственно или через трансформатор тока и реле времени.

А наиболее распространённым типом токовой защиты, используемой для защиты электроприводов от перегрузок, являются тепловые реле [2].

На данный момент для защиты электроприводов применение находят универсальные микропроцессорные устройства, совмещающие в себе несколько типов защит, однако такие устройства в большинстве случаев не предназначены для применения в составе изделий специальной техники, чьё производство имеет мелкосерийный характер.

Предлагаемое устройство защиты вентильного электропривода постоянного тока обеспечивает следующие виды защит: тепловую защиту, защиту от перенапряжения, защиту от пониженного напряже-

ния (нулевую), три защиты от перегрузки фаз двигателя, защиту от перегрузки по току потребления, защиту от короткого замыкания по току потребления, защиту от импульсного коммутационного перенапряжения (ИКП). Также данное устройство обеспечивает индикацию сигнала аварии, в том числе расшифровку кодов аварийного отключения.

Все защиты, кроме защиты от ИКП, выполнены по принципу сравнения контролируемого параметра с опорным напряжением на входах микросхем (компараторах). При превышении контролируемого параметра относительно опорного напряжения компаратор выдаёт сигнал, который подаётся на триггер запоминания. С выхода триггера сигналы поступают на управление транзистором, который переключает поляризованное реле, давая информацию о конкретной аварийной ситуации.

Защита от повышенного напряжения (перенапряжение) построена на двух компараторах, двух микросхемах логики И-НЕ, маломощных транзисторах и поляризованном реле. Аналогично защите от повышенного напряжения построена защита от пониженного напряжения.

Обобщённая схема сигнала аварии представляет собой триггер, собранный на микросхеме (таймере) и транзисторной сборке, состоящей из четырёх транзисторов. Вся информация состояния защит поступает на обобщённую схему сигнала аварии, а с неё при срабатывании какой-либо защиты выдаются сигналы на остановку системы и на индикацию сигнала аварии.

Схема индикации сигнала аварии построена на трёх микросхемах, транзисторной сборке, состоящей из четырёх транзисторов, и поляризованном реле и предназначена для выдачи информации о состоянии электропривода: нормальное состояние или аварийное.

Представленное устройство обеспечивает многофункциональную защиту вентильного привода и контроль за аварийными ситуациями, что позволяет безопасно и эффективно использовать вентильные электроприводы в приборах специальной техники.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ковчин С.А., Сабинин Ю.А. Теория электропривода. – М.: Энергоатомиздат, 1994. – 496 с.
2. Выбор типа защиты электродвигателей [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://electricalschool.info/spravochnik/apparaty/1378-vybor-tipa-zashhity-jelektrodvigatelejj.html>, свободный (дата обращения: 20.03.2017).

АНАЛИЗ МЕР ПО СНИЖЕНИЮ ВИБРОШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕКТРОПРИВОДА

З.В. Караваяева, магистрант каф. ПрЭ

Научный руководитель М.А. Кондратьев, инж.-конструктор

АО «НПЦ «Полус»

Томск, ТУСУР, kar.zlata@yandex.ru

Главным источником шума и вибрационных колебаний в электроприводе является электрическая машина, характеризующаяся как комплекс взаимодействующих деталей определённой жёсткости. Физические излучения такого комплекса определяют возникающие в нём силы различной природы: электромагнитной, механической, акустической.

Снижение виброшумовых характеристик (ВШХ) электропривода – это относительно старая, но все еще актуальная и сложная проблема. Напряжённая борьба с шумом обусловлена как чисто физиологической причиной, т.е. стремлением создать бесшумную рабочую среду, так и чисто технической, так как любой шум вызван вибрацией частей машины. Вибрирующие части испытывают большее напряжение и часто являются причиной отказов, а также старения машин.

Возбуждающие силы электромагнитной природы в электрической машине достаточно многообразны, и их отрицательное влияние вследствие конструктивных и принципиальных различий электрических машин всецело зависит от конкретного типа применённой машины. Общие методы «борьбы» с этими силами в источнике их зарождения традиционны: электромагнитное симметрирование машины, увеличение немагнитного воздушного зазора, придание магнитной структуре машины свойств изотропности, снижение влияния магнитострикции пластин пакетов, повышение жесткости пакета статора и пр. Особое внимание при всём этом должно уделяться уменьшению знакопеременных составляющих электромагнитного вращающего момента, зависящих как от внутренней структуры машины, так и от качества питающего её фазы тока (напряжения), а также формы поля возбуждения.

При прочих равных условиях синхронный электродвигатель с постоянными магнитами (ПМ), входящий в состав вентильного электропривода насосного агрегата, имеет более чем вдвое лучшие удельные характеристики (меньший объём активных частей) по сравнению с индукторными и асинхронными электродвигателями, что предопределяет его преимущественное применение для встраиваемого исполнения [1].

Кроме того, для улучшения удельных показателей двух последних типов электрических машин необходимо уменьшение рабочего воздушного зазора, что делает их чувствительными к пульсациям магнитного поля (вызванным зубчатостью магнитопровода), эксцентриситету ротора и прочим погрешностям производственно-технологического характера. Всё это неизменно отрицательно отражается на сложности и трудоёмкости достижения требований современного уровня ВШХ оборудования с использованием данных типов электродвигателей.

В вентильном электродвигателе с ПМ группа пульсирующих моментов, непосредственно влияющих на качество выходных параметров машины (форму вращающего момента, равномерность движения, виброшумовую активность и пр.), при синусоидальной ЭДС содержит лишь составляющие, образованные основной пространственной волной магнитного потока индуктора с прямо и обратно вращающимися магнитными полями временных гармоник намагничивающей силы статора [2]:

$$\begin{aligned} \mu_{\text{пульс}} = & \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{k_{u(2mn+1)}}{\left[(2mn+1) \left(1 + (2mn+1)^2 (\tau_0 v)^2 \right) \right]} \right\} \times \\ & \times \left\{ \sin[2mn(\omega t + \gamma_0) + \gamma_0] - (2mn+1) \tau_0 v \cos[2mn(\omega t + \gamma_0) + \gamma_0] \right\} + \\ & + \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{k_{u(2mn-1)}}{\left[(2mn-1) \left(1 + (2mn-1)^2 (\tau_0 v)^2 \right) \right]} \right\} \times \\ & \times \left\{ \sin[2mn(\omega t + \gamma_0) - \gamma_0] - (2mn-1) \tau_0 v \cos[2mn(\omega t + \gamma_0) - \gamma_0] \right\}. \quad (1) \end{aligned}$$

Здесь $\mu_{\text{пульс}}$, τ_0 и v – относительные значения пульсирующего момента, индуктивности фазной обмотки и частоты вращения электрической машины; m – число её фаз; ωt – текущий угол поворота ротора; γ_0 – угол коммутации фазных обмоток электродвигателя; $k_{u(2mn+1)}$ и $k_{u(2mn-1)}$ – операторы, характеризующие фазовые соотношения высших временных гармоник относительно основной гармоники напряжения питания фаз машины.

Как подтверждает анализ представленной зависимости (1), в простейших схемах электропитания двигателя (без специального управления формой его фазного тока) определённого снижения влияния пульсирующих составляющих момента возможно добиться увеличением числа фаз машины. Однако более перспективным техническим

направлением является полное (или почти полное) исключение высших временных гармоник намагничивающей силы путем формирования синусоидального фазного тока исполнительного электродвигателя, осуществляемого вентильным преобразователем электропривода в широком диапазоне рабочих частот вращения.

Механическими мерами улучшения ВШХ являются следующие:

- увеличение жесткости конструкции;
- высокая точность изготовления деталей;
- хорошая балансировка вращающихся частей;
- демпфирование колебаний подшипниковых узлов.

Однако на практике, несмотря на все принимаемые проектные меры и технические решения, направленные на снижение вибро- и шумоактивности оборудования, уровень неустранённой вибрации изделий, как правило, может оставаться всё же ещё значительным, превосходящим желаемые результаты. В эксплуатации с этим приходится считаться и принимать дополнительные специальные меры по виброизоляции оборудования установкой его на амортизаторы, а снижения уровня акустических шумов добиваться применением шумопоглощающих материалов. Это свидетельствует о том, что только оптимальное сочетание проектных решений с экспериментальной отладкой объекта техники позволит добиться решения поставленной задачи.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Kane Jerry, Renner Thomas*. Comparison of A – C and D – C adjustable speed drives // *Wire J. Int.* – 1986. – № 8. – PP. 44–51.
2. *Ковчин С.А., Сабинин Ю.А.* Теория электропривода. – М.: Энергоатомиздат, 1994. – 496 с.

ОБЗОР И ВЫБОР СТРУКТУРНЫХ СХЕМ ИСТОЧНИКОВ БЕСПЕРЕБОЙНОГО ПИТАНИЯ ДЛЯ НАЗЕМНЫХ ИСПЫТАНИЙ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

А.А. Ким, магистрант каф. ПрЭ

*Научный руководитель Г.А. Лушпин, м.н.с., НИИ АЭМ
Томск, TUSUP, kinder_09@mail.ru*

В настоящее время источники бесперебойного питания являются сложной системой с микропроцессорным управлением, главная задача которых – защита подключенного оборудования от пагубных воздействий, ведущих к потере информации и повреждению техники, а также обеспечение автономной работы производственного оборудования при нарушениях электроснабжения.

Целью работы является обзор основных структурных схем источников бесперебойного питания, на основе обзора разработать собственную структурную схему источника бесперебойного питания.

В соответствии с международным стандартом ГОСТ ИЕС 62040-1–2013 [1] современные ИБП разделяются на три основных типа: ИБП резервного типа – Passive Standby UPS (ранее назывался Off-line UPS); ИБП линейно интерактивного типа – Line-Interactive UPS; ИБП с двойным преобразованием энергии (ИДП) – Double-Conversion UPS (ранее назывался On-Line UPS).

Топология ИБП резервного типа представленная на рис. 1, содержит входной фильтр (БФ), зарядное устройство (ЗУ), инвертор (ИНВ), аккумуляторную батарею (АБ), блок коммутации (БК), стабилизатор (СТ).

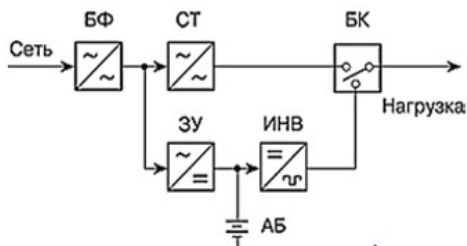


Рис. 1. Структурная схема ИБП резервного типа

В наиболее простых и дешевых моделях ИБП резервного типа стабилизатор отсутствует.

Наиболее распространенный диапазон мощностей ИБП резервного типа 250...1500 Вт.

Достоинства ИБП резервного типа: простота и дешевизна; высокий КПД в сетевом режиме.

Недостатки ИБП резервного типа: конечное время переключения нагрузки с сети на инвертор и наоборот (4...20 мс); несинусоидальное выходное напряжение; ИБП не защищает нагрузку от недопустимых отклонений частоты и формы напряжения сети; возможно возникновение нежелательных переходных процессов выходного напряжения при переключениях с сети на инвертор и наоборот; нелинейная нагрузка с высоким коэффициентом амплитуды вызывает искажение синусоидальности входного тока и снижает входной коэффициент мощности.

Топология линейно-интерактивного ИБП характеризуется присутствием двунаправленного преобразователя напряжения (ДПН), выполняющего как функцию инвертора, так и функцию зарядного

устройства, содержит входной фильтр (ВФ), двунаправленный преобразователь напряжения (ДПН), аккумуляторную батарею (АБ), блок коммутации (БК), Стабилизатор (СТ) (рис. 2).

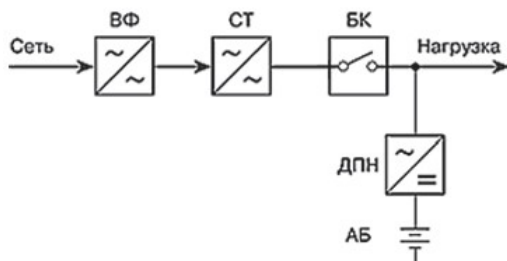


Рис. 2. Структурная схема ИБП линейно-интерактивного типа

Наиболее распространенный диапазон мощностей ИБП линейно-интерактивного типа – 500...3000 Вт.

Достоинства ИБП линейно-интерактивного типа по сравнению с резервными ИБП: синусоидальная форма выходного напряжения в автономном режиме; совмещение функций ЗУ и ИНВ в одном узле.

Основные недостатки, присущие резервным ИБП, распространяются и на ИБП линейно-интерактивного типа.

Топология ИБП с двойным преобразованием энергии (ИДП) в общем виде приведена на рис. 3 и содержит входной фильтр (ВФ), выпрямитель (ВПр), инвертор (ИНВ), аккумуляторную батарею (АБ), блок коммутации (БК).

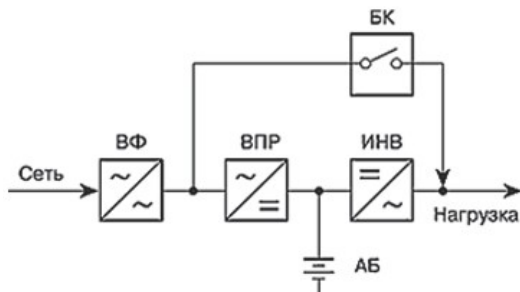


Рис. 3. Структурная схема ИБП с двойным преобразованием энергии

Современные модели ИДП выполняются в мощностном диапазоне 1...400 кВт и более.

Основные достоинства ИБП с двойным преобразованием (ИДП) по сравнению с резервными и линейно-интерактивными источниками бесперебойного питания следующие: обеспечение высокой точности

стабилизации синусоидального выходного напряжения в сетевом и автономном режимах; обеспечение стабильной частоты выходного напряжения при отклонениях частоты сети; отсутствие переходных процессов при переключениях с сетевого режима на автономный и наоборот; возможность исключить влияние нелинейной нагрузки на гармонический состав и форму входного тока.

На рис. 4 представлена структурная схема источника бесперебойного питания для испытательной наземной аппаратуры космических аппаратов, которая включает в себя обратимый преобразователь напряжения (ОПН), автономный инвертор напряжения (АИН), выходной фильтр, датчик напряжения (ДН), схему управления обратимым преобразователем напряжения (СУ ОПН), схему управления автономным инвертором напряжения (СУ АИН).

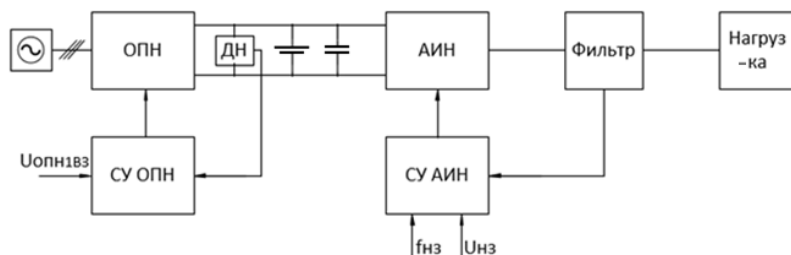


Рис. 4. Структурная схема двунаправленного преобразователя напряжения

Выводы

1. В результате обзора литературы и анализа современных источников бесперебойного питания были рассмотрены топологии источников бесперебойного питания.

2. На основании рассмотренных классификаций источников бесперебойного питания было принято решение, что в качестве трехфазных источников бесперебойного питания следует взять за основу, источник бесперебойного питания с двойным преобразованием..

ЛИТЕРАТУРА

1. ГОСТ ИЕС 62040-1-2013 Системы бесперебойного энергоснабжения (UPS). – Ч. 1: Общие требования и требования безопасности к UPS [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://docs.cntd.ru/document/1200111322> (дата обращения: 03.12.2016).

2. Климов В.П., Портнов А.А., Зуенко В.В. Топологии источников бесперебойного питания переменного тока (ИБП) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.tensy.ru/article04.html> (дата обращения: 03.12.2016).

СИСТЕМА ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ТЕЛЕУПРАВЛЯЕМОГО НЕОБИТАЕМОГО ПОДВОДНОГО АППАРАТА С ПЕРЕДАЧЕЙ ЭНЕРГИИ ЧЕРЕЗ КАБЕЛЬ-ТРОС НА ПЕРЕМЕННОМ ТОКЕ

Д.С. Ким, студент каф. ПрЭ

*Научный руководитель В.М. Рулевский, к.т.н., директор НИИ АЭМ
Томск, ТУСУР, ds.kim1701@gmail.com*

По мере исследования Мирового океана появляется необходимость в использовании необитаемых подводных аппаратов (НПА). НПА могут выполнять такие работы, как научно-исследовательские, аварийно-спасательные, ремонтные, обзорно-поисковые и др. [1].

Все НПА разделяются на два больших подкласса: телеуправляемые необитаемые подводные аппараты (ТНПА) и автономные необитаемые подводные аппараты (АНПА). К ТНПА относят буксируемые и самоходные привязные подводные аппараты, использующие кабель-трос и движительную систему перемещения.

К АНПА относят аппараты с собственной системой энергообеспечения и беспроводным каналом управления. НПА с автономной системой энергообеспечения, но с проводным каналом управления и связи составляют класс полуавтономных (гибридных) аппаратов.

Основные достоинства ТНПА по сравнению с АНПА [1]:

- а) неограниченное по времени энергообеспечение;
 - б) простота конструкции;
 - в) возможность выполнения сложных и тяжелых механических работ в толще воды и на донной поверхности;
 - г) передача информации оператору в режиме реального времени.
- К недостаткам ТНПА относятся:
- а) радиус работы ограничен длиной плавучего кабеля;
 - б) полная зависимость аппарата от обеспечивающего судна;
 - в) на борту обеспечивающего судна необходимо устройство управления натяжением кабель-троса;
 - г) сложность управления аппаратом в условиях сильных течений, завалов и узкостей.

Для подключения вышеперечисленного оборудования и размещения ТНПА снабжены интерфейсами, специальными боксами и подвесными контейнерами.

По глубине погружения ТНПА разделяют [2]:

- а) для малых глубин – до 600 м;
- б) для средних глубин – до 2000 м;
- в) для больших глубин (глубоководные) – до 6000 м;
- г) для предельных глубин – до 12000 м.

Для глубоководных аппаратов используются устройства глубоководного погружения (гараж-заглубитель). Устройство представляет собой специальный контейнер, в котором ТНПА доставляется на рабочую глубину.

Наибольший интерес в настоящее время представляют глубоководные ТНПА, в частности разработка их системы электропитания (СЭП), обеспечивающая выполнение работ на предельных глубинах до 6000 м. СЭП должна обеспечивать мощность до нескольких десятков киловатт с передачей энергии по кабель-тросу, длина которого может достигать до 8000 м.

В общем случае СЭП ТНПА состоит из двух частей: бортовой части и подводной части, соединенных между собой кабель-тросом, передачу энергии по кабель-тросу потребителям подводного аппарата можно осуществлять как на переменном, так и на постоянном токе.

На основании проведенного анализа построения СЭП ТНПА [3], рассмотрения требований, предъявляемых к ним, была представлена СЭП ТНПА с передачей энергии на переменном токе повышенной частоты, которая обеспечивает энергией токоприемники подводного аппарата мощностью до 60 кВт на глубину до 6000 м (рис. 1).

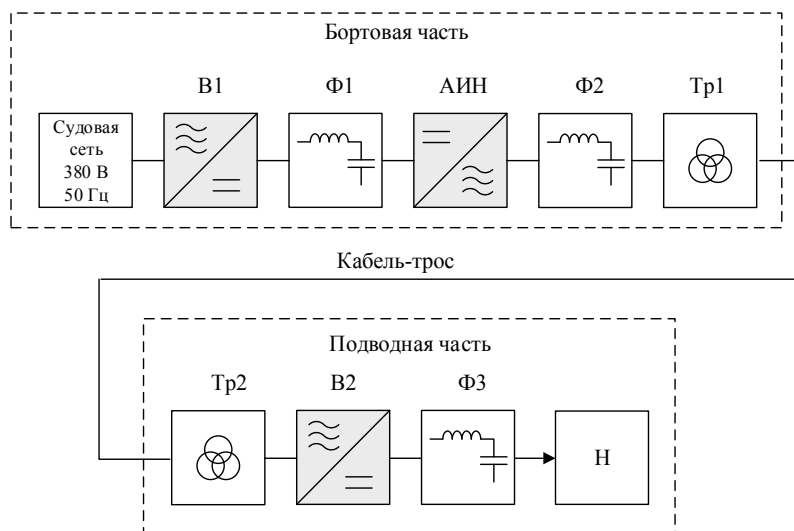


Рис. 1. Система электропитания на переменном токе повышенной частоты:

АИН – автономный инвертор напряжения; В1, В2 – выпрямитель;

Тр1 – повышающий трансформатор; Тр2 – понижающий трансформатор;

Ф1, Ф2, Ф3 – фильтр

Трехфазное переменное напряжение через В1 преобразуется в постоянное. Далее, с помощью АИН, постоянное напряжение преобразовывается в переменное напряжение с частотой 1000 Гц и подается на Тр1. Повышенное высокочастотное напряжение с выхода Тр1 передается по кабель-тросу на Тр2, где напряжение понижается до необходимого значения, преобразовывается в постоянное через В2 и Ф2 и подается на токоприемники подводного аппарата.

Передача напряжения частотой 1000 Гц позволит достичь высоких массогабаритных показателей трансформаторов как бортовой части, так и подводной части, простоту и надежность.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Бочаров Л.* Необитаемые подводные аппараты: состояние и общие тенденции развития // *Электроника: наука, технология, бизнес.* – 2009. – №7. – С. 62–69.
2. *ГОСТ Р 56960–2016.* Аппараты обитаемые подводные. Классификация [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.internet-law.ru/gosts/gost/62069> (дата обращения: 27.02.17).
3. *Мишин В.Н., Рулевский В.М., Юдинцев А.Г.* Варианты систем электропитания телеуправляемых подводных аппаратов переменного тока мощностью свыше 10 кВт: тезисы докл. науч.-техн. конф. молодых специалистов «Электронные и электромеханические системы и устройства». – Томск, 2013. – С. 67–69.

МОДЕЛЬ ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ СВЕТОДИОДНОГО СВЕТИЛЬНИКА С ЧАСТОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Д.А. Корольский, аспирант каф. ПрЭ

Научный руководитель Г.Я. Михальченко, директор

ООО «Компания промышленная электроника», д.т.н., проф.

Томск, ТУСУР, danmypro@sibmail.com

В наши дни светодиодное освещение становится все более распространенным. Светодиодные лампы имеют ряд преимуществ по сравнению с лампами с другим типом освещения: они экономичны, не нагреваются до сверхвысоких температур, не содержат вредных веществ. При правильной эксплуатации светодиодные лампы служат намного дольше, чем лампы с другим типом освещения. Срок службы светодиодов может составлять до 50 000 ч, однако на практике светодиодные лампы выходят из строя намного раньше. Основная причина их быстрого выхода из строя – отказ источников питания светодиодов. Таким образом, для повышения надежности светодиодных ламп

необходимо повышать надежность их источников питания. Самым ненадежным электронным компонентом в источнике питания является электролитический конденсатор. Исключив его, можно значительно понизить суммарную интенсивность отказов источника питания. Более того, электролитические конденсаторы имеют высокое последовательное сопротивление, что приводит к его сильному перегреву в процессе работы и еще большему снижению надежности. Большинство современных методов построения светодиодных источников питания без электролитических конденсаторов основано на управлении методом широтно-импульсной модуляции. Применение метода частотно-импульсной модуляции позволит реализовать мягкую коммутацию силовых ключей, что значительно повысит КПД преобразователя и его надежность [1].

В данной работе приведена модель светодиодного источника питания, построенная на основе последовательного соединения квазирезонансных непосредственных преобразователей повышающего и понижающего типа с малой емкостью накопительного конденсатора. Такого типа преобразователь позволяет снизить пульсации светового потока при питании от однофазной сети переменного тока при высоком коэффициенте мощности. Отличие от традиционных квазирезонансных преобразователей заключается в том, что у него отсутствует электролитический конденсатор входного фильтра.

В среде моделирования LTSpice была построена имитационная модель преобразователя (рис. 1).

Входное напряжение – напряжение однофазной сети переменного тока 220В/50 Гц. Емкость накопительного конденсатора $C5$ составляет 10 мкФ.

Виртуальные осциллограммы входного тока и напряжения показаны на рис. 2, выходного тока – на рис. 3. Период входного напряжения обозначен буквой T .

За счет резонанса переключение происходит при нулевых значениях тока и напряжения на силовых ключах преобразователя, при этом остаются только статические потери, которые для MOSFET-транзисторов много меньше динамических. На рис. 4 и 5 изображены осциллограммы токов и напряжения на силовых ключах повышающего и понижающего преобразователей соответственно. В качестве силовых ключей выбраны мощные полевые транзисторы STW11NM80.

На рис. 4 $T1$ – период первого каскада, соответствующий частоте преобразования 100 кГц, на рис. 5 $T2$ – период преобразования второго каскада, соответствующий частоте 70 кГц.

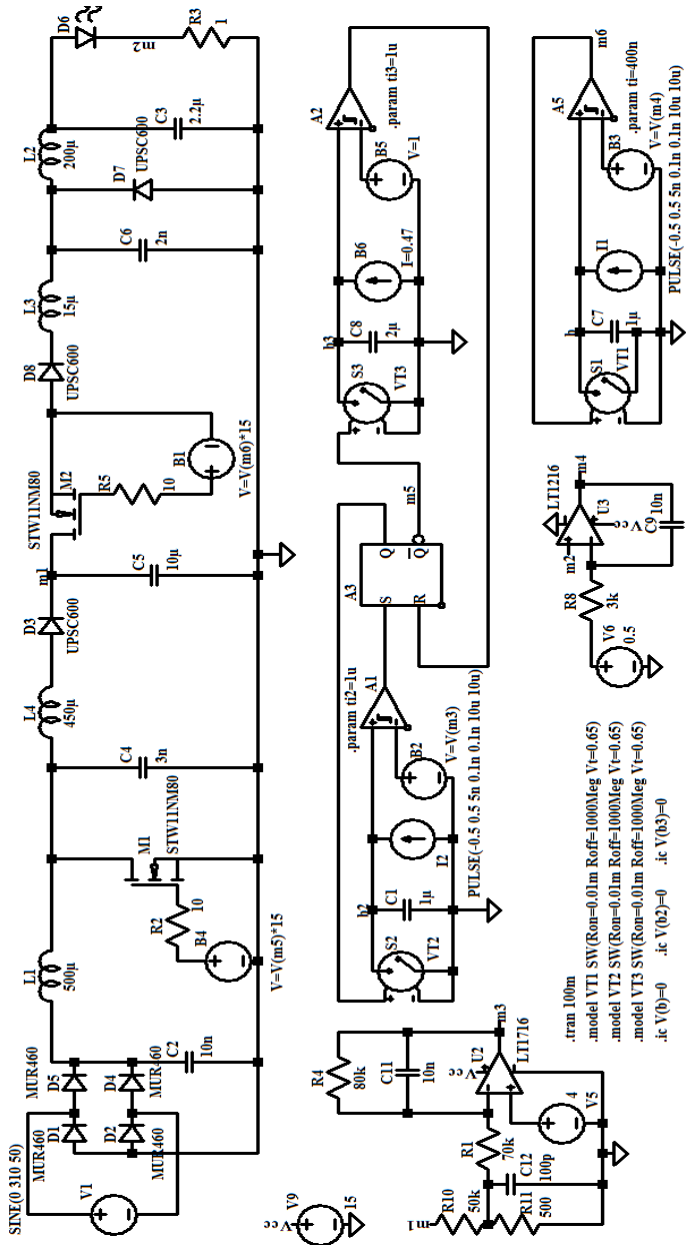


Рис. 1. Имитационная модель преобразователя в среде LTSpice

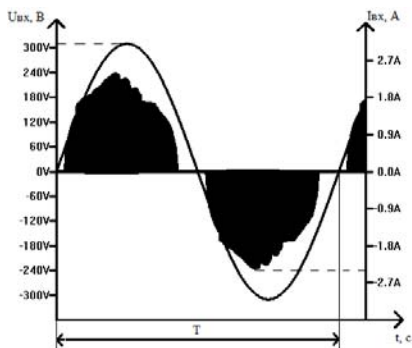


Рис. 2. Осциллограмма входного тока и напряжения

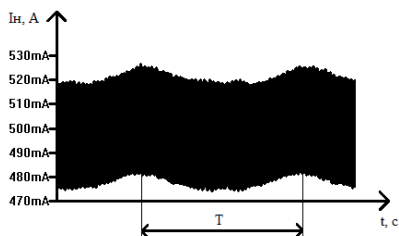


Рис. 3. Осциллограмма выходного тока

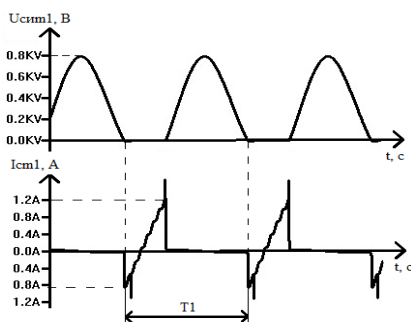


Рис. 4. Осциллограмма тока и напряжения на ключе M1

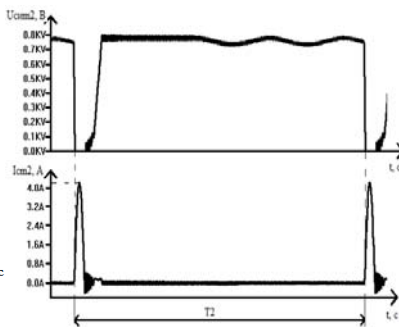


Рис. 5. Осциллограмма тока и напряжения на ключе M2

Построенная модель преобразователя имеет КПД 94%. Емкость накопительного конденсатора C5 номиналом 10 мкФ позволяет получить постоянный ток на выходе преобразователя, мощность в нагрузке при этом составляет 67 Вт.

КПД полученной модели преобразователя превышает на 7% КПД преобразователя [2], где использовался метод управления с использованием ШИМ и жесткой коммутацией силовых ключей.

Однако, как и все резонансные преобразователи, представленная в данной статье модель не лишена недостатков. Она будет трудно реализуема, потребует компонентов с большими установочными токами и напряжениями. Также обеспечить резонанс будет сложнее при больших пульсациях выходного напряжения повышающего преобразователя. Они приведут к большим колебаниям частоты преобразования, что потребует более сложной системы управления. Тем не менее эти недостатки мало учитываются в тех областях, где светодиодные

светильники должны обладать высокой надежностью и эффективностью.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кобзев А.В. Энергетическая электроника: учеб. пособие / А.В. Кобзев, Б.И. Коновалов, В.Д. Семенов. – Томск: Том. межвуз. центр дистанционного образования, 2010. – 164 с.

2. Корольский Д.А. Методы повышения надежности источников питания светодиодных светильников // Матер. докл. XII Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления», 16–18 ноября 2016 г.: в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2016. – С. 139–143.

РАЗРАБОТКА СПОРТИВНЫХ НАРУЧНЫХ ЧАСОВ С OLED-ДИСПЛЕЕМ

В.А. Никонов, студент

*Научный руководитель С.П. Шкарупо, ассистент каф. РЭТЭМ
YI1601_Nikonov.pdf*

Задачей данной проектной работы является разработка программного обеспечения для наручных спортивных часов на OLED-дисплее.

Разработка актуальна в первую очередь для тех людей, кто ведет спортивный образ жизни. Во время тренировки объективно оценить состояние организма невозможно. Усталость, повышенные сердцебиение и температура тела и общее утомление становятся причиной проблем со здоровьем. Спортивные часы исполняют нужные нам функции: пульсометр и термометр, встроенные в устройство, эффективно и точно отслеживают жизненно важные показатели и информируют об этом пользователя. Спортивные часы помогут задать правильный темп тренировки и определить оптимальное время отдыха, который полностью восстановит силы.

Часы реализованы на микроконтроллере ATmega328. Для измерения температуры используется TMP36 – низковольтный прецизионный температурный датчик. Он вырабатывает выходное напряжение, пропорциональное температуре в градусах Цельсия. В устройстве используется датчик Pulse Sensor TMP-36. Pulse Sensor – это аналоговый датчик, позволяющий фиксировать пульс. На датчике установлены светодиод и фотоприемник, расположенные так, что луч света излучаемый светодиодом, попадает на фотоприёмник, только отразившись от препятствия, которым должно выступать запястье. Вся информация в виде времени, даты и показаний датчиков, а также анимация выводятся на дисплей устройства. В качестве дисплея был выбран

OLED-дисплей с разрешающей способностью 128×64 пикселей. Так как дисплей сам является источником света, дополнительная подсветка не требуется. Во-первых, это обеспечивает высокую контрастность дисплея, а во-вторых, значительно снижает энергозатраты, необходимые для его питания. В качестве драйвера в дисплее используется чип SSD1306, который позволяет передавать данные по протоколу I2C.

При выполнении проекта были разработаны спортивные наручные часы с OLED-дисплеем и выполнены следующие задачи:

- 1) разработана структура часов;
- 2) программно реализованы часы и дата;
- 3) подключена тактовая кнопка для изменения времени;
- 4) подключен и запрограммирован датчик пульса AMP-X200;
- 5) подключен и запрограммирован датчик температуры TMP-36;
- 6) подключен OLED-дисплей.

По итогам данной работы можно сказать, что наручные спортивные часы – замечательная идея для контроля тела во время тренировки. Она решает такие проблемы, как невозможность оценки состояния организма во время физической активности, грамотное планирование промежутков отдыха во время тренировки. Полная реализация спортивных часов облегчит жизнь людям, ведущим спортивный образ жизни, и поможет им лучше контролировать свое активное времяпровождение.

ЛИТЕРАТУРА

1. Информационный ресурс: OLED-дисплеи и Arduino. – URL: <http://arduino-diy.com/arduino-oled-display>
2. Информационный ресурс: Описание библиотеки Adafruit_GFX. – URL: http://robocontroller.ru/news/opisanie_biblioteki_adafruit_gfx_dlja_arduino
3. *Стюарт Болл Р.* Аналоговые интерфейсы микроконтроллеров. – М.: Наука и техника, 2009. – 480 с.

РАЗРАБОТКА ИМПУЛЬСНОГО ПАЯЛЬНИКА

Д.А. Зольнов, Д.Ю. Тельнов, М.М. Савинов,

М.А. Архипов, Е.И. Деркач, студенты

Научный руководитель Н.В. Ливенцова, доцент каф. ЭАФУ, к.т.н.

Томск, НИТПУ, liventsovanina@tpu.ru

Цель нашей работы – собрать и продемонстрировать импульсный паяльник для бытового использования.

Преимущество использования данного инструмента заключается в том, что жало разогревается до рабочей температуры за достаточно короткое время по сравнению с обычным паяльником (рис. 1–3).

Импульсный паяльник был собран из подручных материалов. Для его работы был использован имеющийся понижающий трансформатор мощностью 100 Вт [1]. Принцип работы импульсного паяльника основан на принципе работы понижающего трансформатора. Непосредственно перед пайкой первичная обмотка подключается к сети 220 В. Вторичная обмотка сделана из толстой медной проволоки $d = 3$ мм и снаружи замкнута более тонким проводом $d = 1,5$ мм. Вследствие этого сильнее будет нагреваться часть обмотки с меньшим сечением, которая и будет являться жалом паяльника.

Габариты устройства $15 \times 10 \times 4$ при массе менее 400 г, вследствие чего работа паяльника рассчитана на непродолжительное время (таблица).

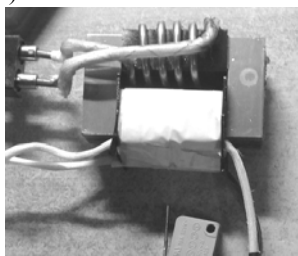


Рис. 3. Понижающий трансформатор



Рис. 2. Положение устройства в руке

Сравнительная характеристика импульсных паяльников

Название	Наш прототип	ТОРЕХ 44Е005	Sturm SI2311
Мощность	100 Вт	150 Вт	100 Вт
Режим работы	12 с – нагрев, 48 с – остывает	6 с – нагрев	10 с – нагрев
Время работы	Время непрерывной работы паяльника – 30 мин. Дальнейшее использование может привести к перегреву внутренней конструкции паяльника и его повреждению	Не указано	Не указано
Максимальная рабочая температура, °C	300	400	410
Масса, г	360	400	395
Цена, руб.	892	2292	1573

Для удобства использования паяльника, а также для защиты радиоэлементов от перегрева в процессе паяния был сделан регулятор, позволяющий плавно изменять температуру жала паяльника. Для этого были использованы выключатель с реостатом – диммер [2] на 220 В, удлинитель.

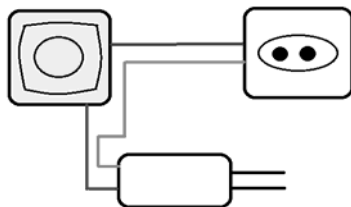


Рис. 4. Схема соединения

В ходе работы был собран импульсный паяльник из сетевого понижающего трансформатора мощностью 100 Вт, температура жала которого может достигать до 300 °С. Нагрев жала происходит за 12 с. За счет использования дополнительно собранного регулятора стало возможно изменение рабочей температуры жала.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Трансформаторы*, их виды и назначение [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://etcenter.ru/transformatory.html>, свободный. – Загл. с экрана.
2. *Устройство* работы диммера [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://elektrik.info/main/electrodom/550-ustroystvo-i-shema-dimmera.html> свободный. – Загл. с экрана.

СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СПОСОБОВ ТОКОРАСПРЕДЕЛЕНИЯ МНОГОТРАНСФОРМАТОРНОГО РЕЗОНАНСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Н.А. Савочкин, аспирант каф. ПрЭ

*Научный руководитель С.Г. Михальченко, зав. каф. ПрЭ, д.т.н.
Томск, ТУСУР, каф. ПрЭ, darknikolas@mail.ru*

В данной статье представлены способы токораспределения многотрансформаторного резонансного преобразователя для питания электродвигательных комплексов космического аппарата (КА), их схемотехническое моделирование и практическая реализация.

Для питания электродвигательных комплексов КА необходимо напряжение от сотен вольт до единиц киловольт большой мощности. Одним из способов реализации всего диапазона требующихся напряжений является применение на выходе преобразователя нескольких высоковольтных трансформаторов [1]. Функциональная схема такого преобразователя приведена на рис. 1.

В качестве силовой части преобразователя использована схема мостового резонансного инвертора, с последовательным LC -контуром [2]. В зависимости от типа соединения выходных частей преобразова-

теля осуществляется возможность получения напряжения от 300 В до 4,5 кВ.

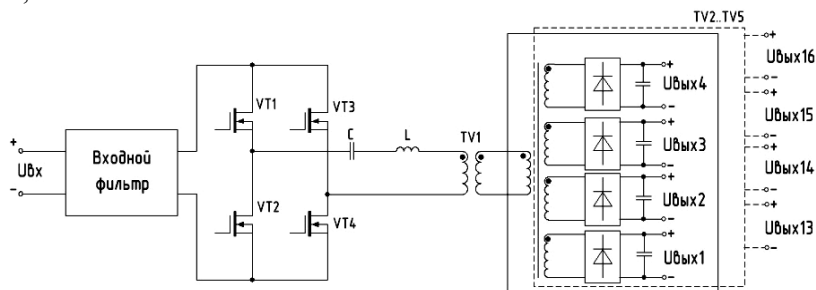


Рис. 1. Функциональная схема преобразователя

Однако при практической реализации за счет разброса параметров обмоток трансформатора возникает дисбаланс токов на высоковольтных выходных трансформаторах, вследствие чего выпрямительные диоды выходят из строя. Диаграммы токов, полученные в симуляторе LT Spice, при напряжении нагрузки 300 В, токе 3 А и при различных параметрах обмоток представлены на рис. 2.

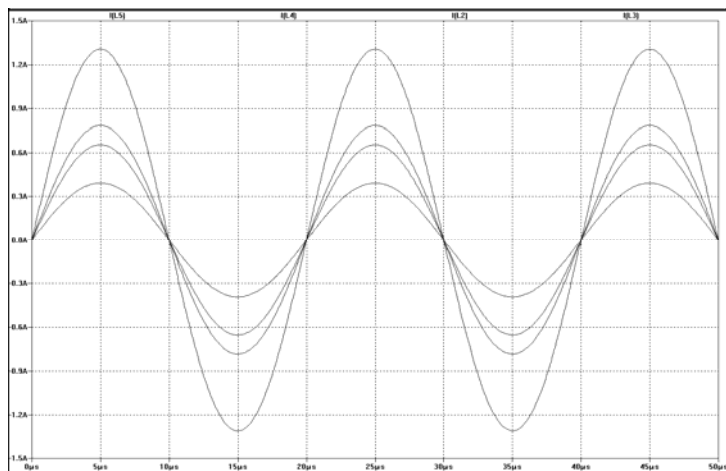


Рис. 2. Диаграммы токов выходных трансформаторных выпрямителей при различных параметрах обмоток

Было исследовано несколько способов решения проблемы токораспределения многотрансформаторного резонансного преобразователя:

- синфазные дроссели [3];
- токовые трансформаторы.

При использовании синфазных дросселей (рис. 3, а) обмотки выравниваются несколько раз попарно. Число итераций растет вместе с ростом количества высоковольтных трансформаторов и их обмоток. Также с каждым новым этапом удваивается количество проводов на один сердечник, таким образом, при использовании четырех трансформаторов с четырьмя вторичными обмотками на последнем сердечнике будет намотано 16 проводов.

Токовые трансформаторы ТТ применяются, как показано на рис. 3, б. Первичные обмотки ТТ включаются последовательно вторичным обмоткам высоковольтных трансформаторов на переменном токе (до диодного моста). Вторичные же обмотки ТТ последовательно соединены между собой в цепь. Таким образом, равенство токов вторичных обмоток ТТ приводит к равенству токов первичных обмоток и как следствие к равномерному токораспределению выходных высоковольтных трансформаторов. Диаграммы токов преобразователя представлены на рис. 4.

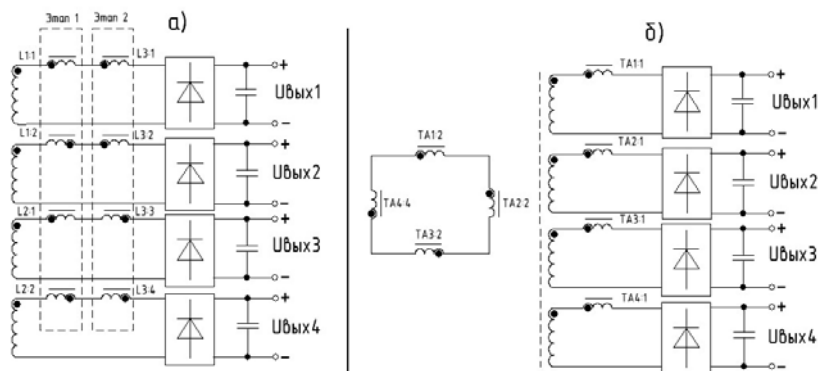


Рис. 3. Схемы токораспределения многотрансформаторного резонансного преобразователя с использованием:
а – синфазных дросселей, б – токовых трансформаторов

Как видно из графика, максимальный разброс по амплитуде 8 мА, что составляет 1% от рабочего тока.

В результате проделанной работы были исследованы схемотехнические и практические способы токораспределения многотрансформаторного резонансного преобразователя. Применение синфазных дросселей приводит к усложнению практической реализации, а также к увеличению массогабаритных показателей конструкции, которые являются одним из основных критериев при проектировании энергоустановок КА. Использование токовых трансформаторов позволяет

достичь высоких показателей токораспределения (как минимум 1%) при минимальных размерах используемых сердечников.

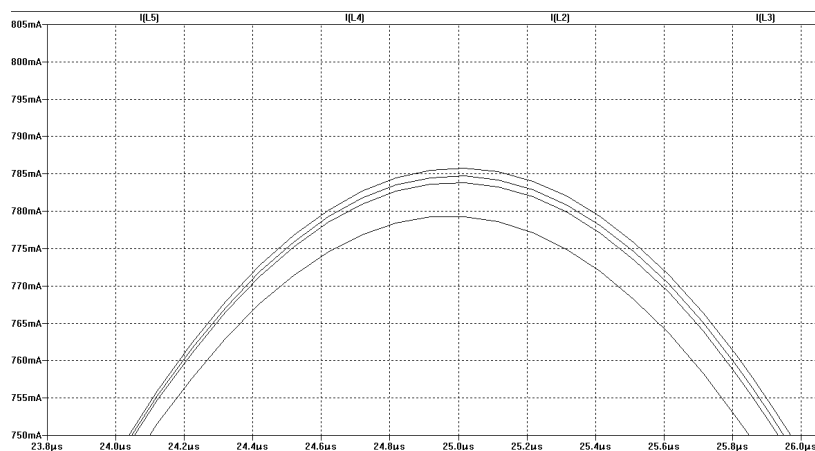


Рис. 4. Диаграммы токов преобразователя при применении токовых трансформаторов

ЛИТЕРАТУРА

1. Костиков В.Г., Никитин И.Е. Источники электропитания высокого напряжения РЭА. – М.: Радио и связь, 1986.
2. Савочкин Н.А. Экспериментальное исследование модуля стабилизатора напряжения на основе мостового резонансного преобразователя с синхронным выпрямителем // Итоги науч.-исслед. работ и курсового проектир. студентов каф. пром. электроники: матер. ежегод. науч.-практ. конф. / под ред. В.Д. Семенова. – Вып. 8. – Томск: Том. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2015. – С. 51–57.
3. Газизов Т.Р. Основы электромагнитной совместимости радиоэлектронной аппаратуры: учеб. пособие. – Томск: ТУСУР, 2012. – 245 с.

СИСТЕМА ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ТЕЛЕУПРАВЛЯЕМЫХ НЕОБИТАЕМЫХ ПОДВОДНЫХ АППАРАТОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА

В.А. Чех, магистрант; Д.Ю. Ляпунов, с.н.с. НИИ АЭМ

Научный руководитель В.М. Рулевский, к.т.н., директор НИИ АЭМ
Томск, ТУСУР, каф. ПрЭ, rulevsky@nii.aem.tomsk.ru

В последние годы активно проводятся исследования в области систем электропитания (СЭП) телеуправляемых необитаемых под-

водных аппаратов (ТНПА), предназначенных для выполнения различных работ на больших глубинах с длиной кабель-троса до 8000 м [1].

Целью работы является анализ структур СЭП постоянного тока ТНПА, которые используются для выполнения работ на больших глубинах с увеличенной суммарной мощностью до нескольких десятков киловатт, имеют низкие массогабаритные показатели, высокую надежность и ресурсоэффективность.

Одним из представителей СЭП постоянного тока является высоковольтная система, представленная на рис. 1.

Использование структуры СЭП позволяет передавать энергию по кабель-тросу постоянным напряжением, а по плавучему кабелю – переменным повышенной частоты [2]. Система состоит из бортовой части (БЧ), в которую входят судовая сеть переменного напряжения 220/380 В с частотой 50/60 Гц, фильтр радиопомех ФРП, повышающий трансформатор TV1, неуправляемый выпрямитель и фильтр Ф, и подводной части (ПЧ), в которую входят автономный инвертор напряжения (АИН), неуправляемый выпрямитель, плавучий кабель ПК, понижающий трансформатор TV2 и нагрузки Н1, Н2. По кабель-тросу КТ осуществляется передача энергии от БЧ к ПЧ.

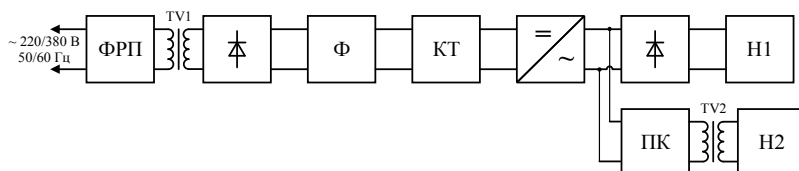


Рис. 1. Система электропитания с передачей энергии по кабель-тросу постоянным напряжением и переменным напряжением с частотой 1000 Гц по плавучему кабелю

Достоинствами системы являются: передача энергии постоянного напряжения, что снижает потери паразитных элементов (распределённые индуктивность и ёмкость кабель-троса) и уменьшает затраты на изготовление кабель-троса; преобразование постоянного напряжения в переменное повышенной частоты, что позволяет уменьшить массогабаритные показатели трансформатора TV2.

Недостаток системы заключается в том, что ПЧ содержит трансформатор TV2 и АИН, что снижает надежность работы ПЧ, массогабаритные показатели и манёвренность ТНПА.

С целью улучшения массогабаритных показателей ТНПА проанализирована СЭП [3], представленная на рис. 2.

Улучшение массогабаритных показателей ТНПА достигается путём переноса трансформатора в гараж-заглубитель (ГЗ).

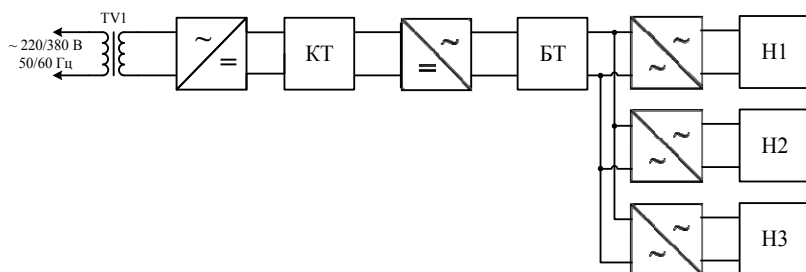


Рис. 2. Система электропитания с передачей энергии по кабель-тросу постоянным напряжением

СЭП, представленная на рис. 2, содержит БЧ, состоящую из судовой сети переменного напряжения 220/380 В с частотой 50/60 Гц, повышающего трансформатора TV1, преобразователя переменного напряжения 50/60 Гц в постоянное; и ПЧ, состоящую из АИН, преобразователей частоты, блока трансформаторов БТ, и нагрузок Н1-Н3. По кабель-тросу осуществляется передача энергии от БЧ к ПЧ.

Преимуществом рассматриваемой схемы является простота исполнения.

К недостаткам относят наличие в ПЧ трансформаторного блока БТ и преобразователей напряжения, которые существенно увеличивают массогабаритные показатели ПЧ и уменьшают надежность.

Для исключения недостатков вышерассмотренных структур СЭП в последние годы активно разрабатываются модульные СЭП постоянного тока [3] (рис. 3).

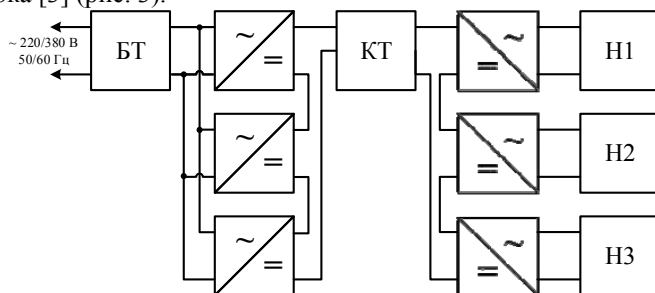


Рис. 3. Система электропитания модульного типа с передачей энергии по кабель-тросу постоянным напряжением

Система, представленная на рис. 3, состоит из судовой сети переменного напряжения 220/380 В с частотой 50/60 Гц, блока трансформаторов БТ, преобразователей переменного напряжения 50/60 Гц в постоянное, которые входят в БЧ, кабель-троса, преобразователей

постоянного напряжения в переменное и нагрузок Н1-Н3, которые входят в ПЧ.

К преимуществам рассматриваемой системы относятся модульность системы, что обеспечивает её отказоустойчивость и способность работать в режиме повреждений, легко конфигурируемая структура системы как по функциям, так и по количеству нагрузок во времени. Рассматриваемая структура СЭП позволяет повысить надежность системы.

К недостаткам относят ограниченную область применения, наличие преобразования напряжения в ПЧ, сложность реализации управления преобразователями, трудоёмкое обслуживание.

Принимая во внимание недостатки СЭП, представленных на рис. 2 и 3, разработана СЭП с передачей энергии по кабель-тросу постоянным напряжением и симметрирующим устройством (рис. 4) [4].

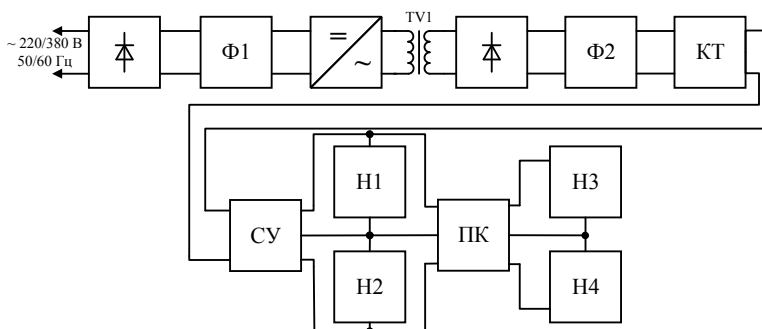


Рис. 4. Система электропитания с передачей энергии по кабель-тросу постоянным напряжением и симметрирующим устройством

СЭП включает в себя БЧ, кабель-трос и ПЧ. БЧ состоит из судовой сети переменного напряжения 220/380 В с частотой 50/60 Гц, неуправляемых выпрямителей, фильтров Ф1 и Ф2, преобразователя постоянного напряжения в переменное повышенной частоты, повышающего трансформатора TV1. ПЧ содержит следующие узлы: симметрирующее устройство СУ, плавучий кабель ПК и нагрузки Н1-Н4.

Схема позволяет уменьшить массогабаритные показатели ПЧ вследствие отсутствия трансформатора и аппаратуры преобразования напряжения в ПЧ, а также обеспечить симметричное напряжение на нагрузках.

Выводы. Проведенный анализ структур построения современных СЭП постоянного тока ТНПА позволил установить, что в на-

стоящее время для выполнения работ на предельных глубинах с длиной кабель-троса до 8000 м необходимо использовать СЭП ТНПА с передачей энергии по кабель-тросу постоянным напряжением, представленную на рис. 4.

Разработанная СЭП ТНПА позволит значительно улучшить массогабаритные показатели элементов системы, расширить функциональные возможности СЭП и обеспечить заданную надежность.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Подводные аппараты для геологических исследований* / под ред. А.М. Игнатова. – Геленджик: ПО «Южморгеология», 1990. – 92 с.
2. *Мишин В.Н.* Системы электропитания телеуправляемых подводных аппаратов переменного тока мощностью свыше 10 кВт / В.Н. Мишин, В.М. Рулевский, А.Г. Юдинцев // Известия Том. политехн. ун-та. – 2013. – Т. 322, № 4: Энергетика. – С. 107–110.
3. *Lai R.* Deep Water Electrical Power Distribution System and Power Components // RPSEA Phase 2 Final Report: MSDC Electrical System for Deepwater Subsea Process – 2013. Niskayuna, NY 12309.
4. *Патент* РФ № 2015151299/07, 30.11.2015 // Мишин В.Н., Рулевский В.М., Юдинцев А.Г., Бурцев В.Е. Устройство передачи мощности постоянно-го тока к телеуправляемому необитаемому подводному аппарату. – Опубл.: 10.08.2016. Бюл. № 22.

ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ШИМ С МЯГКИМ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕМ (ZVT-PWM) В СХЕМЕ ПОВЫШАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

**С.С. Тюнин, аспирант; Д.Б. Бородин, ассистент;
Н.П. Винтоняк, аспирант; В.А. Кабиров, зав. лаборатории ГПО**
*Научный руководитель В.Д. Семенов, проф. каф. ПрЭ, к.т.н.
Томск, ТУСУР, каф. ПрЭ, tun89@mail.ru*

В статье рассмотрены практические результаты реализации ШИМ-регулирования с мягким переключением (ZVT-PWM) в схеме повышающего преобразователя с синхронным выпрямителем. С принципом работы схемы можно ознакомиться в [1, 2].

На рис. 1 представлена схема повышающего преобразователя с синхронным выпрямителем на ключе VT2. Данная схема состоит из силового дросселя L1, ключа VT1, синхронного ключа VT2, фильтрующей емкости C2 и цепи коммутации силового ключа. Цепь коммутации состоит из дросселя L2, диода VD1, коммутирующей емкости C1, коммутирующего ключа VT3.

Данная схема является одним из узлов макета модуля стабилизации напряжения, показанного на рис. 2.

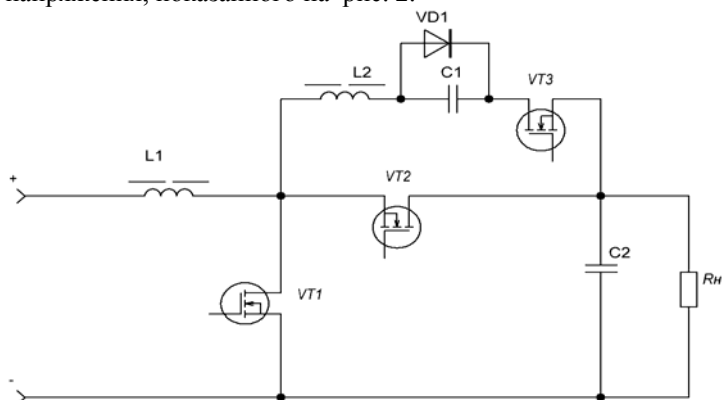


Рис. 1. Схема функциональная повышающего преобразователя с активным резонансным демпфером

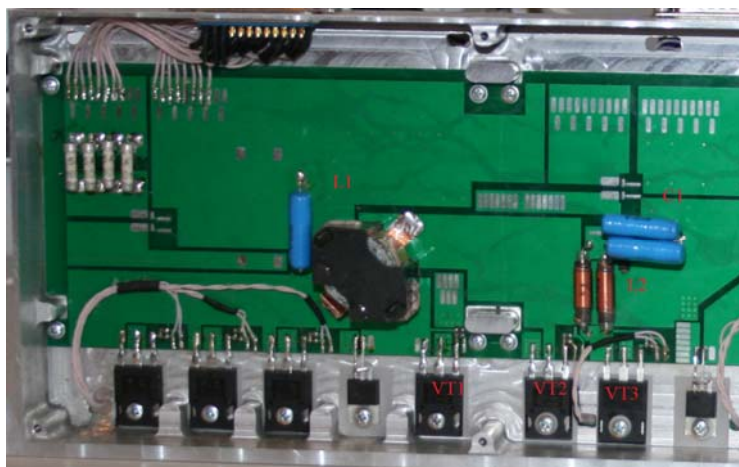


Рис. 2. Модуль стабилизации напряжения

На рис. 3, а приведены осциллограммы напряжения затвор-исток (1), сток-исток (2) силового транзистора. Из осциллограмм видно, что включение транзистора происходит в нуле напряжения сток-исток силового транзистора. На рис. 3, б приведены осциллограммы напряжения на коммутирующем конденсаторе C1 (1) и тока в коммутирующей цепи (2), вид полученных осциллограмм совпадает с теоретически полученными в [1, 2].

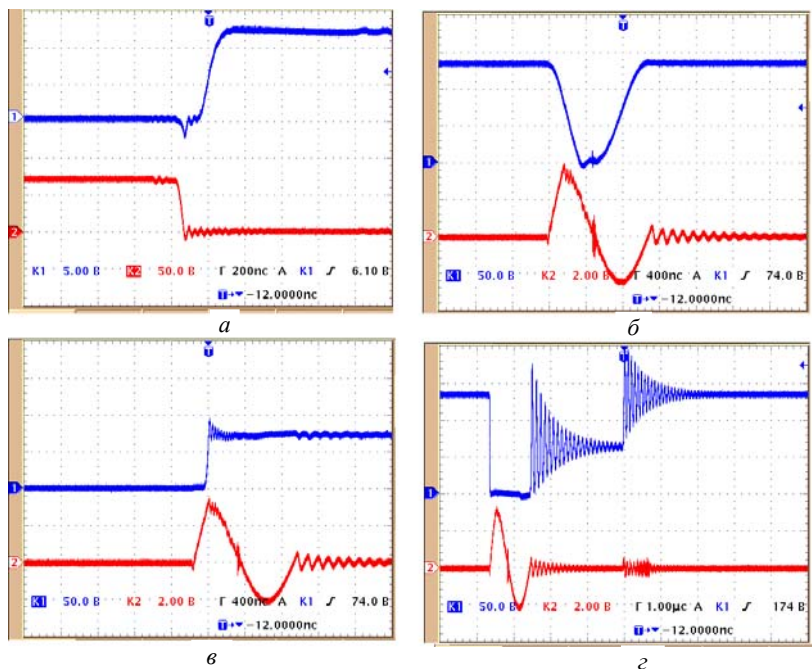


Рис. 3. Осциллограммы работы повышающего преобразователя с мягким включением силового транзистора

На рис. 3, в приведены осциллограммы напряжения сток-исток синхронного ключа (1) и тока в коммутирующей цепи (2). Видно, что при переходе внутреннего диода синхронного ключа из проводящего состояния в непроводящее нет всплеска напряжения, вызванного обратным восстановлением внутреннего диода транзистора синхронного выпрямителя VT2. На рис. 3, г приведены осциллограммы напряжения сток-исток транзистора коммутирующей цепи VT3 (1) и тока в коммутирующей цепи (2). Применение SiC-транзистора в качестве коммутирующего ключа позволяет значительно уменьшить амплитуду тока обратного восстановления его внутреннего диода. Однако из-за высокой добротности контура, образованного емкостью SiC-транзистора и дросселя L2, на транзисторе VT3 появляются высокочастотные колебания, что вызывает значительные перенапряжения на транзисторе. Энергия, запасенная в указанном резонансном контуре, определяется выражением

$$E = L2 \cdot I_{rr}^2 / 2,$$

где I_{rr} – ток обратного восстановления внутреннего диода.

Эти высокочастотные колебания являются источниками радиопомех, поэтому их необходимо подавлять снабберными цепями.

ЛИТЕРАТУРА

1. Borodin D.B., Kabirov V.A., Vintonyak N.P. et al. Direct Boost Converter with Zero Voltage Transition and PWM Control (ZVT-PWM) // 13-th International Scientifictechnical Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE). – 2016. – Novosibirsk, October 3–6, 2016. Part 3. – Vol. 1. – 22 p.

2. Бородин Д.Б., Кабиров В.А., Винтоняк Н.П. и др. Непосредственный повышающий преобразователь с мягким переключением и ШИМ-регулированием (ZVT-PWM) // Актуальные проблемы электронного приборостроения: матер. науч.-техн. конф., Новосибирск, 3–6 октября 2016: в 12 ч. – Ч. 10. – 294 с.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ЧАСТОТЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ И ТИПА ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ЭЛЕМЕНТА НА КПД ПОВЫШАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С СИНХРОННЫМ ВЫПРЯМИТЕЛЕМ

С.С. Тюнин, аспирант; Д.Б. Бородин, ассистент; Н.П. Винтоняк, аспирант; В.А. Кабиров, начальник НУ, зав. лаб. ГПО

Научный руководитель В.Д. Семенов, проф. каф. ПрЭ, к.т.н.

Томск, ТУСУР, каф. ПрЭ, tun89@mail.ru

Объект исследования приведен на рис. 1 и представляет собой макет повышающего преобразователя с «мягким» переключением [1, 2].

Целью испытания является исследование влияния частоты работы преобразователя и различных типов полупроводниковых приборов на КПД преобразователя.

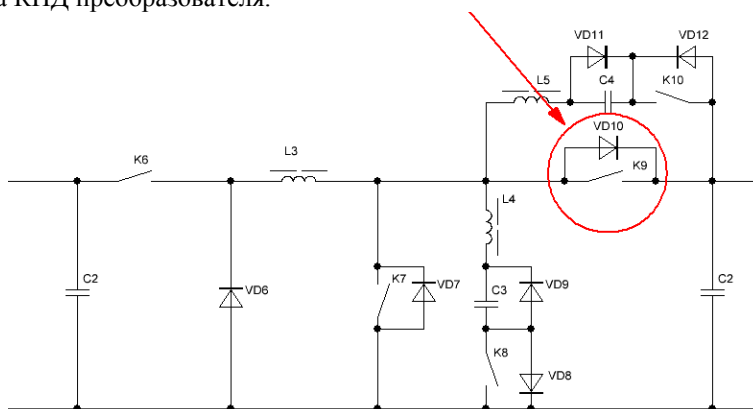


Рис. 1. Схема функциональная макета модуля стабилизации напряжения

Методика проведения исследования состоит в следующем: устанавливаем исследуемый полупроводниковый элемент (таблица), на место синхронного ключа (выделенный окружностью на рис. 1), составляем значения частоты (75, 135, 200 кГц). Измеряемые величины: входной ток (I_{AB}); входное напряжение (U_{AB}); ток нагрузки (I_R); напряжение на нагрузке (U_R).

Полученные данные приведены в таблице и представлены в виде зависимостей КПД от частоты на рис. 2.

Перечень используемых полупроводниковых элементов

№ п/п	Наименование полупроводникового элемента	f , кГц	U_R , В	I_R , А	U_{AB} , В	I_{AB} , А	КПД, %
1	IRFP4768	75	100,4	7,43	53,84	14,5	95,41
2	IRFP4768	135	100,4	7,45	53,75	14,7	94,43
3	IRFP4768	200	100,7	7,45	53,8	14,9	93,53
4	IRFP4868	75	100,2	7,43	53,72	14,5	95,35
5	IRFP4868	135	100,3	7,44	53,8	14,7	93,81
6	IRFP4868	200	100,3	7,43	53,88	14,9	92,78
7	C3M0065090D	75	100,2	7,44	53,79	14,71	94,22
8	C3M0065090D	135	100,4	7,45	53,74	14,88	93,48
9	C3M0065090D	200	100,5	7,46	53,76	15,02	92,8
10	mbr20200ct	75	100,2	7,41	53,87	14,51	94,92
11	mbr20200ct	135	100,2	7,42	53,77	14,68	94,21
12	mbr20200ct	200	100,1	7,42	53,74	14,85	93,36

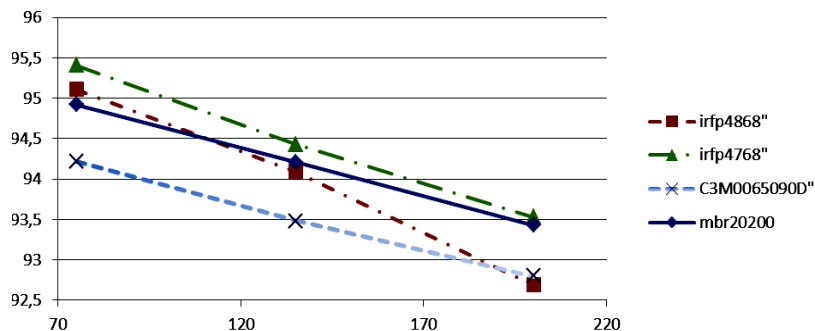


Рис. 2. Семейство графиков зависимости КПД от частоты преобразования для различных полупроводниковых элементов

По семейству зависимостей, приведенных на рис. 2, можно увидеть, что с ростом частоты полные потери, которые представляют собой сумму статических $P_{СТ}$ и динамических $P_{Д}$ потерь преобразователя, растут. Если предположить, что с ростом частоты действующие

значения токов в схеме преобразователя изменяются незначительно, то соответственно увеличение полных потерь в преобразователе обусловлено ростом динамических потерь.

Также можно видеть, что с ростом частоты полные потери в различных полупроводниковых элементах изменяются неодинаково. Например, прирост динамических потерь для кремниевых транзисторов IRFP4868 и IRFP4768 выше, чем для диода Шоттки MBR20200 и SiC-транзистора C3M0065090D. Динамические потери в синхронном выпрямителе определяются параметрами встроенного паразитного диода транзистора, это следует из алгоритма работы транзистора в режиме синхронного выпрямителя. Так как остальные элементы схемы преобразователя не менялись, то разница прироста динамических потерь определяется внутренними параметрами диода: временем обратного восстановления t_{rr} , полным зарядом обратного восстановления Q_{rr} , пиковым током обратного восстановления I_{rrm} . Предложенная методика исследования позволяет экспериментально оценить выбранный полупроводниковый элемент и характеристики в предлагаемой схеме, а при ее изменении и в любой другой.

ЛИТЕРАТУРА

1. Tyunin S.S., Kabirov V.A., Kobzev A.V., Semyonov V.D. Direct Buck Converter with Zero Voltage Transition and PWM Control (ZVT-PWM) // 13-th International Scientifictechnical Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE). – 2016. – Novosibirsk, October 3–6, 2016. Part 3. – Vol. 1.
2. Каби́ров В.А., Кобзев А.В., Семёнов В.Д. Непосредственный понижающий преобразователь с мягким переключением и ШИМ-регулированием (ZVT-PWM) // Актуальные проблемы электронного приборостроения: матер. науч.-техн. конф., Новосибирск, 3–6 октября 2016: в 12 ч. – Ч. 10. – 294 с.

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ИНДУКТИВНОСТИ РАССЕЯНИЯ ОБМОТОК ТРАНСФОРМАТОРА В СРЕДЕ МОДЕЛИРОВАНИЯ COMSOL MULTIPHYSICS

О.Ю. Усачев, магистрант; В.А. Каби́ров, зав. лаб. ГПО

*Научный руководитель В.Д. Семенов, к.т.н., проф. каф. ПрЭ
Томск, ТУСУР, каф. ПрЭ*

При проектировании высокочастотных трансформаторов, кроме основных параметров (индуктивности намагничивания, числа витков обмоток), необходимо учитывать и паразитные параметры. В частности, индуктивности рассеяния обмоток, которые вносят дополнительные коммутационные потери, снижающие полезную мощность трансформаторов, КИД и напряжение на вторичных обмотках. Также необ-

ходимо учитывать паразитную индуктивность контуров, соединяющих вторичные обмотки с выпрямительными диодами, так как полученные значения индуктивности контуров могут быть значительно выше индуктивности рассеяния трансформатора.

Расчет индуктивности рассеяния является довольно трудоемкой задачей, так как данный параметр зависит от исполнения обмоток и их взаимного расположения.

Индуктивность рассеяния как сосредоточенный параметр можно определить исходя из того, что магнитное поле рассеяния создается частью тока нагрузки. В этом магнитном поле сосредоточена магнитная энергия, которую можно вычислить, если известны геометрические соотношения между отдельными элементами конструкции трансформатора и ток нагрузки. Также магнитная энергия выражается соотношением [1]

$$W_m = \frac{L \cdot I_2^2}{2}. \quad (1)$$

Таким образом, определив энергию поля рассеяния и зная ток нагрузки, из выражения (1) можно найти индуктивность, эквивалентную индуктивности рассеяния трансформатора, приведенную ко вторичной обмотке.

Конструкция первичных и вторичных обмоток ТВМ выполнена таким образом, что их можно рассматривать как цилиндрические однослойные обмотки. Это позволяет значительно упростить расчет как самого магнитного поля, так и сосредоточенной в нем энергии. Так как МДС вторичной и первичной обмоток приблизительно равны, а токи в обмотках направлены в противоположных направлениях, то напряженность магнитного поля между обмотками примерно равна напряженности каждой из обмоток, а соответственно и магнитная энергия поля рассеяния может считаться так же сосредоточенной в пространстве между обмотками.

В соответствии с принятым допущением о распределении токов в обмотках напряженность магнитного поля в объеме первичной обмотки с размером d_1 равномерно нарастает в направлении x , затем остается постоянной в изоляционном промежутке Δ_{12} между обмотками и равномерно уменьшается до нуля (рис. 1) в объеме вторичной обмотки.

С учетом изложенного разработаем методику определения индуктивности рассеяния двухобмоточного трансформатора на основе его 3D-модели (рис. 2) в среде моделирования COMSOL Multiphysics.

Согласно материалам, изложенным в [2], моделирование в данной среде позволяет получить достаточно большую точность полученных измерений.

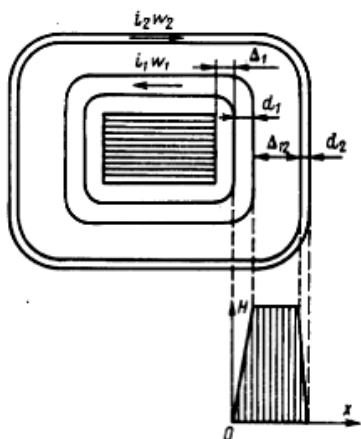


Рис. 1. Поперечное сечение трансформатора с цилиндрическими однослойными обмотками

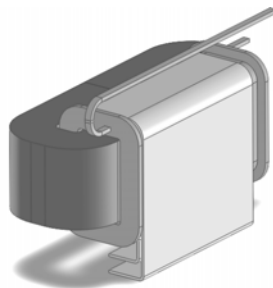


Рис. 2. Исследуемая модель трансформатора

Предлагаемая методика состоит из следующих шагов:

1. Выбор типа пространства моделирования (3D).
2. Выбор раздела моделирования AC/DC (переменный / постоянный ток) и подраздела Magnetic Fields (магнитное поле).
3. Упрощение путем удаления из 3D-модели трансформатора элементов конструкции (магнитопровода, каркаса для обмоток), не влияющих на измерение необходимых параметров, оставляя только первичную и вторичную обмотки с сохранением их взаимного геометрического расположения.
4. Импорт полученной модели обмоток в программную среду Comsol Multiphysics.
5. Присвоение исследуемой модели обмоток трансформатора используемых материалов.
6. Задание основных параметров моделирования.
7. Наложение сетки разбиения.
8. Запуск вычислений в соответствии с выбранным анализом.
9. Нахождение энергии магнитного поля и расчет индуктивности.

Воспользуемся предлагаемой методикой, описанной выше, и произведем пошагово все необходимые действия. Картина распределения плотности магнитной энергии в пространстве между первичной и вторичной обмотками трансформатора представлена на рис. 3. На рис. 4 показано распределение напряженности магнитного поля между обмотками.

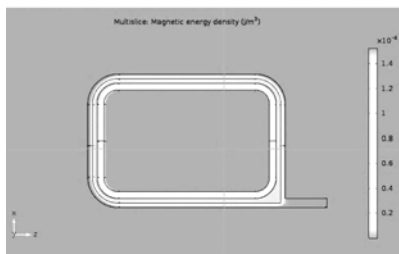


Рис. 3. Распределение плотности магнитной энергии в пространстве между первичной и вторичной обмотками трансформатора

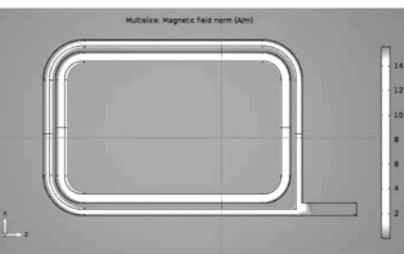


Рис. 4. Распределение напряженности магнитного поля в пространстве между первичной и вторичной обмотками трансформатора

В соответствии с [1] напряженность магнитного поля в проводе первичной обмотки равномерно нарастает в направлении z , остается постоянной в изоляционном промежутке между обмотками и в проводе вторичной обмотки равномерно уменьшается до нуля, что подтверждает теоретические сведения.

Индуктивность рассеяния трансформатора, приведенная ко вторичной обмотке, рассчитанная через величину магнитной энергии из соотношения (1), составляет $L_{s2} = 4,2497 \times 10^{-9}$ Гн. Необходимо заметить, что процессы коммутации диодов выпрямителя будут определяться не только индуктивностями рассеяния трансформатора, но и индуктивностями соединительных проводов, образующих пространственный контур. Оценка индуктивности этого пространственного контура, произведенная по аналогичной методике, дает результат $L_k = 16,04 \times 10^{-9}$ Гн. Это показывает, что в высокочастотных трансформаторах индуктивности соединительных проводов можно превысить собственно индуктивность рассеяния и определять их паразитные параметры.

ЛИТЕРАТУРА

1. Вдовин С.С. Проектирование импульсных трансформаторов. – 2-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд., 1991. – 208 с.
2. Семенов В.Д., Федотов В.А., Упорова Е.О. Методика расчета индуктивности проводников сложной конструкции с использованием среды моделирования COMSOL Multiphysics // Итоги научно-исследовательских работ и курсового проектирования кафедры промышленной электроники: матер. ежегод. науч.-техн. конф. – Вып. 8. – С. 77–85.

РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ ПОВЫШАЮЩЕ-ПОНИЖАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

А.А. Цой, магистрант

*Научный руководитель А.В. Литвинов, электроник
Томск, ТУСУР, каф. ПрЭ, alexandertsoy1994@live.com*

На сегодняшний день существует ряд основных схем преобразователей, такие как повышающий, понижающий и инвертирующий. Все они подробно рассмотрены в технической литературе, где приведены расчет и советы по выбору элементов. Но часто необходимо, чтобы входное напряжение менялось в диапазоне $\pm\Delta$ от стабилизируемого выходного напряжения той же полярности. Преобразователь по схеме SEPIC легко справляется с данной задачей. SEPIC-преобразователи часто применяются в автономных устройствах с питанием от аккумулятора. В литературе [1] можно найти обзор и принцип работы данного преобразователя. Но для того, чтобы разобраться как работает схема, этого недостаточно.

Для определения принципов работы и наглядного наблюдения за всеми процессами необходимо произвести моделирование. За основу ШИМ-контроллера была выбрана система управления с обратной связью по току и напряжению [1] согласно функциональной схеме микросхемы [2] SEPIC преобразователя [3]. Итоговая схема показана на рис. 1.

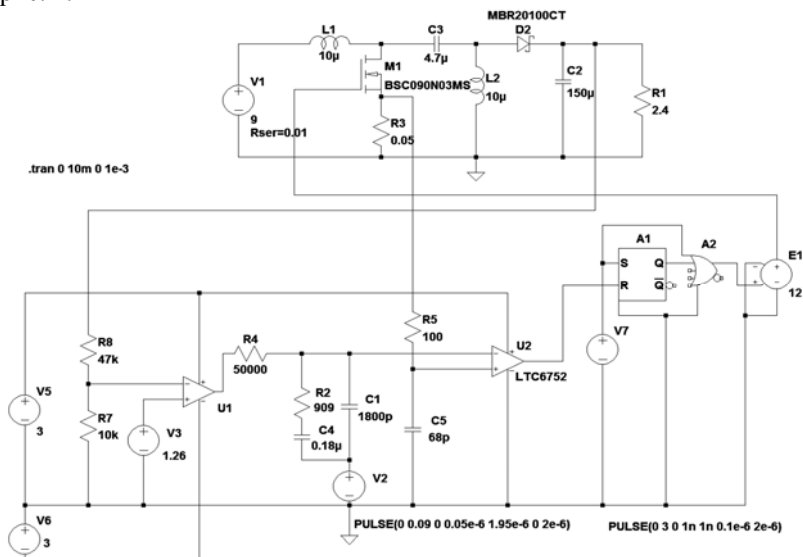


Рис. 1. Принципиальная схема в среде моделирования LT Spice

U1 обеспечивает обратную связь по напряжению, U2 – обратную связь по току. A1, A2 генерируют управляющие сигналы. V2 – генератор пилообразного напряжения.

На рис. 2, а показан результат моделирования. Диаграммы сняты в различных ключевых точках преобразователя. На рис. 2, б показаны расчетные диаграммы в тех же точках. Были получены близкие по виду и форме диаграммы.

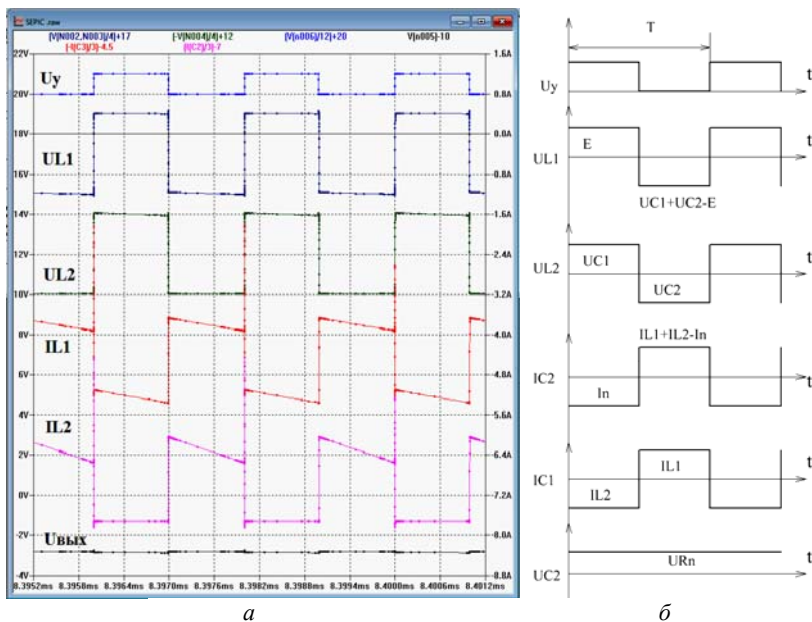


Рис. 2. Результаты моделирования

Таким образом, была построена и проверена модель схемы SEPIC преобразователя с системой управления, которая в дальнейшем будет применяться для работы с данным преобразователем.

ЛИТЕРАТУРА

1. Erickson R.W. Fundamentals of power electronics. – 2004. – 900 p.
2. National Semiconductor «LM3488 High Efficiency Low-Side N-Channel Controller for Switching Regulator». – 2001 [Электронный ресурс]. – Режим доступа свободный: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm3488.pdf>
3. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Технофера, 2005. – 632 с.

ПОВЫШАЮЩЕ-ПОНИЖАЮЩИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НА ОСНОВЕ СХЕМЫ SEPIC

А.А. Цой, магистрант

*Научный руководитель А.В. Литвинов, электроник
Томск, ТУСУР, каф. ПрЭ, alexandertsoy1994@live.com*

Современные автономные устройства с питанием от аккумуляторов часто требуют особых преобразователей с возможностью как повышать, так и понижать входное напряжение. Одним из таких преобразователей является преобразователь по топологии «SEPIC». Он имеет в своем составе две индуктивности, позволяющие обеспечить непрерывное потребление тока с источника, и такую же полярность, что и на входе. Источник входного напряжения защищен от короткого замыкания в нагрузке, так как они разделены конденсатором. В литературе кратко описаны данный вид преобразователя, а также его вариации [1].

На основе схемы SEPIC и системы управления на ШИМ-контроллере [2] была составлена функциональная схема. Схема приведена на рис. 1. Обратная связь осуществляется по току и напряжению, что обеспечивает дополнительную защиту по току, а также более точное регулирование выходным напряжением.

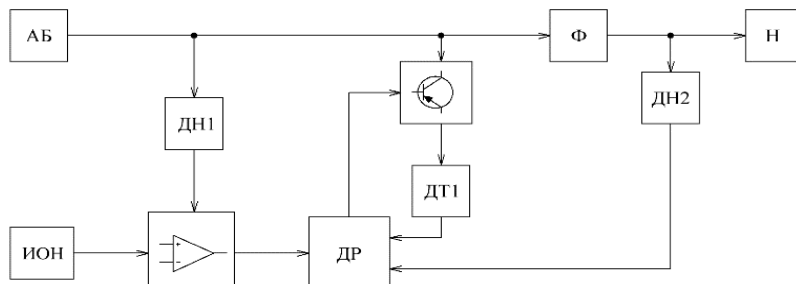


Рис. 1. Функциональная схема преобразователя: АБ – аккумуляторная батарея; ИОН – источник опорного напряжения; ДР – драйвер/ШИМ-контроллер; Ф – фильтр; Н – нагрузка; ДТ1 – датчик тока; ДН1, ДН2 – делитель напряжения

В программе для разработки печатных плат [3] нарисована принципиальная схема и печатная плата. На рис. 2 показана 3D-модель печатной платы.

На рис. 3, а приведены временные диаграммы выходного напряжения под номером 1, под номером 2 – управляющие ключом импульсы. Плавное включение осуществляет soft start в ШИМ-контроллере. На рис. 3, б приведены нагрузочные характеристики при двух разных входных напряжениях. Номинальное выходное напряжение 7,2 В.

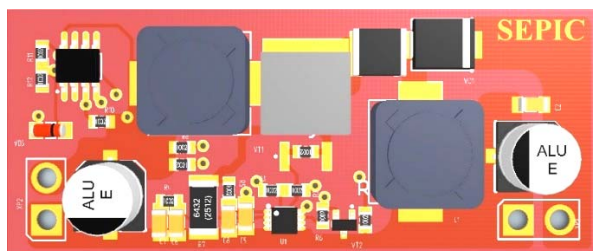


Рис. 2. Модель печатной платы

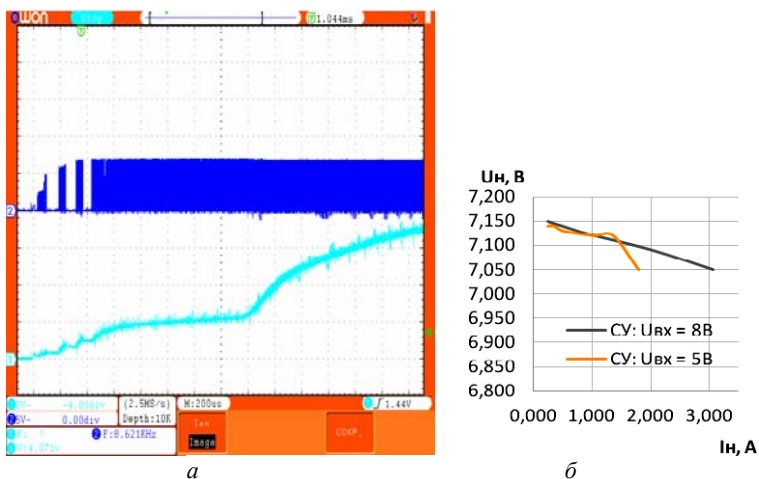


Рис. 3. Замеры с собранного устройства

Таким образом, была собрана схема SEPIC-преобразователя и проверена его работоспособность. В дальнейшем планируется оптимизация разводки печатной платы и подбор различных параметров схемы с целью улучшения эффективности работы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.
2. Erickson R.W. Fundamentals of power electronics. – 2004. – 900 p.
3. Сабунин А.Е. Altium Designer Новые решения в проектировании электронных устройств. – М.: СОЛОН-Пресс, 2009. – 432 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ LCC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ НА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ В СРЕДЕ MATLAB SIMULINK

В.А. Шарыгин, В.В. Емельянов, студенты

Научные руководители: В.А. Кабиров, зав. лаб. ГПО,

В.Д. Семенов, проф.

Томск, ТУСУР, каф. ПрЭ, slava.sharygin@mail.ru

В работе [1] представлены результаты построения аналитической малосигнальной модели LCC-преобразователя полученные в виде системы дифференциальных уравнений, проверка правильности которых представляет собой трудоемкую задачу. Задачей настоящей работы является проверка результатов, полученных в [1] на имитационной модели в среде MATLAB Simulink, показанной на рис. 1.

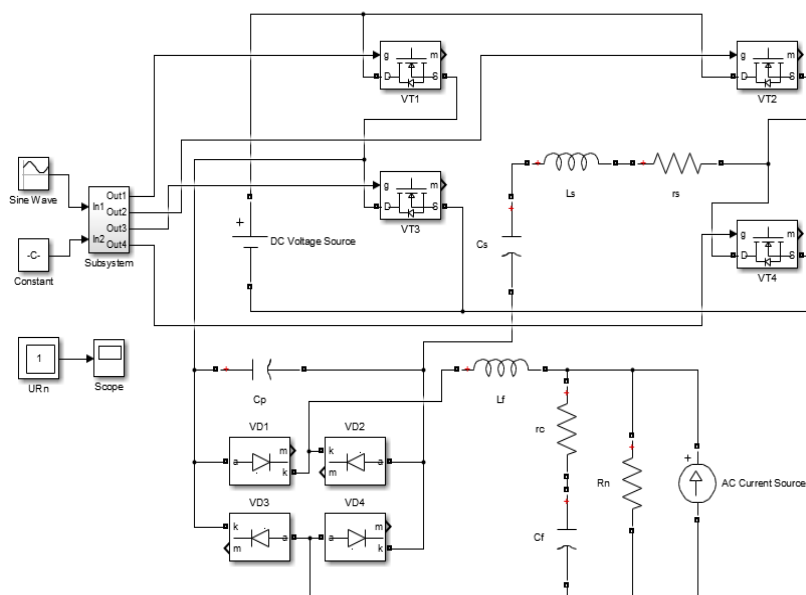


Рис. 1. Имитационная модель резонансного LCC-преобразователя напряжения

На рис. 1 представлена схема резонансного LCC-преобразователя напряжения. Данная схема состоит из ключей VT1–VT4, диодов VD1–VD4, фильтрующего дросселя L_f , фильтрующей емкости C_f , микросхемы управления ключами, индуктивности L_s , емкости C_p и C_s . В качестве модели транзисторов VT1–VT4 были использованы идеаль-

ные транзисторные ключи «Mosfet», в качестве модели диодов VD1–VD4 были использованы блоки «Diode». Для имитации нагрузки R_H , дросселя L и конденсатора C в модели были использованы блоки «RLC-Branch», параметры которых были выбраны в соответствии с параметрами основных элементов. В качестве источника питания преобразователя используется блок «DC Voltage Source», постоянное напряжение которого установлено 100 В. Блок «Sine Wave» реализован в качестве генератора синусоидального сигнала с постоянной составляющей.

На схематак же представлены вспомогательные блоки «Multimeter» и «Scope». Для измерения напряжения на нагрузке используется блок «Multimeter» UR_H , соединённый с блоком «Scope», который имитирует осциллограф.

На рис. 2 представлена схема управления транзисторами VT1–VT4, реализованная при помощи блоков: «Relational Operator», «Compare To Constant», «Triggered Subsystem», «Integrator», инвертора «Logical Operator1», сумматоров «I1» и «I2», образующих широтно-импульсную модуляцию сигнала генератора Sine Wave.

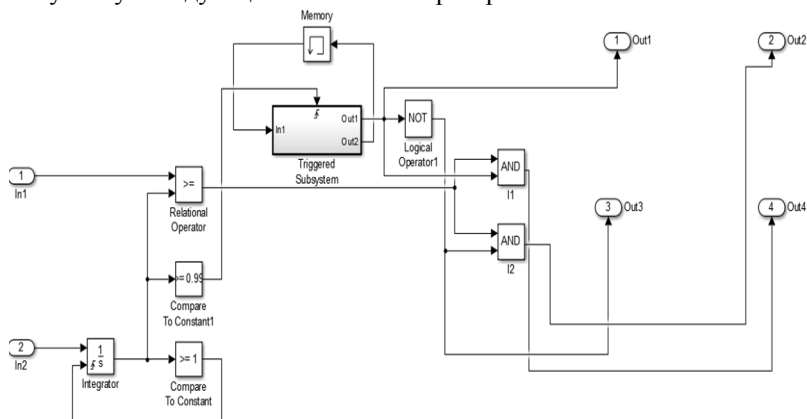


Рис. 2. Схема управления ключами резонансного LCC-преобразователя напряжения

На рис. 3 приведены регулировочные характеристики резонансного LCC-преобразователя напряжения. Из характеристик видно, что при увеличении добротности повышается и максимальное значение выходного напряжения $U_{\text{вых}}$.

Добротность определяется выражением

$$Q = R_H / Z_0,$$

где R_H – сопротивление нагрузки, Z_0 – волновое сопротивление.

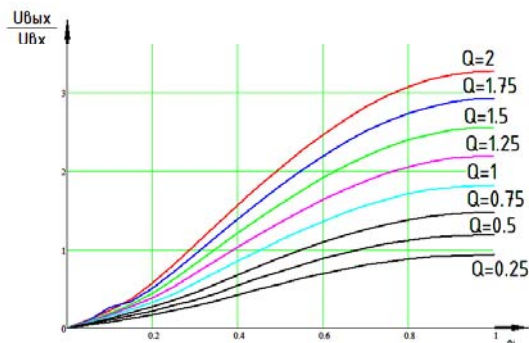


Рис. 3. Семейство регулировочных характеристик резонансного LCC-преобразователя напряжения для различной величины добротности

ЛИТЕРАТУРА

1. *Eric X. Yang, Fred C. Lee, Milan M. Jovanovic. Small-signal modeling of LCC resonant converter // Virginia Power Electronics Center Virginia polytechnic Institute & State University Blacksburg, VA 24061.*

ПРИБОР КОМПЛЕКСНОГО КАРОТАЖА ДЛЯ ГЕОФИЗИЧЕСКИХ ИССЛЕДОВАНИЙ СКВАЖИН

А.С. Шестопалова, Г.А. Шрам, магистранты

Научный руководитель Н.С. Легостаев, проф., к.т.н.

Томск, ТУСУР, каф. ПрЭ, lns@ie.tusur.ru

Геофизические исследования скважин являются одним из разделов прикладной геофизики и включают две группы методов – методы каротажа, основными из которых являются электрические, радиоактивные и акустические, и методы скважинной геофизики [1]. В последнее время все больше внимания уделяется повышению надежности каротажа и совершенствованию аппаратуры.

Известно достаточное количество приборов комплексного каротажа как неотъемлемой части каротажных станций, которые наряду с достоинствами не лишены и недостатков, основным из которых является передача недостоверных данных, обусловленная системой регистрации геофизической информации, передаваемой с геофизических глубинных приборов по линии связи (каротажному кабелю) [2, 3]. Для устранения отмеченного недостатка при передаче данных предлагается применить метод кодирования сигнала «Манчестер-2», который, в отличие от других методов кодирования, является самосинхронизирующимся и который не требует дополнительной линии синхронизации.

ции, что позволяет проводить передачу данных по одножильному каротажному кабелю.

В качестве конструкции прибора комплексного каротажа для геофизических исследований скважин используется конструкция, разработанная научно-производственной компанией «АСУ-ЭКСПЕРТ» (г. Томск) и представленная на рис. 1 [4].

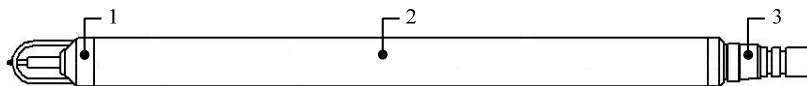


Рис. 1. Конструкция прибора комплексного каротажа:

1 – корпус резистивиметра; 2 – охранный кожух; 3 – корпус наконечника

Прибор комплексного каротажа конструктивно состоит из корпуса резистивиметра, охранный кожуха и корпуса наконечника. Электронные модули расположены внутри охранный кожуха. В корпусе резистивиметра расположен излучающий электрод, внутри которого находится датчик температуры, защищенный проволоочным каркасом. Корпус наконечника скважинного прибора предназначен для электромеханического соединения с головкой каротажного кабеля.

Предлагается структурная схема прибора комплексного каротажа, реализация которой позволит проводить исследования путем измерения уровня естественного гамма-излучения ($\gamma_{изл}$), температуры окружающей среды в скважинах с максимальной температурой $+85\text{ }^{\circ}\text{C}$ и расчета удельного электрического сопротивления промывочной жидкости с использованием среднеквадратичных значений тока и напряжения с выхода блока резистивиметра (рис. 2).

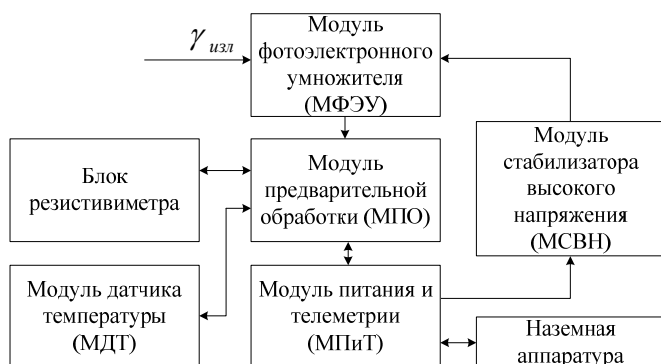


Рис. 2. Структурная схема прибора комплексного каротажа для геофизических исследований скважин

Прибор рассчитан на работу совместно с цифровыми регистрирующими комплексами (станциями, лабораториями). Питание прибора и передача информации к наземной аппаратуре осуществляются по одножильному каротажному кабелю, который является одной из разновидностей коаксиального кабеля с концентрическим расположением жилы (прямого провода) внутри брони (обратного провода) и который подключается к прибору через корпус наконечника.

Прибор комплексного каротажа состоит из модуля первичной обработки (МПО), модуля датчика температуры (МДТ), модуля фотоэлектронного умножителя (МФЭУ), модуля стабилизатора высокого напряжения (МСВН), модуля питания и телеметрии (МПИТ).

Модуль МПО рассчитывает удельное сопротивление промывочной жидкости путем генерации тока, который поступает в жидкость, окружающую прибор в скважине, а также осуществляет считывание показаний датчика температуры. Модуль МДТ предназначен для измерения температуры окружающей среды. Модуль МСВН необходим для формирования высокого напряжения, которое подается на модуль МФЭУ. В модуле МФЭУ формируются импульсы, поступающие в модуль МПО, где преобразуются в последовательность импульсов с логическим уровнем для дальнейшего подсчета. Модуль МПИТ стабилизирует питающее напряжение для питания модулей МПО и МСВН. На вход модуля МПИТ подаются измеренные значения для преобразования и передачи к наземной аппаратуре. Данные передаются словами в кодировке «Манчестер-2» по четырем каналам (Z_0, Z_1, Z_2, Z_3).

Прибор комплексного каротажа регистрирует следующие параметры: температура окружающей среды по каналу Z_0 , уровень гамма-излучения по каналу Z_1 , удельное сопротивление промывочной жидкости по каналу Z_2 , внутренняя температура прибора по каналу Z_3 .

Для первичной обработки с помощью данных, которые поступают по каналам Z_0, Z_1, Z_2, Z_3 , проводится расчет параметров по формулам:

1. Температура окружающей среды ($^{\circ}\text{C}$):

$$T = Z_0 \cdot 0,03125.$$

2. Уровень гамма-излучения (мкР/ч):

$$GK = a \cdot Z_1 + b,$$

где a и b – коэффициенты, определяемые в процессе градуировки канала.

3. Удельное сопротивление промывочной жидкости ($\text{Ом}^*\text{м}$):

$$R = \frac{Z_2}{100}.$$

4. Внутренняя температура прибора (°C):

$$T_{CPU} = \frac{Z_3}{10} - 100.$$

Следует отметить, что требованием введения прибора в эксплуатацию является реализация прибора в соответствии с ГОСТ 14213–89, ГОСТ 26116–84. При проведении поверки необходимо соблюдать требования, установленные ГОСТ 12.3.019–80. Разрабатываемый прибор комплексного каротажа направлен на обеспечение основной относительной погрешности измерения гамма-излучения и резистивиметра $\pm 5\%$, основной относительной погрешности измерения температуры $\pm 1^\circ\text{C}$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Аузин А.А. Геофизические исследования в скважинах: вопросы терминологии и классификации // Вестник Воронеж. ун-та. Сер. Геология. – 2005. – № 1. – С. 216–221.
2. Киргизов Д.И., Садыков А.Р. Информационная система для приема и регистрации информации, передаваемой по каротажным кабелям с приборов, контролирующих нефтяные скважины // Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2013. – Т. 9, № 2. – С. 61–69.
3. Недоспасова Ю.А. Программное обеспечение для обработки геолого-геофизических данных // Информатика и управление в технических системах: матер. 15-й Междунар. науч.-практич. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Современные техника и технологии», 4–8 мая 2009 г. Томск, 2009. – С. 259–260.
4. «АСУ-ЭКСПЕРТ» – научно-производственная компания [Электронный ресурс]. – http://asu-expert.ru/index.php?module=mod_content&id=1

МОДУЛЬ ПЕРВИЧНОЙ ОБРАБОТКИ ПРИБОРА КОМПЛЕКСНОГО КАРОТАЖА ДЛЯ ГЕОФИЗИЧЕСКИХ ИССЛЕДОВАНИЙ СКВАЖИН

Г.А. Шрам, А.С. Шестопалова, магистранты

*Научный руководитель Н.С. Легостаев, проф. каф. ПрЭ, к.т.н.
Томск, ТУСУР, каф. ПрЭ, lns@ie.tusur.ru*

Одним из важных моментов для геофизической аппаратуры при проведении исследований скважины является точная первичная обработка полученных данных [1, 2]. Для прибора комплексного каротажа наибольшее значение представляет модуль первичной обработки (МПО). Предлагается структурная схема модуля первичной обработки прибора комплексного каротажа, представленная на рис. 1.

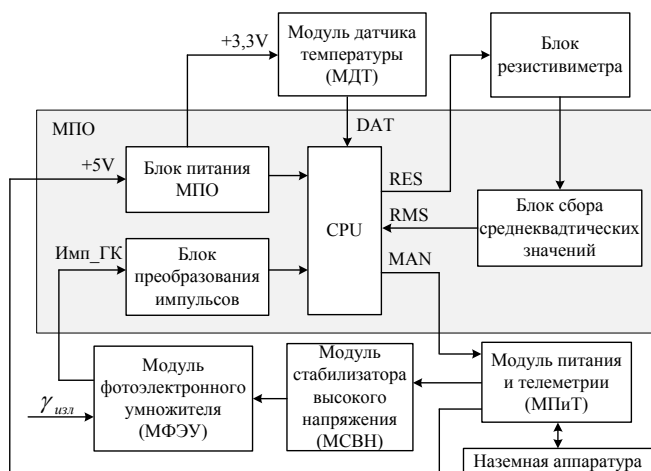


Рис. 1. Структурная схема модуля первичной обработки прибора комплексного каротажа

Основным назначением модуля МПО является расчет значения удельного сопротивления промывочной жидкости путем реализации алгоритма:

1. Модуль МПО генерирует знакопеременный ток, который через электрод резистивиметра поступает в жидкость, окружающую прибор в скважине.

2. В модуле МПО измеряется среднеквадратическое значение величины тока, протекающего через промывочную жидкость.

3. В модуле МПО измеряется среднеквадратическое значение падения напряжения между электродом резистивиметра и корпусом прибора.

4. На основании полученных данных микроконтроллер модуля МПО рассчитывает значение удельного сопротивления промывочной жидкости.

Основным блоком модуля МПО является микроконтроллер (CPU), в качестве которого используется микросхема C8051F007. Микроконтроллер (CPU) выполняет следующие функции:

- по цепи DAT считывает показания датчика температуры по последовательному протоколу I2C, поступающие с модуля датчика температуры (МДТ);

- по цепи MAN на вход модуля питания и телеметрии (МПiT) отправляет измеренные значения в формате канала передачи данных в

виде двоичной последовательности логического уровня для последующего преобразования;

- по цепи RES генерирует знакопеременный ток, который через электрод резистивиметра поступает в жидкость, окружающую прибор комплексного каротажа в скважине;

- по цепи RMS с выхода блока сбора среднеквадратических значений поступают среднеквадратические значения величин тока, протекающего через промысловую жидкость, и падения напряжения между электродом резистивиметра и корпусом прибора;

- по цепи Импульс_ГК через блок преобразования импульсов принимает импульсы, представленные положительной логикой.

Блок питания МПО осуществляет питание микроконтроллера (CPU) по цепи +5 В, а также по цепи +3,3 В – датчика температуры, расположенного в модуле МДТ.

Предложенная структура прибора комплексного каротажа позволяет регистрировать геофизические данные скважины по одножильному каротажному кабелю. Передача данных осуществляется в кодировке «Манчестер-2» в виде двоичного кода для дальнейшего преобразования в модуле питания и телеметрии (МПиТ) с последующей отправкой к наземной аппаратуре. Выбор применения метода кодирования «Манчестер-2» обусловлен простотой реализации и возможностью передачи данных по каналам связи одновременно. Более того, метод «Манчестер-2» является самосинхронизирующимся и не требует специальной кодировки синхроимпульса, который бы занимал полосу данных, поэтому и является самым плотным кодом на единицу частоты.

ЛИТЕРАТУРА

1. Киргизов Д.И., Садыков А.Р. Информационная система для приема и регистрации информации, передаваемой по каротажным кабелям с приборов, контролирующих нефтяные скважины // Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2013. – Т. 9, № 2. – С. 61–69.

2. Недоспасова Ю.А. Программное обеспечение для обработки геолого-геофизических данных // Информатика и управление в технических системах: матер. 15-й Междунар. научно-практич. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Современные техника и технологии», 4–8 мая 2009 г. – Томск, 2009. – С. 259–260.

СОДЕРЖАНИЕ

СЕКЦИЯ 2 ЭЛЕКТРОНИКА И ПРИБОРОСТРОЕНИЕ

ПОДСЕКЦИЯ 2.1

ПРОЕКТИРОВАНИЕ БИМЕДИЦИНСКИХ ЭЛЕКТРОННЫХ И НАНОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

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

<i>Д.С. Подойников, Е.К. Степанченко, В.А. Данилкина, С.П. Буровенская, М.С. Ефремов</i>	
УСТРОЙСТВО ОПОВЕЩЕНИЯ О ПРОТЕЧКЕ ВОДЫ.....	15
<i>С.Л. Аржаков, К.К. Слепцов, Н.К. Афанасьев, А.А. Томашевич</i>	
ДЕГРАДАЦИЯ СИНИХ СВЕТОДИОДОВ ПРИ МАЛЫХ ТОКАХ	17
<i>А.В. Кригер</i>	
УСТРОЙСТВО ДЛЯ ПРОВЕРКИ УСТОЙЧИВОСТИ МЕДИЦИНСКИХ ИЗДЕЛИЙ К РАЗРЯДУ ДЕФИБРИЛЛЯТОРА	20
<i>Ю.А. Баранова, В.С. Кунегин</i>	
О ВИЗУАЛЬНОЙ СТИМУЛЯЦИИ ЗРИТЕЛЬНОГО ВОСПРИЯТИЯ ЧЕЛОВЕКА-ОПЕРАТОРА	23
<i>С.Ю. Матюшков</i>	
МОДУЛЬ УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ КОМПЛЕКСА ЛОКАЛЬНОЙ ГИПЕРТЕРМИИ «ФЕНИКС-2»	26
<i>А.В. Платонова, И.С. Надеждин</i>	
РАЗРАБОТКА КОНЦЕПЦИИ УСТРОЙСТВА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВЯЗКОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК КРОВИ С ПОМОЩЬЮ КОНТАКТНОЙ КОНДУКТОМЕТРИИ	28
<i>А.В. Анищенко, Е.А. Сидоров</i>	
ЛАБОРАТОРНАЯ УСТАНОВКА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ СВОЙСТВ ФЕРРОМАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ	31
<i>К.К. Слепцов, С.Л. Аржаков, Н.К. Афанасьев, А.А. Томашевич</i>	
ИССЛЕДОВАНИЕ КАРТИН ТУННЕЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОЛЮМИНЕСЦЕНЦИИ	34
<i>Д.Ю. Попов, Д.Ю. Медведев, Т.А. Елистратова, Р.М. Шарабудинов</i>	
ИССЛЕДОВАНИЕ ВАРИАЦИЙ РАДИОАКТИВНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ КРИСТАЛЛОВ ХЛОРИСТОГО КАЛИЯ	36
<i>Д.Ю. Попов, Д.Ю. Медведев, Т.А. Елистратова, Р.М. Шарабудинов</i>	
ИССЛЕДОВАНИЯ ВОЗМОЖНОСТИ ПРОЯВЛЕНИЯ ЭФФЕКТА КВАНТОВОЙ ЗАПУТАННОСТИ В КРИСТАЛЛАХ	39
<i>Д.Ю. Попов, Д.Ю. Медведев, Т.А. Елистратова, Р.М. Шарабудинов</i>	
ПОПЫТКА ПЕРЕДАЧИ ЦИФРОВОЙ ИНФОРМАЦИИ С ПОМОЩЬЮ ЭФФЕКТА КВАНТОВОЙ ЗАПУТАННОСТИ	42

<i>А.В. Берестов</i> АВТОНОМНОЕ УСТРОЙСТВО ЭЛЕКТРОСТИМУЛЯЦИИ	44
<i>С.М. Салиев, С.П. Караульных, Д.А. Федотов, Д.А. Дериглазов</i> РАЗРАБОТКА МАКЕТА АДсорбЕРА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ 3D-МОДЕЛИРОВАНИЯ ДЛЯ МЕДИКО-БИОЛОГИЧЕСКИХ ИССЛЕДОВАНИЙ	47

ПОДСЕКЦИЯ 2.2

РАЗРАБОТКА КОНТРОЛЬНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЫ

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

<i>А.В. Асадчий</i> УСТРОЙСТВО ДИАГНОСТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ С ОПЕРАТИВНЫМ ЗАПОМИНАЮЩИМ УСТРОЙСТВОМ	49
<i>А.А. Дементьева</i> ИЗМЕРЕНИЕ АМПЛИТУДНОГО ЗНАЧЕНИЯ СИГНАЛА ПРИ ПРИМЕНЕНИИ АЛГОРИТМА ГЕРЦЕЛЯ	52
<i>К.Р. Абдуллин, Р.Г. Ахмедов, М.М. Тургенбаев, И.И. Рудых, И.Е. Савельев</i> ДАТЧИК ТЕМПЕРАТУРЫ, ВЛАЖНОСТИ И ОСВЕЩЕННОСТИ	55
<i>М.Д. Шекриладзе, Н.А. Кравченко</i> АНАЛИЗ ПЕРЕХОДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК КОНТУРОВ РЕГУЛИРОВАНИЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ МОМЕНТА ПРУЖИН	58
<i>Т. Абдирасул уулу, Г.Г. Жук, Д.Н. Данилов, Е.В. Алексеев, А.В. Убайчин</i> РЕАЛИЗАЦИЯ ВХОДНОГО СВЧ-БЛОКА РАДИОМЕТРА С ПЕРЕНОСОМ ЧАСТОТЫ	61
<i>И.И. Александров, С.П. Караульных</i> КОММУТАТОР ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ БЕЗРАЗЪЕМНЫХ РАЗВЕТВИТЕЛЕЙ С ТРАНСФОРМАТОРНОЙ СВЯЗЬЮ	63
<i>Е.В. Алексеев, Г.Г. Жук, Д.Н. Данилов, Т. Абдирасул уулу, А.В. Убайчин</i> РАДИОМЕТРИЧЕСКАЯ СИСТЕМА W-ДИАПАЗОНА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ АТМОСФЕРЫ	67
<i>С.А. Холодных</i> СКАНЕР ОТПЕЧАТКОВ ПАЛЬЦЕВ НА ARDUINO UNO	70
<i>В.М. Кобзев</i> ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ЭЛЕКТРОИМПЕДАНСНОЙ ТОМОГРАФИИ ДЛЯ ОБСЛЕДОВАНИЯ ГОЛОВНОГО МОЗГА	73

А.К. Пащенко УСТРОЙСТВО ЖУРНАЛИРОВАНИЯ РЕЧИ	76
Е.С. Пушкарева, А.Е. Здрок ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЖИМОВ ДОЗИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОПРОВОДЯЩИХ ЧЕРНИЛ МЕТОДОМ УЛЬТРАЗВУКОВОГО КАПИЛЛЯРНОГО ДОЗИРОВАНИЯ.....	79
Д.В. Шерстюк, А.М. Умаров ВЫБОР ДРАЙВЕРА ДЛЯ БЛОКА УПРАВЛЕНИЯ 3D-ПРИНТЕРА	82
Е.И. Тренкаль, А.Г. Лоцилов, С.Ю. Никонов РАЗРАБОТКА ИСТОЧНИКА ИМПУЛЬСНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА ОСНОВЕ СБОРКИ ЛАЗЕРНЫХ ДИОДОВ NISNIA NUBM08	84
Н.С. Труфанова, А.Е. Здрок ПЕЧАТНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ СВЧ-УЗЛОВ.....	89
А.С. Труфанова, А.Е. Здрок ОБЗОР МАТЕРИАЛОВ ДЛЯ ПЕЧАТИ ПРОВОДЯЩИХ РИСУНКОВ.....	91
Г.А. Загребельный, А.С. Савченко ПРОГРАММНАЯ ОБОЛОЧКА ДЛЯ ПРОГРАММНО-АППАРАТНОЙ ПЛАТФОРМЫ RED PIYAА.....	95
Г.Г. Жук, Е.В. Алексеев, Т. Абдирасул уулу, А.В. Убайчин АСПЕКТЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ШУМОВЫХ РАДИОСИГНАЛОВ ТЕПЛОВОЙ ПРИРОДЫ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИОННЫХ СООБЩЕНИЙ	98

ПОДСЕКЦИЯ 2.3

ФИЗИЧЕСКАЯ И ПЛАЗМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

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

С.А. Алиев, Е.М. Ыбыраев ПРОБЛЕМЫ МЕТАЛЛИЗАЦИИ С СУБМИКРОННЫМИ РАЗМЕРАМИ... 101	
А.П. Андрейчик, А.В. Казаков, А.В. Медовник ИССЛЕДОВАНИЕ ГЕНЕРАЦИИ КВАЗИНЕПРЕРЫВНОГО ЭЛЕКТРОННОГО ПУЧКА В ФОРВАКУУМЕ	105
З.А. Бадмажапов, А.В. Тюньков, Ю.Г. Юшков, Д.Б. Золотухин О ВОЗМОЖНОСТИ ИОННО-ПЛАЗМЕННОГО ТРАВЛЕНИЯ, ИНИЦИИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОННЫМ ПУЧКОМ	108
И.Ю. Бакеев, А.А. Зенин ДИАМЕТР УЗКОСФОКУСИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОННОГО ПУЧКА ПРИ ЕГО ОТКЛОНЕНИИ В ФОРВАКУУМНОЙ ОБЛАСТИ ДАВЛЕНИЙ.....	111
С.А. Бельский ВЫБОР ПРОФИЛЯ ЛЕГИРОВАНИЯ ДИОДА С БАЛОЧНЫМИ ВЫВОДАМИ НА ПОЛУИЗОЛЯТОРЕ.....	114
Д.В. Билевич, А.А. Попов, Т.Ю. Сидорюк, А.С. Сальников ПОСТРОЕНИЕ ЛИНЕЙНОЙ МОДЕЛИ СВЧ-ТРАНЗИСТОРА.	117

А.А. Ватюк АНАЛИТИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ЭКСТРАКЦИИ ПАРАМЕТРОВ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМЫ РЕЗИСТОРА СВЧ МИС	120
А.Н. Зарецкая ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ХИМИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ ПОВЕРХНОСТИ НА ТЕКУЧЕСТЬ ФОТОРЕЗИСТИВНЫХ ПЛЕНОК	123
В.В. Каранский, Е.В. Саврук ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ МАРГАНЕЦ-ЦИНКОВЫХ ФЕРРИТОВ	126
К.В. Короткова, А.Е. Целовальникова ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ИСТОЧНИКОВ СВЕТА	129
А.А. Зенин, А.Н. Николаенко, А.С. Климов ВЛИЯНИЕ РЕЖИМОВ ВОЗДЕЙСТВИЯ ОСТРОСФОКУСИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОННОГО ПУЧКА НА ГЛУБИНУ ПРОПЛАВЛЕНИЯ КВАРЦЕВОГО СТЕКЛА	131
В.А. Опарин ИССЛЕДОВАНИЕ СВОЙСТВ ПОРИСТОГО ДИОКСИДА КРЕМНИЯ	134
С. Останин, А.С. Климов, А.А. Зенин О ВЛИЯНИИ НАГРЕВА ПОДЛОЖКИ НА ПАРАМЕТРЫ КЕРАМИЧЕСКИХ ПОКРЫТИЙ, ПОЛУЧАЕМЫХ ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВЫМ ИСПАРЕНИЕМ КЕРАМИКИ В ФОРВАКУУМЕ	137
А.А. Попов, Д.В. Билевич, Т.Ю. Сидорюк, А.С. Сальников ИЗУЧЕНИЕ ПОДХОДОВ К ПОСТРОЕНИЮ ПОВЕДЕНЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА	140
О.В. Почтарь ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ДИОКСИДА ТИТАНА, МОДИФИЦИРОВАННОГО УГЛЕРОДОМ	143
Т.Ю. Сидорюк, А.А. Попов, Д.В. Билевич, А.С. Сальников ПОСТРОЕНИЕ МОДЕЛИ КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ НА КРЕМНИЕВОЙ ПОДЛОЖКЕ	145
А.С. Смаилов, А.В. Казаков, А.В. Медовник ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПРОТЯЖЕННОСТИ УСКОРЯЮЩЕГО ПРОМЕЖУТКА НА ПРЕДЕЛЬНОЕ РАБОЧЕЕ ДАВЛЕНИЕ ФОРВАКУУМНОГО ИМПУЛЬСНОГО ПЛАЗМЕННОГО ИСТОЧНИКА ЭЛЕКТРОНОВ	148
В.В. Федина, Е.В. Ерофеев, И.В. Федин МОДЕЛИРОВАНИЕ В СРЕДЕ SILVACO TCAD МОЩНЫХ GAN-ТРАНЗИСТОРОВ, РАБОТАЮЩИХ В РЕЖИМЕ ОБОГАЩЕНИЯ	151
А.А. Чистоедова, Ю.С. Жидик ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЛЬЕФА И ХИМИЧЕСКОГО СОСТАВА ИТО ДО И ПОСЛЕ ОТЖИГА	155

И.В. Чумаков ТЕХНОЛОГИЯ СИНТЕЗА И ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ПЛЕНОК ПЕНТООКСИДА ТАНТАЛА, МОДИФИЦИРОВАННЫХ УГЛЕРОДОМ.....	158
Н.А. Шелестов ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ МОДИФИКАЦИИ УГЛЕРОДОМ ПЛЕНОК ПЕНТАОКСИДА НИОБИЯ	161
Б.В. Ширяев АВТОМАТИЗАЦИЯ ВИЗУАЛЬНОГО КОНТРОЛЯ ПРОИЗВОДСТВА СВЧ-ЭЛЕКТРОНИКИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КОМПЬЮТЕРНОГО ЗРЕНИЯ	163
М.В. Шубин ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ТРИОКСИДА ВОЛЬФРАМА, МОДИФИЦИРОВАННОГО УГЛЕРОДОМ	166

ПОДСЕКЦИЯ 2.4

ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

*Председатель секции – Михальченко Г.Я., директор НИИ ПрЭ, проф., д.т.н.;
зам. председателя – Семёнов В.Д., проф. каф. ПрЭ, к.т.н.*

А.В. Шарафеев, Р.А. Холопов, Д.А. Макаров, М. Алькова ТРЕБОВАНИЯ К РАСПОЛОЖЕНИЮ ОСНОВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ В СИСТЕМЕ ОХЛАЖДЕНИЯ «ICE-BOX»	169
А.В. Шарафеев, Р.А. Холопов, Д.А. Макаров, М. Алькова ОРГАНИЗАЦИЯ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ПОЛЬЗОВАТЕЛЯ С СИСТЕМОЙ ОХЛАЖДЕНИЯ «ICE-BOX»	171
Д.Б. Бородин ПРОЦЕССЫ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ УПРАВЛЯЕМЫХ СИЛОВЫХ КЛЮЧЕЙ ПРИ АКТИВНО-ИНДУКТИВНОЙ И АКТИВНО-ЕМКОСТНОЙ НАГРУЗКЕ.....	174
М.В. Гавриленко АНАЛИЗ СИСТЕМЫ ДРОССЕЛЬНОЙ ВОЗДУШНОЙ ЗАСЛОНКИ	177
М.В. Гавриленко РАСЧЕТ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ФУНКЦИИ АЭРОДИНАМИЧЕСКОЙ НАГРУЗКИ ДРОССЕЛЬНОЙ ВОЗДУШНОЙ ЗАСЛОНКИ.....	181
А.О. Горячев НОВЫЕ МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ АВТОМАТИЗАЦИИ НЕФТЯНЫХ СТАНЦИЙ	183
А.О. Гребенкин, Н.С. Легостаев ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СВЕРТОЧНОГО КОДЕРА И ДЕКОДЕРА ВИТЕРБИ В СОСТАВЕ СИСТЕМЫ ЦИФРОВОГО ДИФФЕРЕНЦИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ НА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ В СРЕДЕ MATLAB SIMULINK	185
А.О. Гребенкин, Н.С. Легостаев МЕТОДИКА ЦИФРОВОГО СПЛАЙН-ДИФФЕРЕНЦИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ С ПОВЫШЕННОЙ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬЮ	188

С.И. Еньшин, Н.С. Легостаев ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ МАГНЕТРОННОЙ РАСПЫЛИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ РЕЗОНАНСНОГО ИНВЕРТОРА С ФИМ	191
Д.Е. Железовский РАБОТА РЕЗОНАНСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПРИ ИЗМЕНЕНИИ НАГРУЗКИ	197
И.М. Журавлев ПРОБЛЕМА АНАЛИТИЧЕСКОГО РАСЧЕТА КОММУТАЦИОННЫХ ПОТЕРЬ НА ТРАНЗИСТОРНОМ КЛЮЧЕ	200
С.А. Запольский ОБЗОР РАБОТЫ ПАССИВНОЙ СНАББЕРНОЙ ЦЕПИ ДЛЯ НЕПОСРЕДСТВЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ ПОНИЖАЮЩЕГО ТИПА	203
В.В. Игнатенко ТЕПЛОВОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ БЕЗ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПРИНУДИТЕЛЬНОГО ОХЛАЖДЕНИЯ	206
В.В. Игнатенко ТЕПЛОВОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ УСТРОЙСТВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ В СРЕДЕ SOLIDWORKS FLOW SIMULATION	209
Т.А. Кабин СОЗДАНИЕ 3Д-МОДЕЛИ КОРПУСА БЛОКА ЗАДАНИЯ РЕЖИМА, УСТАНОВКИ ИЗМЕРЕНИЯ ИМПУЛЬСНОЙ МОЩНОСТИ ИЗЛУЧЕНИЯ ИК-ДИОДОВ	212
В.А. Кабилов, В.Д. Семенов МАЛОСИГНАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ ШИМ-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ МЕТОДА КОММУТАЦИОННЫХ РАЗРЫВНЫХ ФУНКЦИЙ	215
З.В. Караваяева УСТРОЙСТВО ЗАЩИТЫ ВЕНТИЛЬНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОСТОЯННОГО ТОКА	220
З.В. Караваяева АНАЛИЗ МЕР ПО СНИЖЕНИЮ ВИБРОШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕКТРОПРИВОДА	222
А.А. Ким ОБЗОР И ВЫБОР СТРУКТУРНЫХ СХЕМ ИСТОЧНИКОВ БЕСПЕРЕБОЙНОГО ПИТАНИЯ ДЛЯ НАЗЕМНЫХ ИСПЫТАНИЙ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ	224
Д.С. Ким СИСТЕМА ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ТЕЛЕУПРАВЛЯЕМОГО НЕОБИТАЕМОГО ПОДВОДНОГО АППАРАТА С ПЕРЕДАЧЕЙ ЭНЕРГИИ ЧЕРЕЗ КАБЕЛЬ-ТРОС НА ПЕРЕМЕННОМ ТОКЕ	228
Д.А. Корольский МОДЕЛЬ ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ СВЕТОДИОДНОГО СВЕТИЛЬНИКА С ЧАСТОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ	230

В.А. Никонов РАЗРАБОТКА СПОРТИВНЫХ НАРУЧНЫХ ЧАСОВ С OLED-ДИСПЛЕЕМ	234
Д.А. Зольнов, Д.Ю. Тельнов, М.М. Савинов, М.А. Архипов, Е.И. Деркач РАЗРАБОТКА ИМПУЛЬСНОГО ПАЯЛЬНИКА	235
Н.А. Савочкин СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СПОСОБОВ ТОКОРАСПРЕДЕЛЕНИЯ МНОГОТРАНСФОРМАТОРНОГО РЕЗОНАНСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ	237
В.А. Чех, Д.Ю. Ляпунов СИСТЕМА ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ТЕЛЕУПРАВЛЯЕМЫХ НЕОБИТАЕМЫХ ПОДВОДНЫХ АППАРАТОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА	240
С.С. Тюнин, Д.Б. Бородин, Н.П. Винтоняк, В.А. Кабиров ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ШИМ С МЯГКИМ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕМ (ZVT-PWM) В СХЕМЕ ПОВЫШАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ	244
С.С. Тюнин, Д.Б. Бородин, Н.П. Винтоняк, В.А. Кабиров ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ЧАСТОТЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ И ТИПА ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ЭЛЕМЕНТА НА КПД ПОВЫШАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С СИНХРОННЫМ ВЫПРЯМИТЕЛЕМ	247
О.Ю. Усачев, В.А. Кабиров МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ИНДУКТИВНОСТИ РАССЕЯНИЯ ОБМОТОК ТРАНСФОРМАТОРА В СРЕДЕ МОДЕЛИРОВАНИЯ COMSOL MULTIPHYSICS	249
А.А. Цой РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ ПОВЫШАЮЩЕ-ПОНИЖАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ	253
А.А. Цой ПОВЫШАЮЩЕ-ПОНИЖАЮЩИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НА ОСНОВЕ СХЕМЫ SEPIC	255
В.А. Шарыгин, В.В. Емельянов ИССЛЕДОВАНИЕ LCC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ НА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ В СРЕДЕ MATLAB SIMULINK	257
А.С. Шестопалова, Г.А. Шрам ПРИБОР КОМПЛЕКСНОГО КАРОТАЖА ДЛЯ ГЕОФИЗИЧЕСКИХ ИССЛЕДОВАНИЙ СКВАЖИН	259
Г.А. Шрам, А.С. Шестопалова МОДУЛЬ ПЕРВИЧНОЙ ОБРАБОТКИ ПРИБОРА КОМПЛЕКСНОГО КАРОТАЖА ДЛЯ ГЕОФИЗИЧЕСКИХ ИССЛЕДОВАНИЙ СКВАЖИН	262

Научное издание

**Материалы
Международной научно-технической конференции
студентов, аспирантов и молодых ученых
«Научная сессия ТУСУР–2017»,
посвященной 55-летию ТУСУРа**

10–12 мая 2017 г., г. Томск

В восьми частях

Часть 2

Корректор – **В.Г. Лихачева**
Верстка **В.М. Бочкаревой**

Издательство «В-Спектр».
Сдано на верстку 20.03.2017. Подписано к печати 25.04.2017.
Формат 60×84¹/₁₆. Печать трафаретная. Печ. л. 17
Тираж 100 экз. Заказ 8.

ТУСУР, г. Томск, пр. Ленина, 40, к. 205, т. 70-15-24
(записано 680 CD-дисков с электронными версиями всех частей сборника
для нужд всех структурных подразделений университета и авторов)

Издательство «В-Спектр».
634055, г. Томск, пр. Академический, 13-24, т. 49-09-91
E-mail: bvm@sibmail.com