



РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ ФАКУЛЬТЕТ	ФАКУЛЬТЕТ БЕЗОПАСНОСТИ
РАДИОКОНСТРУКТОРСКИЙ ФАКУЛЬТЕТ	ЭКОНОМИЧЕСКИЙ ФАКУЛЬТЕТ
ФАКУЛЬТЕТ ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ	ФАКУЛЬТЕТ ИННОВАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ
ФАКУЛЬТЕТ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ	ЮРИДИЧЕСКИЙ ФАКУЛЬТЕТ
ФАКУЛЬТЕТ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ	ЗАОЧНЫЙ И ВЕЧЕРНИЙ ФАКУЛЬТЕТ
ГУМАНИТАРНЫЙ ФАКУЛЬТЕТ	ФАКУЛЬТЕТ ДИСТАНЦИОННОГО ОБУЧЕНИЯ

Преимущества обучения в ТУСУРе:

- Высокое качество образования в ТУСУРе основано на высокой квалификации профессорско-преподавательского состава, а также на передовой исследовательской материально-технической базе;
- Применение передовых технологий обучения, ориентированных на развитие творческого потенциала студентов, основанных на неразрывной связи с научными исследованиями и командной работой над реальными проектами;
- Полученное в ТУСУРе образование гарантирует 100%-ное трудоустройство, достойные условия труда, высокую зарплату и карьерный рост.

Прием документов на очную форму обучения начинается 20 июня и заканчивается 26 июля (если у абитуриента имеется полный комплект результатов вступительных испытаний в форме ЕГЭ или результатов олимпиад школьников, утвержденных Минобрнауки РФ) и 13 июля (если абитуриент будет сдавать вступительные испытания, проводимые ТУСУР самостоятельно). Абитуриент имеет право подать заявление не более чем на 3 направления подготовки и/или специальности ТУСУР.

Вступительные испытания профильной направленности для инженерно-технических направлений - математика, физика, русский язык; для направлений в области IT технологий и информационной безопасности - математика, информатика, русский язык; для экономико-управленческих направлений - математика, обществознание, русский язык; для гуманитарных направлений - история России, обществознание, русский язык.

Конкурс абитуриентов на бюджетные места очной формы обучения проводится с 27 июля по сумме баллов за три экзамена в порядке ее убывания. Возможен прием абитуриентов на бюджетные места по договорам целевого приема. Зачисление в число студентов ТУСУРа на бюджетные места будет вестись с 29 июля по 8 августа включительно, зачисление на платные места - с 19 июля по 19 августа включительно.

634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, каб. 129
Тел.: (3822) 900-100
8-800-775-9025 (звонок по России бесплатный)

E-mail: onir@main.tusur.ru
Сайт: abiturient.tusur.ru



TUSUR

НАУЧНАЯ СЕССИЯ ТУСУР-2016



**МАТЕРИАЛЫ МЕЖДУНАРОДНОЙ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЙ КОНФЕРЕНЦИИ
СТУДЕНТОВ, АСПИРАНТОВ
И МОЛОДЫХ УЧЕНЫХ
25-27 мая 2016 г. (в шести частях)**

Часть 1

г. Томск

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

НАУЧНАЯ СЕССИЯ ТУСУР–2016

Материалы
Международной научно-технической конференции
студентов, аспирантов и молодых ученых
«Научная сессия ТУСУР–2016»

25–27 мая 2016 г., г. Томск

В шести частях

Часть 1

В-Спектр
2016

УДК 621.37/.39+681.518 (063)

ББК 32.84я431+32.988я431

Н 34

Н 34 Научная сессия ТУСУР–2016: материалы Международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 25–27 мая 2016 г. – Томск: В-Спектр, 2015: в 6 частях. – Ч. 1. – 324 с.

ISBN 978-5-91191-337-3

ISBN 978-5-91191-338-0 (Ч. 1)

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

*Конференция проводится при финансовой поддержке
Российского фонда фундаментальных исследований (РФФИ)
в рамках Конкурса научных проектов организации российских
и международных молодежных научных мероприятий,
проект № 16-37-10147*

ISBN 978-5-91191-337-3

ISBN 978-5-91191-338-0 (Ч. 1)

© Том. гос. ун-т систем управления
и радиоэлектроники, 2016

**Международная
научно-техническая конференция
студентов, аспирантов и молодых ученых
«Научная сессия ТУСУР–2016»
25–27 мая 2016 г.**

ПРОГРАММНЫЙ КОМИТЕТ

- Шелупанов А.А. – председатель, ректор ТУСУРа, директор Института системной интеграции и безопасности, председатель правления Томского профессорского собрания, д.т.н., проф.;
- Шурыгин Ю.А. – заместитель председателя Программного комитета, первый проректор, зав. каф. КСУП, д.т.н., проф.;
- Мещеряков Р.В. – заместитель председателя Программного комитета, проректор по научной работе и инновациям ТУСУРа, зав. каф. БИС, д.т.н., проф.;
- Агеев Е.Ю., начальник научного управления, к.т.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., доцент;
- Газизов Т.Р., зав. каф. ТУ, д.т.н.;
- Голиков А.М., доцент каф. РТС, к.т.н.;
- Грик Н.А., зав. каф. ИСР, д.и.н., проф.;
- Давыдова Е.М., декан ФБ, доцент каф. КИБЭВС, к.т.н.;
- Демидов А.Я., зав. каф. ТОР, к.ф.-м.н., доцент;
- Дмитриев В.М., зав. каф. МиСА, д.т.н., проф.;
- Дробот П.Н., доцент каф. УИ, к.ф.-м.н.;
- Еханин С.Г., проф. каф. КУДР, д.ф.-м.н., доцент;
- Ехлаков Ю.П., зав. каф. АОИ, д.т.н., проф.;
- Зариковская Н.В., доцент каф. ЭМИС, к.ф.-м.н., доцент;
- 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., проф.;
- Катаев М.Ю., проф. каф. АСУ, д.т.н., проф.;
- Коцубинский В.П., зам. зав. каф. КСУП, доцент каф. КСУП, к.т.н., доцент;
- Лощилов 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 ТУСУР, д.т.н., проф.;
- Михальченко Г.Я., директор НИИ ПрЭ, д.т.н., проф.;
- Мицель А.А., проф. каф. АСУ, д.т.н., проф.;
- Мозгунов А.В., начальник ОНИР,
- Пустынский И.Н., проф. каф. ТУ, заслуженный деятель науки и техники РФ, д.т.н., проф.;
- Разинкин В.П., проф. каф. ТОР НГТУ, д.т.н., проф., г. Новосибирск;
- Семенов Э.В., проф. каф. РЗИ, д.т.н., доцент;

- Соколовская Н.С., доцент каф. УП, зам. декана ЮФ по НИР, к.ю.н.;
- Сулова Т.И., декан ГФ, зав. каф. ФИС, д.ф.н., проф.;
- Троян П.Е., зав. каф. ФЭ, д.т.н., проф.;
- Ходашинский И.А., проф. каф. КИБЭВС, д.т.н., проф.;
- Шارانгович С.Н., проф., зав. каф. СВЧКР, к.ф.-м.н.;
- Шарыгин Г.С., проф. каф. РТС, д.т.н., проф.;
- Шостак А.С., проф. каф. КИПР, д.т.н.

ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ

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

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., проф.

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, зав. каф. КИПР, к.т.н., доцент.

Подсекция 1.3. Радиотехника. Председатель секции – Семенов Эдуард Валерьевич, проф. каф. РЗИ, д.т.н., доцент; зам. председателя – Артищев Сергей Александрович, инженер каф. КУДР, к.т.н.

Подсекция 1.4. Аудиовизуальная техника, бытовая радиоэлектронная аппаратура и сервис. Председатель секции – Пустынский Иван Николаевич, проф. каф. ТУ, д.т.н., проф.; зам. председателя – Костевич Анатолий Геннадьевич, доцент каф. ТУ НИЧ, к.т.н.

Подсекция 1.4.1. Аудиовизуальная техника и цифровое телерадиовещание. Председатель секции – Пустынский Иван Николаевич, проф. каф. ТУ, д.т.н., проф.; зам. председателя – Костевич Анатолий Геннадьевич, доцент каф. ТУ, к.т.н., с.н.с.

Подсекция 1.4.2. Информационный сервис. Председатель секции – Идрисов Фарит Фатыхович, проф. каф. ТУ, д.т.н., проф.; зам. председателя – Семиглазов Вадим Анатольевич, доцент каф. ТУ, к.т.н.

Подсекция 1.5. 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 1.6. 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, к.т.н., доцент.

Секция 2. Электроника и приборостроение.

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

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

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

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

Подсекция 2.5. Оптические информационные технологии, нанофотоника и оптоэлектроника. Председатель секции – Шарангович Сергей Николаевич, проф., зав. каф. СВЧиКР, к.ф.-м.н.; зам. председателя – Буримов Николай Иванович, зав. УНЛ СВЧ микроэлектроники, доцент каф. ЭП, к.т.н.

Подсекция 2.6. Электромагнитная совместимость радиоэлектронной аппаратуры. Председатель секции – Газизов Тальгат Рашитович, зав. каф. ТУ, д.т.н.; зам. председателя – Куксенко Сергей Петрович, доцент каф. ТУ, к.т.н.

Секция 3. Информационные технологии и системы.

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

Подсекция 3.2. Распределённые информационные технологии и системы. Председатель секции – Ехлаков Юрий Поликарпович, зав. каф. АОИ, д.т.н., проф.; зам. председателя – Сенченко Павел Васильевич, декан ФСУ, доцент каф. АОИ, к.т.н., доцент.

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, к.ф.-м.н., доцент; зам. председателя – Колотаев Илья Владимирович, разработчик ООО «СибирьСофтПроект».

Подсекция 3.5. Вычислительный интеллект. Председатель секции – Ходашинский Илья Александрович, проф. каф. КИБЭВС, д.т.н., проф.; 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., доцент; зам. председателя – Нариманова Гуфана Нурлабековна, зав. каф. УИ, к.ф.-м.н., доцент.

Подсекция 3.8. Разработка программного обеспечения. Председатель секции – Гордиевских Вячеслав Валерьевич, генеральный директор ООО «СибирьСофтПроект»; зам. председателя – Пономарев Алексей Анатольевич, руководитель проектного офиса ООО «СибирьСофтПроект», к.т.н.

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

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 – Давыдова Елена Михайловна, декан ФБ, 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.

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., проф.; 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, доцент, к.т.н.; зам. председателя – Григорьева Марина Викторовна, доцент каф. АСУ, доцент, к.т.н.

Подсекция 5.3. Экономика и управление. Председатель секции – Васильковская Наталья Борисовна, доцент каф. экономики, к.э.н., доцент; зам. председателя – Цибульников Валерия Юрьевна, доцент каф. экономики.

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

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, старший преподаватель каф. ИСР, к.и.н.

Подсекция 5.6. Правовые проблемы современной России. Председатель секции – Соколовская Наталья Сергеевна, доцент каф. УП, зам. декана ЮФ по НИР, к.ю.н.; зам. председателя – Хаминов Дмитрий Викторович, зам. декана по УР ЮФ, зав. каф. ТП, к.ю.н.

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

Секция 7. Открытия. Творчество. Проекты. (Секция для школьников). Председатель секции – Мозгунов Алексей Викторович, начальник ОНП.

Адрес оргкомитета:

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

ГОУ ВПО «ТУСУР»

Научное управление (НУ), к. 205

Тел.: 8-(382-2) 701-524, 701-582

E-mail: nstusur@main.tusur.ru

1-й том – 1-я секция (7 подсекций);

2-й том – 2-я секция (6 подсекций);

3-й том – 3-я секция (1–5 подсекции);

4-й том – 3-я секция (6–9 подсекции);

5-й том – 4, 6, 7-я секции (2 подсекции в 4-й, по 1-й в 6 и 7-й);

6-й том – 5-я секция (6 подсекций)

Генеральный спонсор конференции – АО «ПКС Миландр»



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

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

АО «ПКС 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 «ПКС 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 зарубежными научными организациями. Поставка изделий осуществляется в адрес более 800 предприятий радиоэлектронной промышленности.

В 2014 г. АО «ПКС 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 энерго-ресурсов 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 энергоучёта и комплексной системы автоматизированного сбора и обработки информации. Результаты работ Центра системного проектирования будут не только внедряться в производство, но и активно использоваться в учебном процессе 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 выдающиеся студенты получают сертификаты. Проект реализуется под эгидой импортозамещения, позволяет студентам российских вузов приобрести навыки работы с отечественной элементной базой и иметь преимущество при трудоустройстве в ведущие приборостроительные предприятия России.

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 – ООО «Кейсайт Текнолоджиз»



ООО «Кейсайт Текнолоджиз» 495 797 3900 Т
Россия, 115054, г. Москва 495 797 3902 Ф
Космодамианская наб., 52, эт. 3 www.keysight.ru

Keysight Technologies – мировой технологический лидер на рынке контрольно-измерительных решений для электронной, оборонной, аэрокосмической и телекоммуникационной промышленности.

Как самостоятельная компания, Keysight Technologies была образована в 2014 г. в результате стратегического разделения компании Agilent Technologies, которая, в свою очередь, до 1999 г. входила в корпорацию Hewlett-Packard. Первый измерительный прибор под маркой Hewlett-Packard был выпущен более 75 лет назад.

В настоящий момент компания Keysight Technologies предоставляет самый широкий на рынке спектр лабораторных, модульных и портативных контрольно-измерительных приборов, в т.ч. оборудование для радиоизмерений (генераторы сигналов, анализаторы сигналов, анализаторы цепей), осциллографы и приборы общего назначения (мультиметры, источники питания, генераторы импульсов, системы сбора данных, логические анализаторы, ручные приборы), решения для тестирования телекоммуникаций, а также системы автоматизированного проектирования и моделирования электронных устройств.

В России приборы Keysight Technologies, ранее производимые под маркой Hewlett-Packard/Agilent, используются уже более 45 лет и по праву считаются наиболее точным и надежным контрольно-измерительным оборудованием на рынке.

Российский офис компании Keysight Technologies предлагает своим клиентам локальную техническую и сервисную поддержку, техническую документацию на русском языке. Для серий малогабаритных осциллографов, генераторов сигналов и анализаторов спектра разработаны русскоязычные интерфейсы пользователя. На большинство приборов есть сертификаты об утверждении типа средств измерений. На постоянной основе ведется работа по включению в Госреестр новых приборов Keysight Technologies.

Среди крупнейших заказчиков Keysight Technologies в России ведущие научно-исследовательские институты, конструкторские бюро, вузы, крупнейшие операторы связи.

В 2012 г. компания Keysight Technologies открыла два дополнительных региональных офиса в России – в Приволжском и Сибирском федеральных округах. В 2013 г. дополнительный офис открыт в Ростове-на-Дону, в 2014 г. – в Санкт-Петербурге.

Информация о компании Keysight Technologies доступна в сети Интернет по адресу: www.keysight.ru

Генеральный директор ООО «Кейсайт Текнолоджиз» – Смирнова Галина Владимировна.

Спонсор конференции – Группа компаний «Научное оборудование»



Группа компаний
«Научное оборудование»

630128, Россия,

г. Новосибирск,

ул. Инженерная, 4а, оф. 212

Т.: 383 330 8295,

495 975 9295

www.spegroup.ru

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 про-

мышленные 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.

Спонсор конференции – АО «НПФ «Микран»



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

Т.: 3822 90 0029;
3822 42 3615
<http://www.micran.ru>

Научно-производственная фирма «Микран» создана 17 апреля 1991 года в г. Томске, с 30 апреля 2008 года – закрытое акционерное общество «Научно-производственная фирма «Микран», с 11 сентября 2015 года – Акционерное общество.

НПФ «Микран» – одно из ведущих российских предприятий в области разработки и промышленного производства СВЧ-радиоэлектроники. Работая на рынке высоких технологий с 1991 г., «Микран» создает широкий спектр продукции: от электронных компонентов, узлов и модулей на их основе до различной телекоммуникационной, радиолокационной и измерительной аппаратуры. «Микран» – компания полного производственного цикла – оперативно реагирует на потребности рынка, внедряет инновационные разработки, контролирует процесс создания технологии и передачи ее в производство, отслеживает качество выпускаемых изделий. Сейчас у «Микрана» более 1000 клиентов в России и за ее пределами, а география заказов распространяется от СНГ до стран Юго-Восточной Азии и Латинской Америки. Неслучайно предприятие отмечено высшей наградой Российской торгово-промышленной палаты «Золотой Меркурий».

Объем реализации продукции, работ и услуг в 2014 г. по ЗАО «НПФ «Микран» составил 2,6 млрд руб. (без НДС). Выпуск высокотехнологичной продукции компанией растет из года в год: в 2012 г. – 1 млрд рублей, в 2013 году – 2 млрд рублей, за 2015 г. достигнуто 3,5 млрд. рублей. По итогам российского рейтинга «ТехУспех–2013», «ТехУспех-2014» и «ТехУспех–2015» «Микран» вошел в «ТОП-30» быстроразвивающихся высокотехнологичных компаний (16-е место по России, 1-е – в Сибири), а в номинации «Самые инновационные предприятия России» занял 2-е место в рейтинге «ТехУспех-2014» и 5-е место в рейтинге «ТехУспех–2015».

Сдан в эксплуатацию в марте 2015 г. завод радиоэлектронной аппаратуры им. В.Я. Гюнтера (основатель компании, почетный гражданин города Томска) площадью 15 тыс. м² (рассчитан на 950 работающих) с собственным автономным энергоцентром, работающим в режиме «тригенерация» (на входе – газ, на выходе – электроэнергия, технологические тепло и холод).

Увеличение производственных площадей до 28 тыс м² позволит «Микрану» резко расширить свои возможности по выпуску продукции по четырем ключевым направлениям предприятия (СВЧ-модули, телекоммуникационное, радиоизмерительное и радиолокационное оборудование и системы). Следует отметить, что направления развития «Микрана» соответствуют четырем из пяти приоритетных направлений развития науки и техники страны, определенных Президентом России в 2010 году.

Одна из уникальных особенностей компании – она занимается как разработкой и производством СВЧ-электронной компонентной базы (ЭКБ), так и законченных систем на её основе. «Микран» планирует строительство на южной площадке Томской особой экономической зоны технико-внедренческого типа фабрики монолитных интегральных схем (корпус площадью 4280 м²) на долгосрочно арендуемой территории площадью 3,9 га. Это позволит в условиях санкций обеспечить ЭКБ не только нужды своего производства, но и осуществить реальное импортозамещение для многих предприятий страны. Минпромторг России в течение ряда лет подтверждает «Микрану» статус телекоммуникационного оборудования российского происхождения (приказ от 27.10.2014 № 2153 по базовым станциям и трансляторам сетей радиодоступа WiMIS и приказ от 24.03.2015 № 558 по цифровым радиорелейным станциям «МИК-РЛ»). Это позволяет предприятию обеспечивать в порядке импортозамещения поставки оборудования силовым структурам, сотовым операторам и нефтегазовому комплексу, занимая нишу в 60% от российского производства телекоммуникационной аппаратуры.

ТУСУР – базовый университет для НПФ «Микран», которая была создана в рамках одной из его лабораторий. Наше предприятие связывает с вузом и НИИ систем электрической связи всеобъемлющий мост по подготовке высококлассных специалистов в области связи. Совместно с ТУСУРом проводились две крупные работы по Постановлению Правительства № 218, осуществляется сотрудничество по грантам Минобрнауки России. Компания также оказала содействие вузу при создании Научно-образовательного центра в «Технопарке». «Микран» для студентов ТУСУРа, специализирующихся в области СВЧ-электроники, создал именную стипендию основателя фирмы В.Я. Гюнтера в размере 10 тысяч рублей. Эту стипендию уже получили 45 студентов старших курсов. В «Микране» на сегодняшний день работает 1650 сотрудников, 600

из них – выпускники ТУСУРа, в том числе три доктора наук и 19 кандидатов.

В последние годы резко расширяется сотрудничество с ОАО «Газпром» в рамках дорожной карты, утвержденной руководством «Газпрома» и администрацией Томской области. В 2011 году «Микран» своим оборудованием обеспечил цифровую радиорелейную линию на газопроводе на полуострове Камчатка длиной в 450 км. Всего на предприятия ОАО «Газпром» «Микраном» поставлено более 500 цифровых радиорелейных станций «МИК-РЛ».

Руководство «Газпрома» доверяет «Микрану» поставку его телекоммуникационной аппаратуры высокоскоростной цифровой радиорелейной связи на строящийся магистральный газопровод «Сила Сибири». Такое же оборудование может быть поставлено и на МГ «Алтай» и на имеющуюся сеть газопроводов в порядке импортозамещения. «Микран» на собственные средства разработал для ОАО «Газпром» подвижный пункт управления с узлом связи (ППУ) на базе 3-осного КАМАЗа для обеспечения оперативной связью строителей и ремонтников газопроводов и готовится обеспечить его серийное производство под заказы «Газпрома». На таких же условиях разработана и прошла испытания в ООО «Газпром Трансгаз Томск» интегрированная система безопасности (твёрдотельный широкополосный радар в блоке с цифровой радиорелейной станцией, обеспечивающей передачу от видеоинфракрасных камер данных наблюдения за периметром охраняемой зоны в автономном режиме до 50 км). Эта система полезна «Газпрому» для контроля за безопасностью газохранилищ и газопроводов, в т.ч. и при их строительстве и эксплуатации.

НПФ «Микран» включена в Реестр инновационно-активных организаций и Перечень системообразующих предприятий Томской области, приказом Минпромторга России от 29.02.2016 № 508 научно-производственная фирма «Микран» включена в Перечень организаций, оказывающих существенное влияние на отрасли промышленности и торговли.

Деятельность АО «НПФ «Микран» соответствует целям, задачам и индикаторам государственных программ в Российской Федерации и отраслевых стратегий.

СЕКЦИЯ 1

РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ

ПОДСЕКЦИЯ 1.1

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

Председатель – Шарыгин Г.С., проф. каф. РТС, д.т.н.;
зам. председателя – Тисленко В.И., проф. каф. РТС, д.т.н.

СИНТЕЗ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С ЗОНОЙ ПОДАВЛЕНИЯ

А.В. Александров, студент каф. РТС

Научный руководитель В.Ю. Куприц, доцент каф. РТС, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, alexa820@mail.ru

*Проект ГПО РТС-1501 «Разработка адаптивной цифровой
антенной решетки»*

Важным тактическим показателем радиолокационных систем является их способность функционировать на фоне помех. Если в области защиты радиотехнических систем от пассивных помех разработаны достаточно эффективные методы их подавления, то задача защиты от активных помех требует постоянного поиска оптимальных решений в связи с эффективным совершенствованием средств радиоэлектронного противодействия (РЭП).

Одним из способов повышения защиты РЛС от активных шумовых помех (АШП) является формирование «нулей» в диаграмме направленности в направлениях источников АШП. Для реализации этого способа можно использовать цифровую фазированную антенную решетку (ЦФАР) [1]. ЦФАР может использоваться в помехозащищенных системах связи, в радиолокационных станциях или в GPS-приемниках. За исходный материал возьмем распределение токов в раскрыве антенны (рис. 1). Рассмотрим ЦФАР с ДН, представленной на рис. 2. Антенная решетка имеет 72 излучателя, расположенных в линию.

Быстрое преобразование Фурье (БПФ) для исходного распределения в раскрыве антенны дает исходную ДН, представленную на рис. 2.

Предположим, что с некоторой стороны действует помеха, нам необходимо сформировать такую ДН, чтобы в направлении помехи был нуль ДН. На рис. 3 представлена ДН с заданной зоной подавления, в которой необходимо сформировать «нуль» ДН.

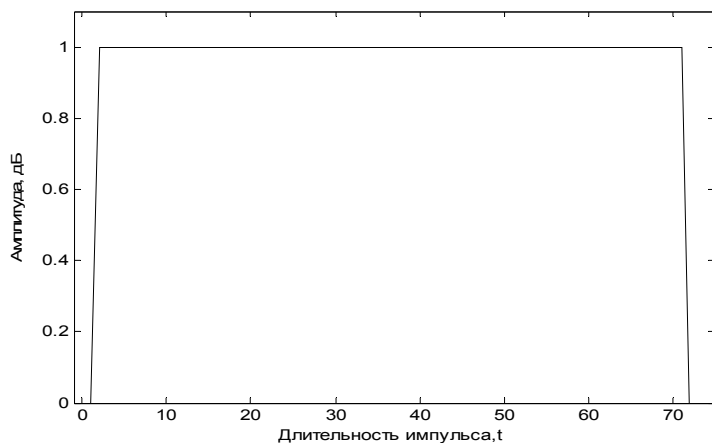


Рис. 1. Исходное амплитудное распределение токов на излучателях решетки

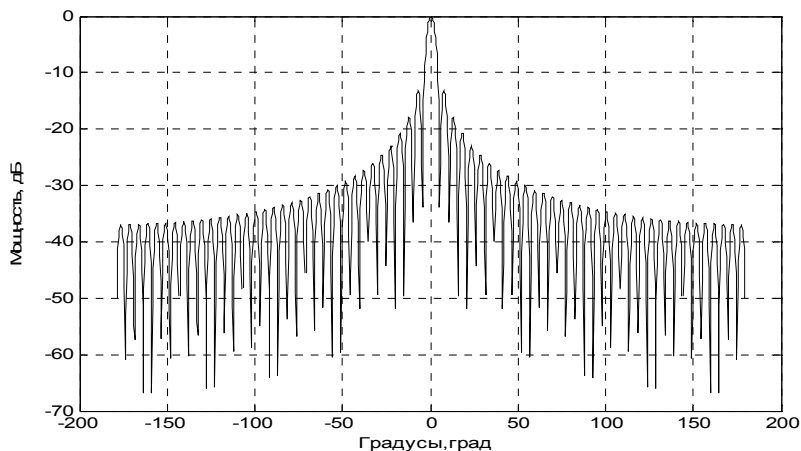


Рис. 2. Исходная диаграмма направленности

Далее применим ОБПФ, чтобы получить амплитудное и фазовое распределение сигналов на излучателях решетки (рис. 4, 5).

Для полученной ДН, представленной на рис. 3, найдем распределение фаз для элементов решетки.

С помощью полученных данных построим синтезированную ДН антенной решетки, состоящей из 72 элементов, расположенных в линию с шагом $0,5\lambda$.

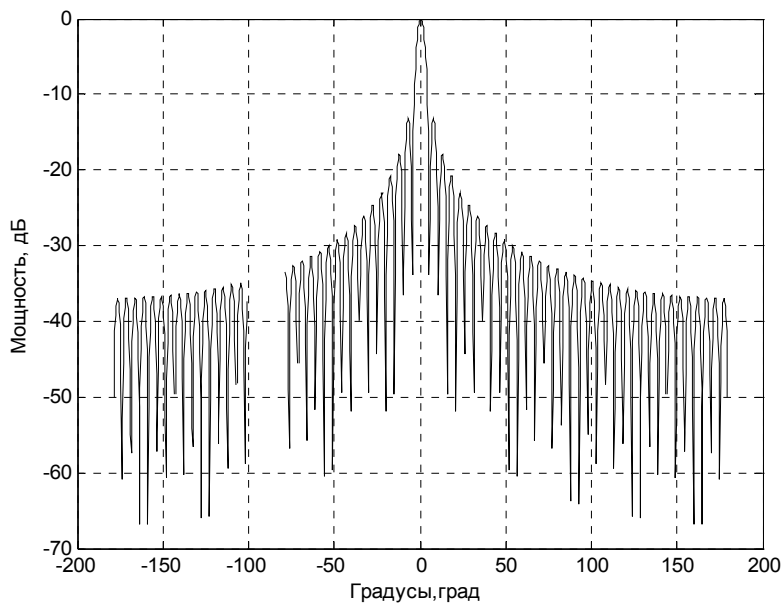


Рис. 3. ДН с заданной зоной подавления, в которой необходимо сформировать «нуль» ДН

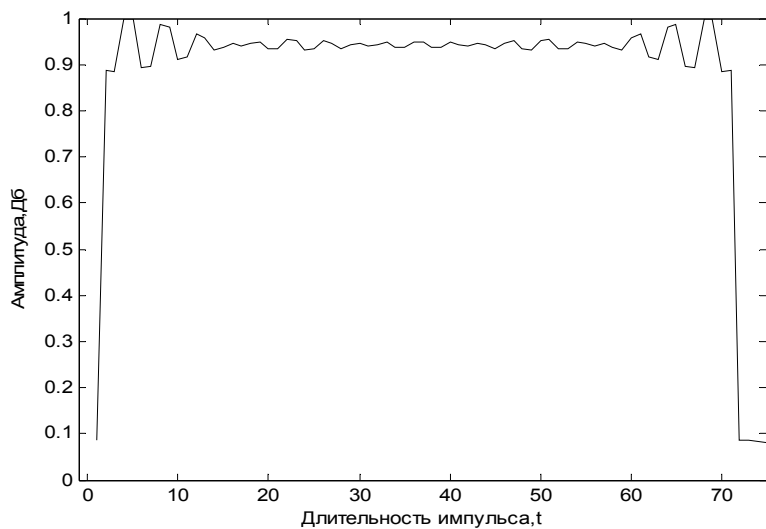


Рис. 4. Амплитудное распределение на излучателях решетки для формирования нуля

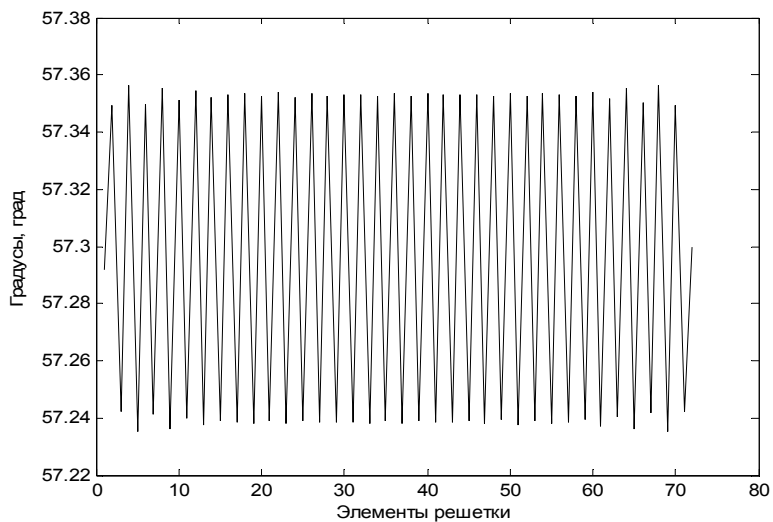


Рис. 5. Фазовое распределение на излучателях решетки для формирования нуля

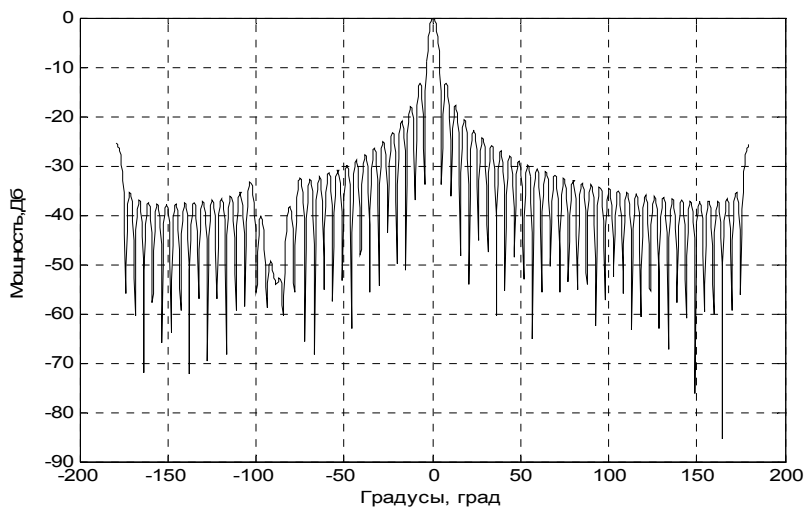


Рис. 6. Синтезированная ДН

Как видно из графика синтезированной ДН, приведенного на рис. 6, нуль, сформирован, но имеет ограниченную глубину подавления. Потенциально достижимые характеристики глубины подавления

и ширины синтезированного нуля ДН в основном определяются размерами апертуры решетки, длиной волны, количеством и расположением ее элементов.

Проведем анализ синтезированного нуля ДН с целью исследования изменения глубины подавления в зависимости от увеличения его ширины. На рис. 7 представлена зависимость глубины от ширины провала для линейной 72 – элементной антенной решетки (шаг расположения элементов равен $0,5\lambda$, где λ – длина волны).

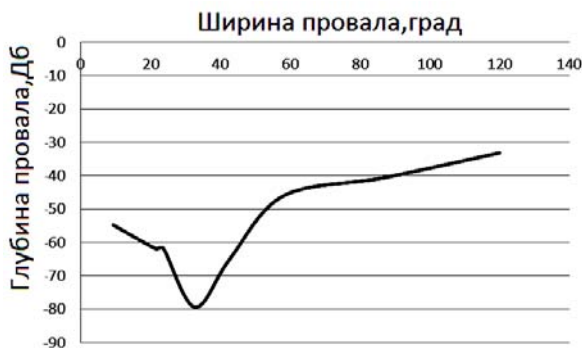


Рис. 7. Зависимость глубины от ширины нуля

Из рис. 7 видно, что при увеличении ширины нуля уменьшается его глубина. Это происходит в результате интерференции волн от элементов антенной решетки, поэтому при увеличении его ширины сложнее обеспечить требуемое подавление.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение антенных решеток. М.: Радио и связь, 2003. 200 с.

ПРОГРАММНЫЙ МОДУЛЬ СИСТЕМЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ НА ПРИЗЕМНЫХ ТРАССАХ

Е.Н. Баимбетов, магистрант каф. РЗИ

Научный руководитель Д.В. Дубинин, доцент каф. РЗИ, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, yerdosollie@gmail.com

Системы, в которых положение источника радиоизлучения (ИРИ) определяется на основании измерения разностей фаз сигналов, принятых разнесенными в пространстве антенны, образующих линейные,

плоские или конформные решетки [1], называются фазовыми пеленгаторами. Поскольку такие системы являются преимущественно угломерными, то для определения координат ИРИ на местности используют несколько приемных пунктов, в каждом из которых происходит определение пеленга ИРИ.

В последнее время появились работы, в которых для определения местоположения ИРИ необходимо иметь лишь один пункт приема [2]. Для этого используют сигналы ИРИ, отраженные от множества элементов рельефа, растительности и искусственных сооружений. Измеряя разность времен распространения этих сигналов и имея карту местных предметов, можно решить данную задачу.

При реализации однопозиционных методов определения местоположения ИРИ возникает ряд проблем, одной из которых является отсутствие достоверной электронной карты местности. Построение цифровой карты местности с помощью радиолокационной съемки или аэрофотосъемки связано с большими затратами.

Разумной альтернативой этому является построение карты местности на основе марковских цепей [3]. Порождаемое поле имеет случайный характер. Его корреляционные свойства зависят от выбора типов его составных элементов и частоты их появления. Это позволяет управлять характеристиками генерируемого поля: морфологией, вероятностными и спектральными его свойствами. На рис. 1 приведен пример марковской цепи: контурного изображения и полученного на его основе растрового изображения. Таким образом, целью данной работы является разработка программного модуля, который интерпретирует контуры марковской цепи в качестве границ объектов, расположенных на местности, и определяет такие параметры прямого и отраженных сигналов, как мощность, углы приходов, время задержки.

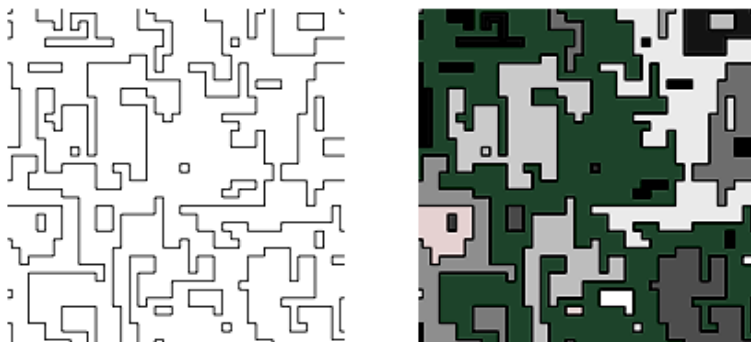


Рис. 1. Контурное и растровое изображения местности, полученные на основе марковских цепей

Входными параметрами программного модуля являются координаты источника радиоизлучения (точка A) и пункта приема сигналов (точка B). Прямой сигнал проходит расстояние AB . Используя данные о расположении местного предмета (прямоугольник $MNPQ$), определяется уравнение границы (прямая MN), от которой происходит отражение (рис. 2).

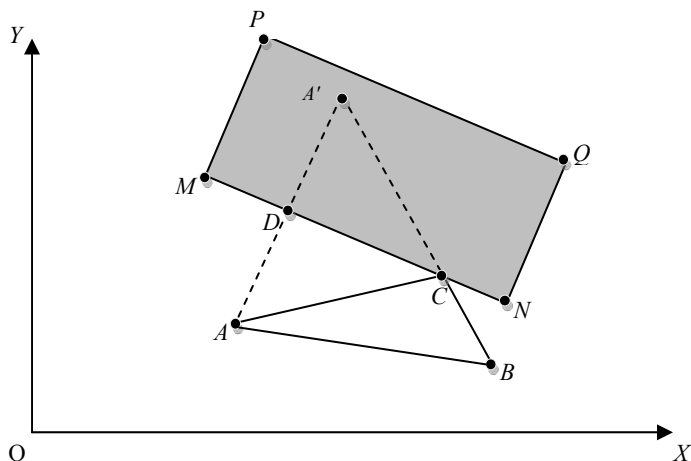


Рис. 2. Реализация распространения прямого и отраженного сигнала

Для нахождения точки, в которой излученный от ИРИ сигнал зеркально отражается от границы местного предмета (точка C) в направлении пункта приема, определяется положение мнимого источника (точка A'): $AA' \perp MN$, $AD=DA'$. Тогда точка C является точкой пересечения прямых $A'B$ и MN . Если точка C принадлежит отрезку MN ($MC+CN=MN$), то данный местный предмет отражает сигнал ИРИ в направлении пункта приема. В случае, когда точка C находится за пределами отрезка MN ($MC+CN>MN$), то данное препятствие исключается из алгоритма формирования отраженного сигнала. Определив координаты точки C , можно найти направление прихода отраженной волны в точку приема, мощность отраженного сигнала и время его задержки по сравнению с приходом прямого сигнала. Мощность отраженного сигнала уменьшается по двум причинам. Во-первых, отраженная волна проходит большее расстояние ($AC+CB>AB$). Во-вторых, коэффициент отражения от местного предмета меньше единицы.

На рис. 3 приведена блок-схема разработанной программы, представляющая поэтапный процесс обработки данных и дальнейшее ее преобразование.

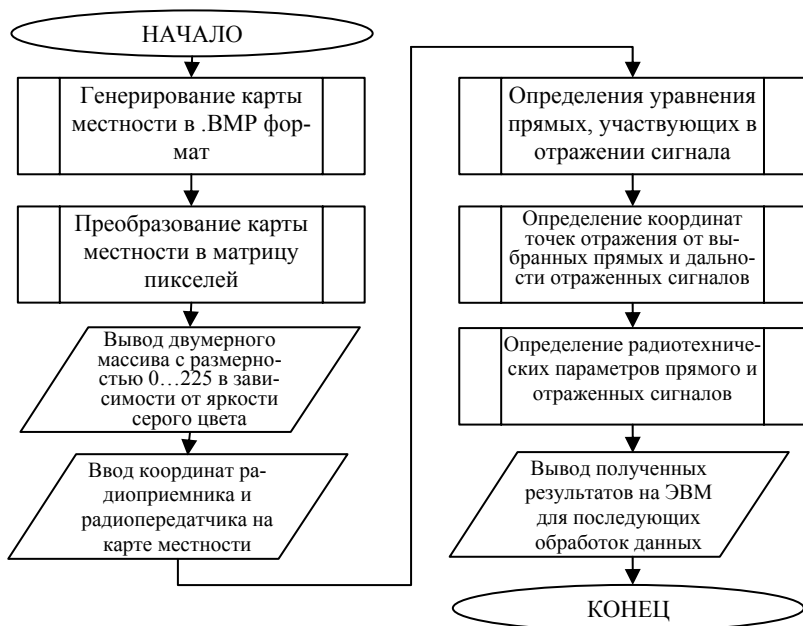


Рис. 3. Блок-схема разработанной программы

Применяя описанный алгоритм ко всем местным предметам, можно определить совокупность отраженных сигналов в точке приема.

Предложенная методика использовалась при реализации программного модуля системы моделирования сигналов ИРИ на приземных трассах. Результаты моделирования подтверждают, что на основе марковских цепей можно создать электронную карту местности, которая позволит проводить всестороннее изучение однопозиционных методов местоопределения ИРИ.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Денисов В.П., Дубинин Д.В.* Фазовые радиопеленгаторы. Томск: Томский гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2002. 251 с.
2. *Денисов В.П.* Пространственно-временные искажения сантиметровых радиосигналов на наземных трассах распространения и их влияние на точность пассивных систем местоопределения. Томск: Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2014. 502 с.
3. *Лаевский В.Е., Денисов В.П., Дубинин Д.В.* Имитационное моделирование: Исследование алгоритмов оконтуривания объектов в изображениях // LAP-LAMBERT Academic Publishing. Saarbrücken, 2011. 123 с.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ОХРАНЫ ПЕРИМЕТРА RFID-МЕТКАМИ

В.С. Чернышов, студент каф. РЗИ

*Научный руководитель Н.Д. Хатьков, доцент каф. РЗИ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, hatkovnd@svch.rk.tusur.ru*

Целью работы является исследование возможностей мобильной RFID метки с использованием лазерного излучения и создание аналога того, что сейчас на эту тему можно найти на рынке, который был бы конкурентоспособен за счёт низкой цены.

Обоснование и практическая реализация. В качестве одной из реализаций используется микроконтроллер на основе технологии Ардуино. Охрана какой-либо территории имеет ценное значение не только с точки зрения индивидуального пользования, но и для различного рода служб, охраняющих государственные и частные объекты. Периметр охраняемой территории является первым этапом в защите от действий злоумышленников, поэтому насколько качественно изготовлена и оснащена система охраны периметра существенно зависит целостность и неприкосновенность имущества.

На сегодняшний день рынок систем охраны периметра представлен большим количеством разнообразного оборудования. Тем не менее можно найти области применения, которые требуют индивидуального подхода, а значит, и формирования новых потребительских свойств охранной системы. Подобными свойствами и обладает предлагаемая структура мобильной системы охраны периметра, на основе активных RFID-меток. Система имеет центральный мобильный сервер, который взаимодействует с произвольно расположенными в пространстве метками. Расположение меток определяется текущими задачами охраны периметра. Каждая метка может иметь и не иметь общие пересекающиеся области охраны периметра, делая его не сплошным, а прерывистым или непрерывным.

Для реализации периметральной системы защиты предлагается использовать структурную схему, представленную на рис. 1. На ней представлены основные компоненты системы на базе микроконтроллера Ардуино [1–3]. Использование этого типа микроконтроллера позволяет создавать архитектуру системы в виде топологии «Звезда». Эта топология органично вписывается в требования охранных систем. В центре системы стоит интеррогатор, выполняющий роль сервера и осуществляющий периодический опрос транспондеров. В качестве приемопередающего модуля предлагается использовать NRF24L01+, работающий в диапазоне 2,4 ГГц с дальностью до 100 м. Его парамет-

ры по числу каналов и вида топологии определяют конфигурацию всей охранной системы на основе технологии RFID.

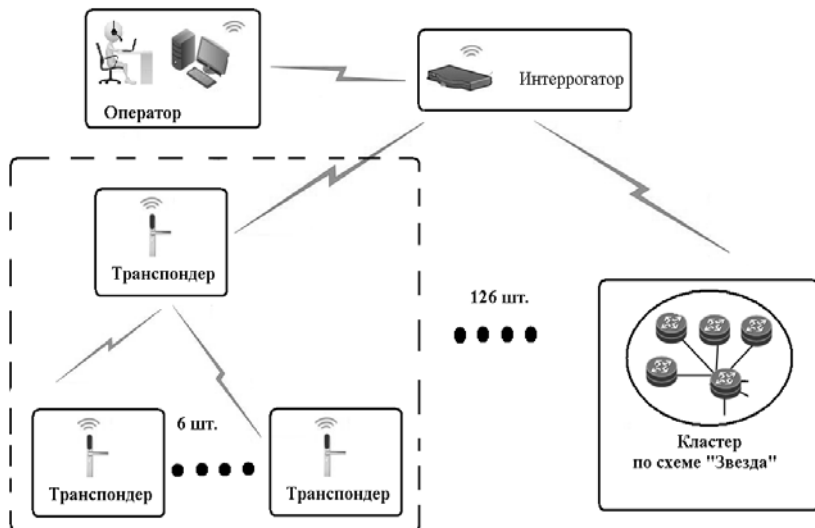


Рис. 1. Структурная схема охраны периметра на основе RFID-меток

Основные функции интеррогатора – сбор информации с активных RFID-меток и проверка их на контроль-функционирование, а также предоставление сигналов срабатывания датчиков меток на пульт оператора. Место расположения интеррогатора в пространстве может быть произвольным относительно меток, но в пределах их радиовидимости, учитывающей помехи прохождения радиоволн через препятствия. Базовым элементом системы охраны является транспондер, который регистрирует события, инициируемые злоумышленником. Для регистрации событий транспондер должен иметь в своем составе разнообразные датчики, что позволяет реализовать используемый микроконтроллер [4]. В его составе имеются как цифровые входы-выходы, так и аналоговые. Предлагается использовать три вида функционала датчиков – инфракрасные, лазерные в видимом диапазоне и проволочные до 100 м длиной (разрывные, контактные), как представлено на рис. 2.

Закключение. Таким образом, имея в своем составе набор активных RFID-меток с соответствующими датчиками, можно на их основе организовать периметральную систему защиты. Она существенно отличается от аналогов тем, что содержит помимо активной ответной части еще и активную систему датчиков разного уровня применения.

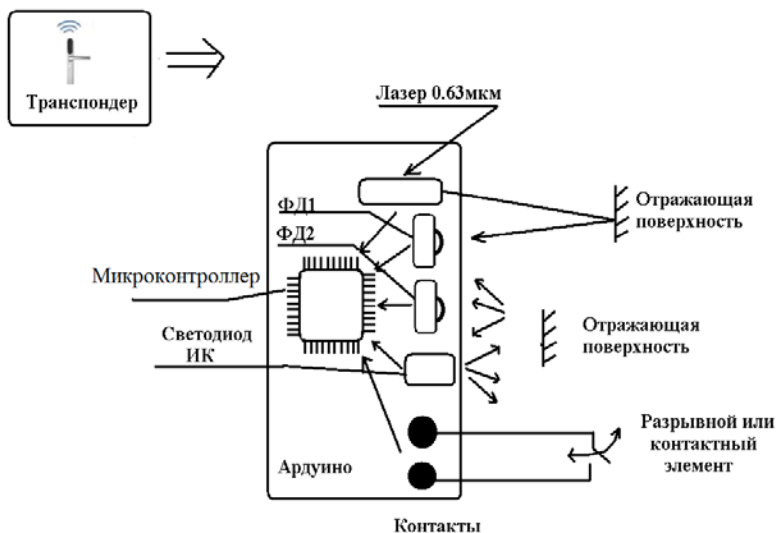


Рис. 2. Состав RFID-метки

Одним из недостатков подобной схемы является пропорциональное увеличение времени опроса меток интеррогатором при увеличении их числа. Тем не менее всегда могут найтись варианты по оптимальному использованию подобной охранной системы, которые нивелируют этот недостаток.

ЛИТЕРАТУРА

1. Официальный сайт Arduino [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.arduino.cc>
2. Среда разработки Arduino [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://arduino.ru/Arduino_environment
3. Микроконтроллер Arduino Pro mini [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://arduino.ua/ru/hardware/ProMini>
4. Бродин В. Б., Шагури И. И. Микроконтроллеры. Архитектура, программирование, интерфейс. М.: Эком, 1999.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕННЫ К-ДИАПАЗОНА В ИЗМЕРИТЕЛЬНОМ КОМПЛЕКСЕ БЛИЖНЕГО ПОЛЯ В СХЕМАХ С ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ЧАСТОТЫ И С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ШИРОКОПОЛОСНОЙ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОЙ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

С.К. Доманов, аспирант каф. СВЧ и КР*,

А.В. Мухин, аспирант каф. ТУ**

**Научный руководитель Г.Г. Гошин, проф. каф. СВЧ и КР, д.ф.-м.н.*

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

*г. Железнодорожск, АО «Информационные спутниковые системы»
им. акад. М.Ф. Решетнева, serzh.domanov@mail.ru*

В настоящее время в АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнева (АО «ИСС») одним из наиболее оптимальных средств для контроля радиотехнических характеристик (РТХ) антенн космических аппаратов (КА) являются комплексы ближнего поля (БП). Это обусловлено как особенностями испытуемых антенн, так и особенностями данных измерительных комплексов. Большинство бортовых антенн КА составляют зеркальные остронаправленные антенны, дальняя зона которых может составлять многие километры, поэтому использование автоматизированных измерительно-вычислительных комплексов (АИВК) БП является обоснованным, как с точки зрения точностных параметров (имеется возможность проводить измерения в безэховой камере), так и с экономической точки зрения [1].

Целью данной работы является сравнительный анализ результатов измерений радиотехнических характеристик антенны К-диапазона на АИВК БМ в схемах с преобразованием частоты и с использованием широкополосной волоконно-оптической линии передачи (ВОЛП).

АИВК БП, находящийся в составе испытательной базы АО «ИСС», представляет собой горизонтальный сканер, состоящий из силовой основы в виде 6-координатного ($X, Y, Z, P, \theta, \varphi$) позиционера, управляющих контроллеров, векторного анализатора цепей (ВАЦ) и ЭВМ, и имеет различные варианты измерительных схем и методов сканирования. Одним из наиболее распространенных решений при измерении РТХ антенн в БП является использование в приемном тракте СВЧ-смесителей, предназначенных для переноса частоты вниз, с целью уменьшения потерь в кабелях. Данное решение позволяет существенно повысить уровень сигнала от тестируемой антенны, величина которого резко убывает на частотах свыше 18 ГГц.

Данный подход имеет недостатки, которые подробно описаны в [2]. Поэтому данное измерительное решение имеет альтернативу в виде использования широкополосной волоконно-оптической линии передачи (ВОЛП), предназначенной для передачи измерительного сигнала от ВАЦ к антенне – зонду. Предлагаемое решение имеет ряд преимуществ, которые подробно описаны в [3]. На рис. 1 и 2 представлены схемы измерительных решений в АИВК БП, наглядно показывающих их структуру.

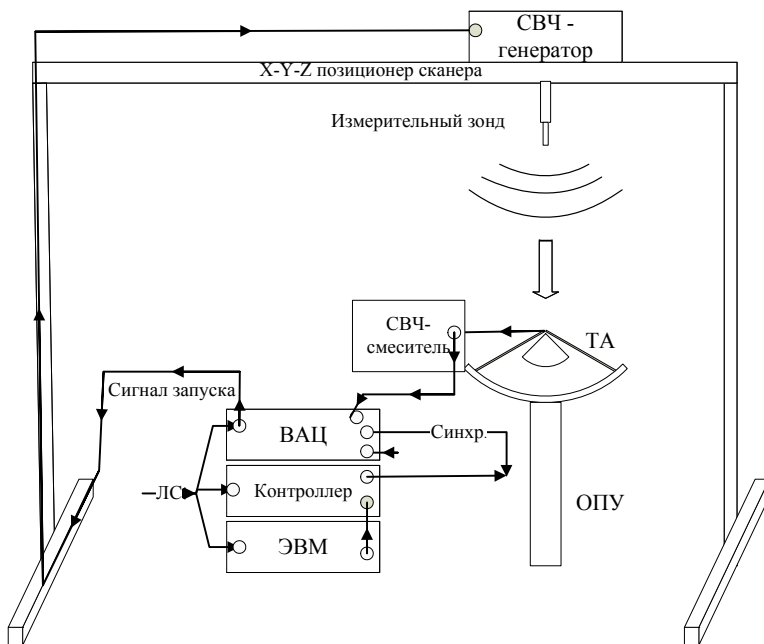


Рис. 1. Упрощенная структурная схема АИВК с использованием СВЧ-смесителя

Пояснение к рис. 1 и 2: ВОЛМ – волоконно-оптический лазерный модуль; ВОФМ – волоконно-оптический фотодиодный модуль; ОПУ – опорно-поворотное устройство; ТА – тестируемая антенна; ЛС – локальная сеть.

Для проведения сравнительного анализа двух схемных решений были проведены измерения двухзеркальной антенны Кассегрена К-диапазона на плоскости в БП. Результаты измерений представлены в виде сечений диаграмм направленности (ДН) в главных плоскостях (рис. 3) и некоторых основных параметров (табл. 1 и 2).

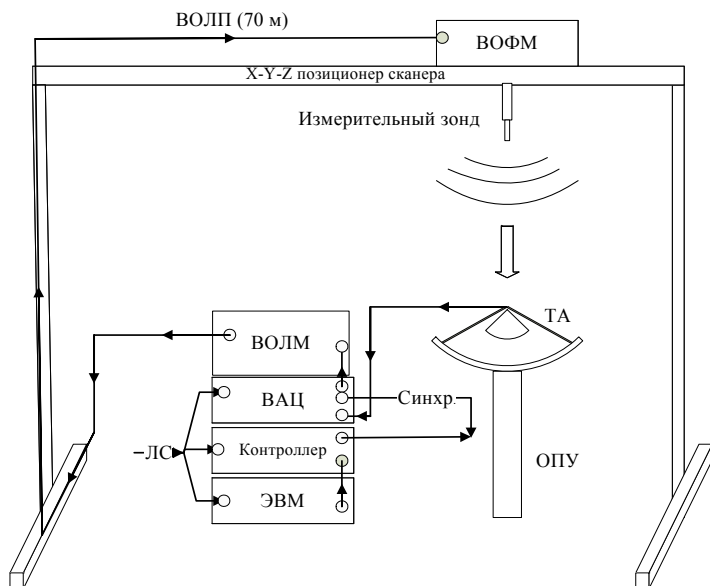


Рис. 2. Упрощенная структурная схема АИВК с использованием ВОП

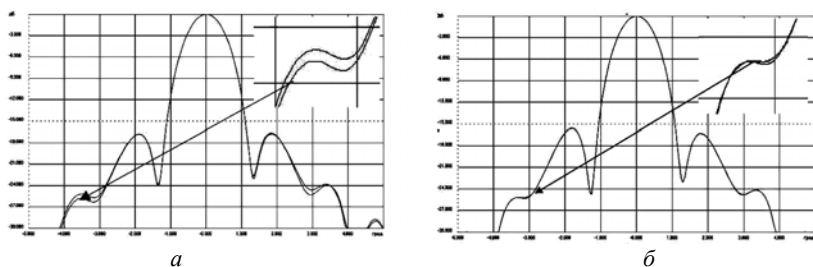


Рис. 3. Сравнительные сечения ДН при различных схемных решениях на частоте 20 ГГц: *а* – сечения ДН в азимутальной плоскости; *б* – сечения ДН в угломестной плоскости

Таблица 1

РТХ антенны при измерениях с СВЧ-смесителем

Частота (ГГц), контролируемый параметр	КНД	ШДН (–3 дБ)		ШДН (–10 дБ)	
		Азимут	Угол места	Азимут	Угол места
20	44,027	1,102	1,072	1,891	1,830
20,5	43,935	1,084	1,077	1,856	1,851
21	44,285	1,051	1,031	1,797	1,754
21,5	44,351	1,034	1,008	1,784	1,729
22	44,563	1,019	0,986	1,782	1,693

Таблица 2

РТХ антенны при измерениях с ВОЛП

Частота (ГГц), контролируемый параметр	КНД	ШДН (–3 дБ)		ШДН (–10 дБ)	
		Азимут	Угол места		
20	44,023	1,103	1,074	1,892	1,832
20,5	43,944	1,084	1,078	1,855	1,851
21	44,292	1,051	1,031	1,797	1,754
21,5	44,362	1,034	1,010	1,784	1,730
22	44,585	1,019	0,985	1,782	1,692

Пояснение к табл. 1 и 2: КНД – коэффициент направленного действия; ШДН – ширина диаграммы направленности по уровням –3 и –10 дБ.

Как видно из рис. 3, максимальное расхождение ДН составляет 0,5 дБ вблизи уровня –26 дБ в азимутальной плоскости, что соответствует аппаратной погрешности комплекса, и 0,1 дБ в угломестной. Из табл. 1 и 2 видно, что максимальное расхождение ШДН составляет 0,002 град, что значительно меньше погрешности измерений (0,02 град). Максимальное расхождение КНД составляет 0,011 дБ, что также значительно меньше погрешности измерений (0,2 дБ). Таким образом, можно утверждать, что оба схемных подхода дают практически идентичные результаты при измерениях характеристик направленности антенн, и, соответственно, могут использоваться при наземной экспериментальной обработке.

ЛИТЕРАТУРА

1. Keysight-technologies. Nearfield systwms Inc. [Электронный ресурс]. URL: http://www.keysight.com/upload/cmc_upload/All/NSI-near-far.pdf (дата обращения: 2.03.2016).
2. Newell. Error analysis techniques for planar near-field measurements // IEEE Trans. Antennas Propagat. Jun. 1988. Vol. 36, № 6. P. 754–768.
3. Chizh S. Malyshev K. Mikitchuk A. et al. Wideband planar near-field antenna measurement technique using ananalog fiber-optic link // Proceedings of 45th European MicrowaveConference (EuMC). Paris, France. 6–11 September, 2015. P. 1148–1151.

РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ ЦИФРОВОГО ФАЗОМЕТРА В СРЕДЕ SIMULINK

Д.В. Ерофеев, аспирант каф. РТС

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

г. Томск, ТУСУР, mcden3@mail.ru

В данной статье будут рассмотрены цифровая обработка сигналов в фазовом радиопеленгаторе, а также принципы построения цифрового фазометра в программной среде Simulink. Предполагается, что на входе двухканального фазового пеленгатора имеется два сигнала с разной фазой.

Радиопеленгатор – устройство для определения направления на источники радиосигналов [1].

Для демонстрации работы цифровой обработки сигналов в фазовом пеленгаторе создадим модель цифрового фазометра в программе Simulink.

Simulink – это графическая среда имитационного моделирования, позволяющая при помощи блок-диаграмм строить модели и системы.

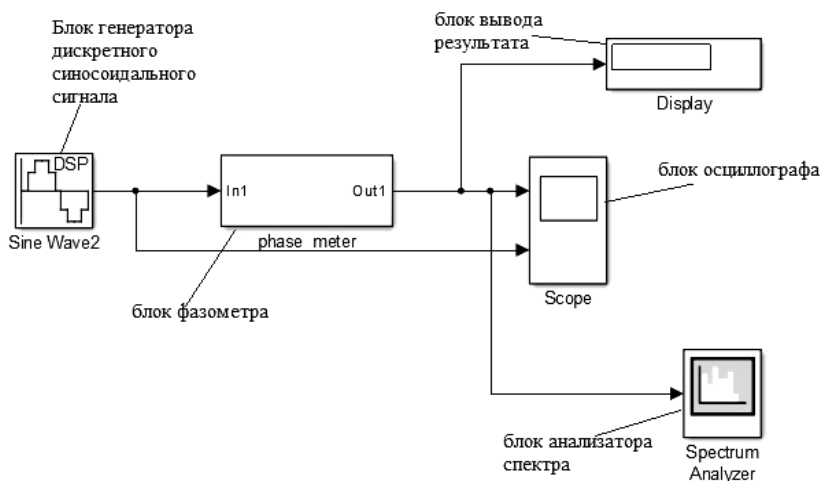


Рис. 1. Структурная схема ЦОС

Модель состоит из блока генератора дискретного синусоидального сигнала и блока определения фазы. Для примера установим частоту 10 Гц и фазу сигнала, равную -20° . Блоки осциллографа, анализатора спектра и вывода результата предназначены для наглядности и контроля результатов (рис. 1).

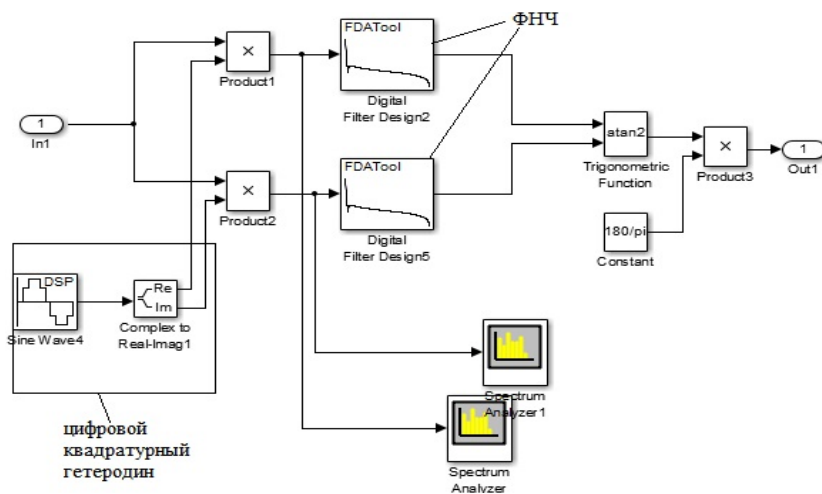


Рис. 2. Структурная схема цифрового определителя фазы

Основными блоками определителя фазы являются цифровой квадратурный гетеродин, фильтры низких частот и блок математического расчета фазы (рис. 2).

Принцип работы заключается в следующем: входные сигналы в дискретной форме после АЦП (этим сигналам соответствует блок генератора синусоидальных сигналов) поступают в цифровой фазометр.

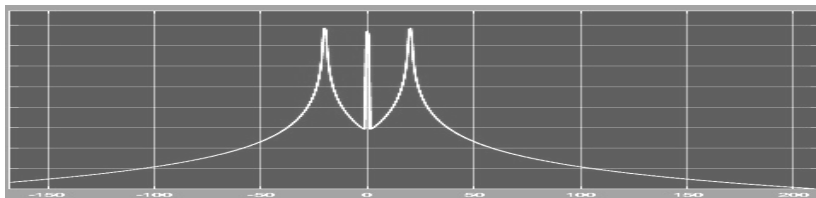


Рис. 3. Спектр сигнала после перемножения с квадратурным гетеродином

Исходный сигнал переносится на нулевую частоту цифровым квадратурным гетеродином, побочные частоты, возникающие при перемножении сигналов, убираются фильтрами низких частот, после этого происходит вычисление фазы как арктангенс действительной и мнимой части сигнала (рис. 3–7).

В результате получаем результат, равный -20° . Из спектра видно, что полностью убрать паразитные гармоники нельзя, в данном случае рассматривался идеальный вариант (без шума), в реальной реализации ЦОС применяют цифровые фильтры CIC и FIR для лучшей фильтрации сигнала [3].

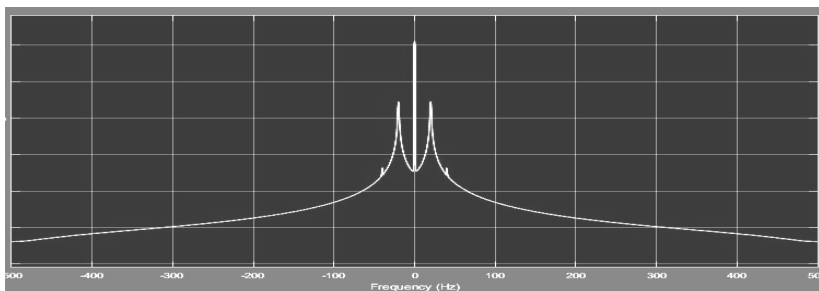


Рис. 4. Спектр на выходе фазометра

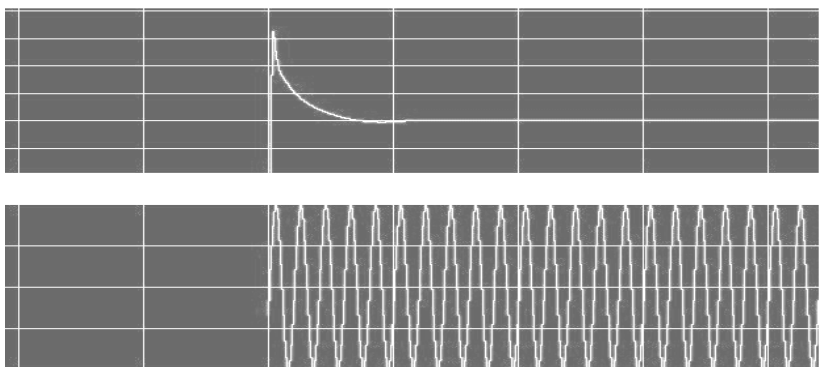


Рис. 5. Осциллограмма сигнала. Вверху сигнал после вычисления фазы. Внизу входной сигнал

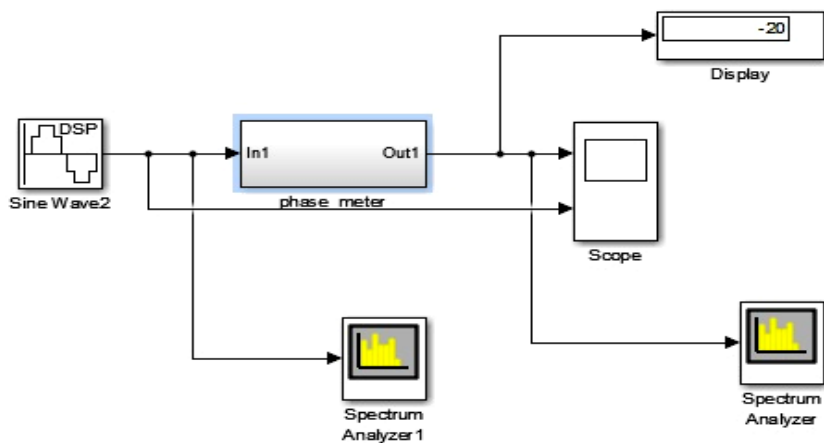


Рис. 6. Структурная схема и результат вычисления фазы

Данный способ нахождения пеленга не является единственным. Существует способ умножения на комплексно-сопряженное. Каждый из способов имеет свои достоинства и недостатки.

Для того чтобы вычислить разность фаз, необходимо дополнить схему дополнительным каналом.

Были заданы следующие значения: фаза сигнала первого канала 20° , фаза сигнала второго канала 30° . В результате разность фаз сигналов после обработки равна 10° , что говорит о правильности вычисления разности фаз.

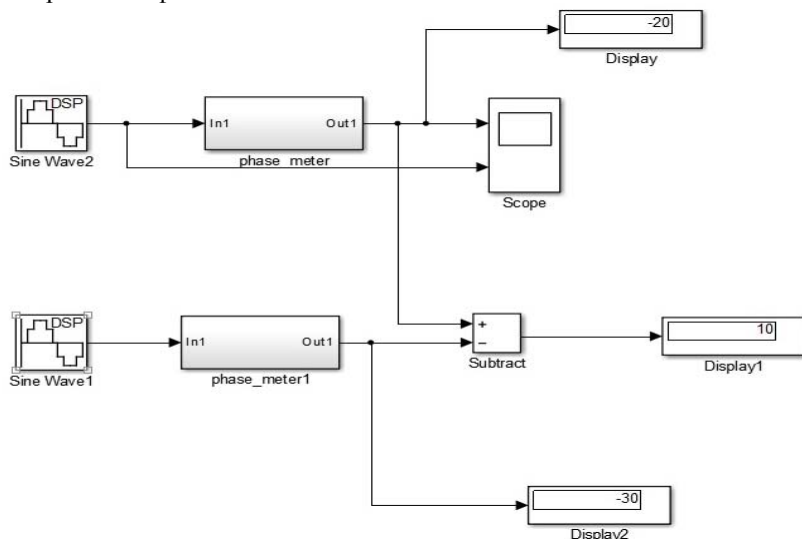


Рис. 7. Структурная схема цифрового фазометра и результат вычислений

Выводы. В данной статье были рассмотрены основные принципы работы фазового радиопеленгатора. Разработана модель цифрового фазометра фазового пеленгатора, показаны принцип работы цифровой обработки сигналов и вычисление разности фаз сигналов. Данная модель цифрового фазометра представляет интерес при проектировании различных радиотехнических систем.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рембовский А.М. Радиомониторинг: задачи, методы, средства / А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин; под ред. А.М. Рембовского. М.: Горячая линия – Телеком, 2006. 492 с.
2. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: Мир, 1990. 265 с.
3. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. СПб.: ПИТЕР, 2002. 608 с.

ЛАБОРАТОРНЫЕ РАБОТЫ ДЛЯ ИЗУЧЕНИЯ ПРИНЦИПОВ РАБОТЫ ПАССИВНОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ГОЛОВКИ САМОНАВЕДЕНИЯ

Д.З. Гончиков, А.А. Кожин, А.В. Очиртаров, студенты каф. РТС

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

*г. Томск, ТУСУР, urchery@mail.ru, arthur_1994@inbox.ru,
meteor-94@mail.ru*

Проект ГПО РТС-1406 «Демонстрационный стенд для проведения лабораторных работ по пассивным радиосистемам наведения»

Для полноценного обучения студентов дисциплинам, связанным с пассивными радиосистемами наведения, необходим комплекс лабораторных работ. Обычно лабораторные работы проводятся с помощью стендового оборудования и методического описания к лабораторным работам.

В лабораторных работах по радиосистемам наведения основой стендового оборудования являются:

- Пассивная радиолокационная головка самонаведения (ПРГС), которая обеспечивает поиск, обнаружение и сопровождение радиолокационных систем (РЛС).

- Пульт управления, который формирует и выдаёт в пассивную радиосистему наведения команды и сигналы управления.

Оборудование может быть использовано для ознакомления студентов радиотехнического факультета ТУСУРа с принципами работы пассивных систем наведения. Для этого пульт имитирует команды в виде сигналов управления и выдает их через соединительные элементы в ПРГС. Помимо этого, стенд обеспечивает контроль команд и сигналов, поступающих с ПРГС, и обеспечивает визуальную индикацию прохождения команд и сигналов при наличии осциллографа [1].

Однако для проведения лабораторных работ необходимо методическое пособие, содержащее описание лабораторного стенда и краткие теоретические сведения о принципах функционирования ПРГС или её узлов.

Цель статьи – изложить основные сведения о предлагаемом методическом пособии для проведения лабораторных работ, связанных с изучением пассивной радиосистемы наведения. Кратко рассмотрим принцип функционирования ПРГС.

Структурная схема ПРГС. В пассивной радиосистеме наведения применен моноимпульсный фазовый метод пеленгации, основанный на том, что разность фаз сигналов, принятых на разнесенные в пространстве антенны, зависит от пеленга на источник излучения [2].

На рис. 1 показана структурная схема ПРГС.

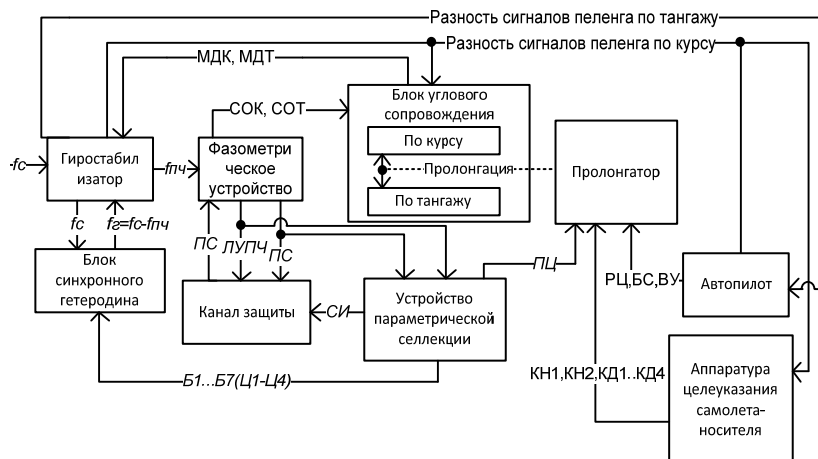


Рис. 1. Структурная схема ПРГС

Сигналы РЛС смешивают в блоке гиростабилизатора с сигналом гетеродина, на выходе формируются сигналы промежуточной частоты $f_{пч}$, которые поступает в фазометрическое устройство. С фазометрического устройства в блок углового сопровождения поступают команды сигнала отклонения по курсу (СОК) и тангажу (СОТ).

При потере сигнала от РЛС во время сопровождения в ПРГС предусмотрен блок пролонгатора, который выдает вероятные изменения пеленгов курса и тангажа.

Данные об угловом положении цели из блока гиростабилизатора поступают в автопилот ракеты в виде сигналов пеленга курса и тангажа.

Для ознакомления с принципами работы ПРГС необходимо разработать методические пособия.

Предлагаемые лабораторные работы. Для изучения принципов функционирования ПРГС в ходе проведения лабораторных работ предлагается три методических пособия.

Первая лабораторная работа называется «Принципы работы пассивной радиолокационной головки самонаведения». Целью этой работы является изучение блок-схемы, основных узлов и принципов работы ПРГС. Студентам предлагается изучить методику запуска лабораторного макета и получить представление об основных сигналах, формируемых блоками ПРГС, таких как: 1) ЛУПЧ (сигнал с логарифмического усилителя промежуточной частоты, подключённого к выходу антенны); 2) СОК, СОТ (сигналы ошибок курса и тангажа); 3) ИС (импульс селекции). В данной лабораторной работе студентам предлагается построить и сравнить зависимости сигналов ЛУПЧ, СОК/СОТ от

углового положения антенной системы ПРГС и антенны передатчика, а также указать углы, при которых происходит срыв слежения за сигналом РЛС.

Вторая лабораторная работа называется «Исследование контура слежения ПРГС». Цель работы заключается в изучении принципа работы контура слежения и пеленгационных характеристик фазового пеленгатора ПРГС. В ходе работы студентам предлагается построить экспериментальные пеленгационные характеристики (зависимость напряжения фазового детектора от угла поворота антенной системы ПРГС); провести теоретический расчет крутизны, сектора однозначности пеленгационных характеристик, а также получить и сравнить аналогичные результаты с экспериментальной пеленгационной характеристикой фазового пеленгатора ПРГС. Помимо этого, студентам предлагается по результатам измерения флуктуаций напряжения в окрестности равносигнального направления оценить экспериментально точность пеленгования и сравнить её с теоретической точностью фазового пеленгатора.

Третья лабораторная работа называется «Исследование чувствительности захвата импульсных сигналов ПРГС». Цель работы заключается в исследовании зависимости порогового значения мощности, при котором происходит захват сигнала РЛС, от длительности излучаемого импульсного сигнала и от ориентации антенной системы ПРГС относительно антенны РЛС. На основе полученных экспериментальных данных студентам предлагается снять и представить графически зависимость порогового значения мощности от положения антенной системы ПРГС и зависимость минимального порогового значения мощности от длительности импульса.

Заключение. Таким образом, предлагаемые методические пособия для проведения лабораторных работ по пассивным радиосистемам наведения охватывают изучение структурной схемы, принципов работы, сигналов и характеристик наиболее принципиальных узлов ПРГС.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Демонстрационный стенд для проведения лабораторных работ по пассивным радиосистемам наведения: отчет о ГПО / Томский гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники; рук. А.С. Аникин; исполн.: Д.З. Гончиков, А.А. Кожин, А.В. Очиртаров.* 2015. 50 с.
2. *Канащиков А.И., Меркулов В.И.* Авиационные системы радиоуправления. Т. 1. 2003. 190 с.

СВЕРХКОРОТКИЙ ХАОТИЧЕСКИЙ РАДИОИМПУЛЬС В ГАЗОВОЙ СРЕДЕ С ДВУМЯ РЕЗОНАНСАМИ

Ю.С. Худышев, студент Фрязинского филиала МИРЭА

г. Фрязино, Моск. обл., strelkov@ms.ire.rssi.ru

Научный руководитель Г.М. Стрелков, проф., зав. лаб.

Фрязинского филиала ИРЭ им. В.А. Котельникова, РАН, д.ф.-м.н.

Интенсивное развитие техники терагерцового диапазона (частоты 100...1000 ГГц) обуславливает необходимость аналитического описания закономерностей дисперсионных искажений импульсных электромагнитных сигналов с различными начальными характеристиками в резонансно-поглощающих средах и прежде всего в земной атмосфере. На указанный частотный интервал приходится многочисленные спектральные линии ее малых газовых составляющих, основным среди которых является водяной пар.

В зависимости от ширины частотного интервала, занимаемого спектром импульса, возможны ситуации, когда влияние среды на процесс распространения практически полностью определяется одной или двумя соседними линиями. В частности, такой ситуации отвечает расположение спектра в пределах какого-либо атмосферного окна прозрачности. Решение соответствующей задачи для радиоимпульса с произвольными начальными параметрами изложено в [1] и проиллюстрировано на примере прямоугольного ЛЧМ-импульса. Цель настоящего сообщения – описание на основе [1] закономерностей дисперсионных искажений сверхкороткого хаотического радиоимпульса [2], распространяющегося по горизонтальной атмосферной трассе. Окно прозрачности ограничено линиями поглощения водяного пара с резонансными частотами 326,4 и 380,1 ГГц и центрировано вблизи $\lambda \approx 0,85$ мм.

Для описания напряженности поля излучаемого импульса E принята его модель в виде решения стохастического нелинейного дифференциального уравнения [3]

$$\ddot{E} + (\omega' t_n)^2 E = (\varepsilon - E^2) \dot{E} + (\omega' t_n)^2 \sqrt{2D} \xi(\bar{t}), \quad (1)$$

которое является вариантом одного из базовых для теории периодических автоколебаний уравнения Ван дер Поля и в котором нормировка времени $\bar{t} = \omega' t$ (так называемое приведение частоты автоколебаний системы к единице) заменена нормировкой $\bar{t} = t/t_n$. В (1) введены обозначения: t – время; $\xi(t)$ – нормированный гауссовский белый шум; D – его интенсивность; $\omega' = 2\pi f'$; f' – резонансная частота осцилля-

тора; $t_{\text{и}}$ – длительность импульса; $\varepsilon \ll 1$ – параметр, определяющий степень квазигармоничности колебаний напряженности поля в излучаемом импульсе. Белый шум в (1) моделировался по [4].

На рис. 1, а сопоставлены напряженности поля для характерной реализации хаотического ($\varepsilon=0,1; D=1$) и для синусоидального импульсов. Энергии обоих импульсов равны 0,5; частота цуга совпадает с величиной $f'=355 \text{ ГГц}$, а их длительность взята такой, что цуг содержит ровно 10 полных колебаний.

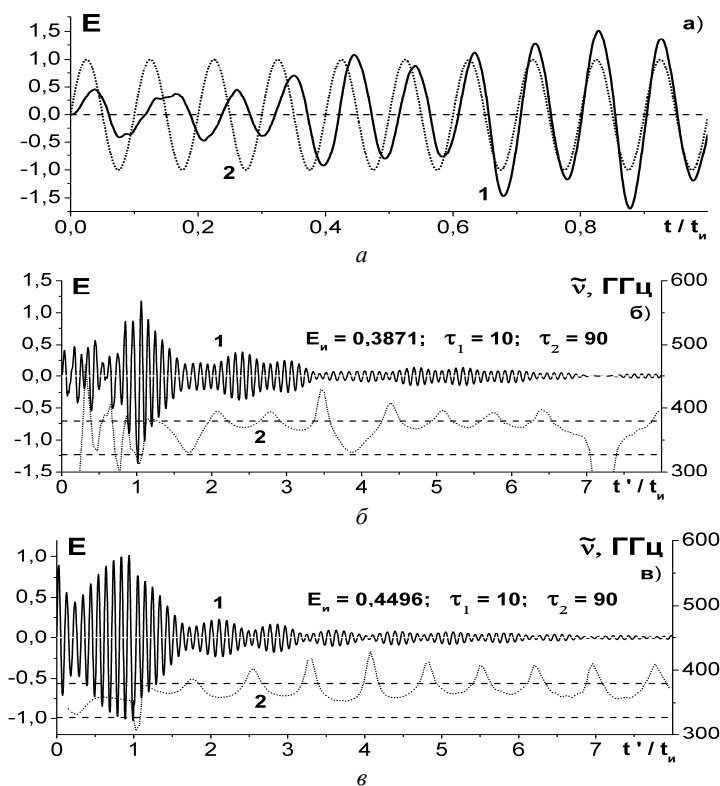


Рис. 1. Напряженность поля излучаемых хаотического (кривая 1) и синусоидального (кривая 2) сверхкоротких импульсов – а; деформация хаотического импульса – б; деформация синусоидального импульса – в

Примеры деформации указанных импульсов приведены на рис. 1, б и в соответственно (кривые 1). Горизонтальная трасса проходит на высоте $\sim 12 \text{ км}$, ее протяженность в пересчете на влажность воздуха

$7,5 \text{ г·см}^{-3}$ равна $\sim 18 \text{ км}$. На поле рисунков указаны также оптические глубины трассы $\tau_{1,2}$ на частотах резонансного поглощения среды и текущее значение энергии импульсов E_i . Видно, что импульсы многократно уширяются или, иначе, у них формируются протяженные «хвосты». Величина поля в пределах текущей длительности импульсов претерпевает колебания с нулевым средним. Мгновенную частоту регулярных колебаний поля и ее зависимость от времени можно найти, используя соотношение (при заданной трассе) $\tilde{\nu}(t') = 1/\Delta t'(t')$, в котором $t' = t - z/c$; z – длина трассы; c – скорость света; $\Delta t'$ – расстояние по временной оси между парой нулей функции E с номерами n и $n+2$, причем отсчет нулей можно начать с любого из них. При этом положение на временной оси нуля с номером $n+1$ определит момент времени t' , к которому относится оценка мгновенной частоты. Соответствующие кривым 1 величины $\tilde{\nu}$ приведены на рис. 1, б и в кривыми 2. Вне интервалов, приходящихся на перетяжки кривых $E(t')$, мгновенная частота принимает значения в пределах частотного интервала, занимаемого рассматриваемым окном прозрачности и показанного на рис. 1, б и в парой пунктирных горизонталей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Стрелков Г.М. Дисперсионные искажения радиоимпульса в газовой среде с двумя резонансами // Тр. XXIV Всерос. науч. конф. «Распространение радиоволн». Иркутск, 2014. Т. 1. С. 96–99.
2. Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Максимов Н.А., Панас А.И. Генерация хаоса. М.: Техносфера, 2012. 423 с.
3. Вадивасова Т.Е., Анищенко В.С., Окрокверцхов Г.А., Захарова А.С. Статистические свойства мгновенной фазы зашумленных периодических и хаотических автоколебаний // Радиотехника и электроника. 2006. Т. 51, № 5. С. 580–592.
4. Box G.E.P., Muller M.E. A note on the generation of random normal deviates // Ann. Math. Statistics. 1958. Vol. 29, № 2. P. 610–611.

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ СХЕМЫ КРАНКА–НИКОЛСОН И МЕТОДА ДИСКРЕТНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ

А.А. Еришов, М.А. Колединцева, А.В. Могильников, студенты каф. РТС

Научный руководитель Ю.П. Акулиничев, проф. каф. РТС, д.т.н.

г. Томск, ТУСУР, ayur63@mail.ru

В данной работе рассматривается способ повышения точности симметричной разностной схемы первого порядка, применяемой для решения параболического волнового уравнения, за счет выбора наилучшего значения весового коэффициента.

Также предлагается простой способ вычисления коэффициентов передачи гармоник ряда Фурье для использования при численном решении параболического волнового уравнения. Проведено сравнение с результатами тестовых расчетов, показавшее, что при распространении волн в широком секторе углов возможно уменьшение СКО расчета даже в несколько раз почти без увеличения вычислительных затрат.

Схема Кранка–Николсон является симметричной разностной схемой первого порядка, применяемой для решения двумерного ПУ (1) в пространственной области.

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

Для ее использования область расчета покрывается прямоугольной сеткой с ячейками $\Delta x \cdot \Delta y$, производные в ПУ (1) заменяются конечными разностями; после задания значений поля $U_j(0)$ в узлах сетки при $x = 0$ последовательно находятся значения поля во всех узлах сетки при $x = \Delta x, 2\Delta x \dots$ [1]. Причем значения поля $U_j(x - \Delta x/2)$ определяют как взвешенную сумму известных значений $U_j(x)$ и неизвестных $U_j(x + \Delta x)$. Частотную характеристику (ЧХ) (комплексный коэффициент передачи плоской волны, распространяющейся под малым углом β к оси OX) этой схемы можно описать выражением

$$[K(\beta) - \alpha(1 - \cos(k\beta\Delta y))] / [1 - \alpha^*(1 - \cos(k\beta\Delta y))], \quad (2)$$

где $\alpha = \frac{i\Delta x}{2k\Delta y^2}$ – стандартный весовой коэффициент, получаемый

формально из ПУ (1); звездочка – знак комплексного сопряжения.

Она отличается от ЧХ схемы, реализующей точное решение ПУ.

$$K_0(\beta) = \exp(-0,5ikx\beta^2). \quad (3)$$

Из теоремы отчетов максимальный угол $\beta_{\max} = \lambda/(2\Delta y)$ определяется длиной волны λ и величиной шага дискретизации Δy .

Модули $K(\beta)$ и $K_0(\beta)$ равны единице, что говорит об отсутствии амплитудной ошибки. Однако их фазовые частотные характеристики (ФЧХ) $\varphi(\beta) = \arg(K(\beta))$ (рис. 1, кривая 2) и $\varphi_0(\beta) = \arg(K_0(\beta))$ (рис. 1, кривая 2) отличаются при любых значениях весовых коэффициентов, т.е. имеется фазовая ошибка. Одним из способов ее уменьшения является выбор весового коэффициента, отличного от стандартного. Но этот способ позволяет значительно увеличить точность схемы лишь в некоторой зоне углов β . Это и было сделано в данной работе для зоны малых углов. Для этого были приравнены между собой производные $\frac{d^r \varphi(\beta)}{d\beta^r}$ и $\frac{d^r \varphi_0(\beta)}{d\beta^r}$ ($r = 1, \dots, 4$) при $\beta = 0$. Из полученной системы уравнений было найдено новое значение весового коэффициента

$$\alpha = \frac{1}{12} + i \frac{\Delta x}{2k\Delta y^2}. \quad (4)$$

Оно отличается от традиционного лишь добавлением действительной части. При использовании коэффициента (4) ФЧХ схемы Кранка–Николсон улучшается, особенно в зоне малых углов, где фазовая ошибка уменьшается в десятки раз. Однако приведенные результаты получены для бесконечно большой зоны расчета, в которой влияние граничных условий отсутствует.

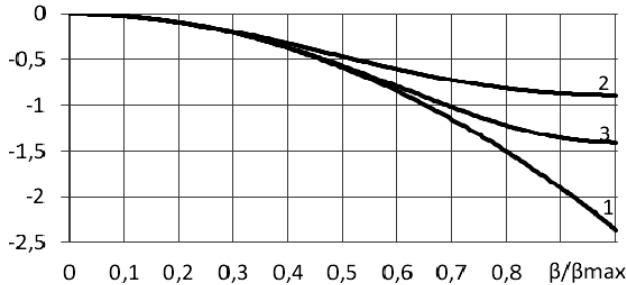


Рис. 1. Фазовые частотные характеристики при $\lambda/\Delta y = 10$; $\lambda/\Delta x = 30^\circ$:
1 – эталон; 2 – схема Кранка–Николсон; 3 – схема Кранка–Николсон с использованием нового весового коэффициента

При использовании **дискретного преобразования Фурье** также используется дискретная сетка. Из сути метода следует, что волна на входе является периодической и бесконечной в пространстве, что не соответствует реальным условиям и вносит дополнительные погрешности расчета. Спектр волны на шаге j отличается от спектра на шаге $j + 1$ на величину фазового набег, который зависит от угла распространения β . После учета величины фазового набег применяют обратное дискретное преобразование Фурье [2].

В описанном методе происходит умножение комплексной амплитуды p -й гармоники спектра на весовой коэффициент $\exp(-i\Delta kx(\beta_p)^2)$. Для уменьшения ошибки метода найдем новые значения коэффициентов для каждой p -й гармоники спектра путем проведения эталонного расчета в области, достаточно широкой по y для того, чтобы можно было считать ее безграничной. Для этого находится комплексная амплитуда этой p -й гармоники спектра эталонного сигнала на выходе, прошедшего расстояние Δx , при условии, что на входе имеется одна эта гармоника. Сравнение среднеквадратических ошибок метода при использовании традиционных коэффициентов и $\exp(-i\Delta kx(\beta_p)^2)$ и с новыми коэффициентами приведено на рис. 2.

$$K(\beta_j) = \begin{cases} \left(1 - \frac{x}{x_{\text{ВЫХ}}(\beta_j)}\right) \exp(-0,5ik\beta_j^2 \Delta x), & x < x_{\text{ВЫХ}}(\beta_j), \\ 0, & x \geq x_{\text{ВЫХ}}(\beta_j). \end{cases} \quad (5)$$

Аппроксимирующую функцию можно описать выражением

$$f(\beta) = \alpha + \sqrt{b + c \cdot \beta^2}. \quad (6)$$

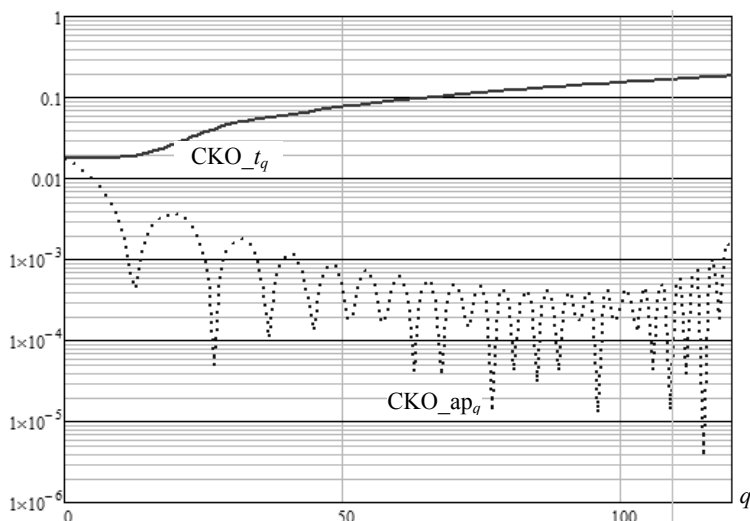


Рис. 2. Сравнение погрешностей среднеквадратических метода ДПФ (традиционный – сплошная линия; улучшенный – пунктирная линия)

Коэффициенты аппроксимирующей функции

	$\beta_{\max\Box} = 0,05$ рад				$\beta_{\max\Box} = 0,2$ рад			
	250	10000	10000	10000	250	250	10000	10000
x	250	1024	512	1024	250	250	512	1024
n	512	1024	1024	1024	512	1024	1024	1024
a	-0,061	-0,045	-0,145	-0,11	-0,115	-0,1	-0,22	-0,14
b	0,004	0,002	0,026	0,013	0,017	0,011	0,097	0,032
c	3	1	1400	350	10	4,2	3250	4500

В таблице n – количество шагов дискретизации по высоте; x – величина шага по дальности (в метрах).

Рассмотрены два численных метода, позволяющих спрогнозировать распространение радиоволн. Метод Кранка–Николсон имеет большую ошибку по фазе по сравнению с дискретным преобразованием Фурье, но не приводит к ошибке по амплитуде. Использование от-

личного от стандартного весового коэффициента, предложенного в данной работе, уменьшает фазовую ошибку схемы Кранка–Николсон в зоне малых углов до двух порядков.

При использовании дискретного преобразования Фурье в случаях, когда угол распространения волн не совпадает с углом дискретизации, возникают ошибки как по амплитуде, так и по фазе. Предложен простой способ вычисления коэффициентов передачи гармоник ряда Фурье для численного решения ПУ методом БПФ. При этом точность вычисления значений поля значительно увеличивается без изменения алгоритма вычисления и практически без всякого увеличения вычислительных затрат.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Levy M.* Parabolic equation methods for electromagnetic wave propagation // ИЕЕ. 2000. 336 р.
2. *Самарский А.А.* Введение в теорию разностных схем. Главная редакция физико-математической литературы изд-ва «Наука». М., 1971.

ИССЛЕДОВАНИЕ ЦЕЛОСТНОСТИ НАВИГАЦИОННОГО ПОЛЯ СИГНАЛОВ GPS ПРИ ПОМОЩИ ПРИЕМНИКА SIGE GN3S SAMPLER V3

Д.О. Королев, студент каф. РТС

Научный руководитель А.А. Мецержков, доцент каф. РТС

г. Томск, ТУСУР, korolyov.93@gmail.com

*Проект ГПО РТС-1403 «Разработка и изготовление аппаратуры
полезной нагрузки малого космического аппарата»*

Под целостностью навигационного поля (НП), в общем случае, понимают способность навигационной системы обнаруживать неточности в собственных показаниях, а также обеспечивать своевременное формирование и выдачу навигационной информации потребителю [1].

Целостность НП включает в себя такие характеристики как точность, доступность, целостность и непрерывность навигационных сигналов, которые должны быть гарантированы с высокой вероятностью для решения задач навигации. Эти характеристики определяются в основном параметрами навигационных сигналов, что определяет необходимость их контроля. Такой контроль осуществляют специализированной сложной и дорогостоящей аппаратурой контроля навигационных сигналов [2].

Целью данного сообщения является исследование возможности использования простого навигационного приемника GPS-сигналов SiGe GN3S Sampler v3 для контроля целостности НП.

Обзор литературы [3–5] позволяет говорить, что существует множество различных способов контроля целостности НП. Наиболее распространенными являются:

- внешний контроль целостности глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС);
- автономный контроль целостности;
- контроль на основе дифференциальной коррекции;
- контроль на основе анализа пеленгационных параметров навигационных космических аппаратов (НКА).

Однако существующие методы обладают рядом недостатков, основными из которых являются [6]:

- низкая помехозащищенность;
- значительные массогабаритные показатели;
- ограниченный перечень видов обнаруживаемых нарушений целостности НП;
- большое время, требуемое для принятия решения.

С целью исключения вышеприведенных недостатков проводится работа по модификации данных алгоритмов. Например, в [7] описывается имитационное моделирование модификации алгоритма автономного контроля целостности. Суть данной модификации состоит в привлечении дополнительных данных о НП от барометрического высотомера и установке величины порога, исходя из аномальных составляющих измерений. Такой подход позволяет ввести избыточность в принимаемые сигналы, тем самым точнее оценить необходимые навигационные параметры и избавиться от аномальных ошибок.

В результате подобных модификаций повышается контроль над навигационным полем, однако это усложняет алгоритм и увеличивает время обработки измерений. Еще одним недостатком подобной модификации является отсутствие «гибкости», т.е. возможности изменения алгоритма и параметров при обработке данных в процессе работы.

Приемник SiGe GN3S Sampler v3 является программным приемником, в котором принимаемая смесь сигналов GPS преобразуется в цифровой вид, сохраняется в файле данных и передается в память ЭВМ для дальнейшей обработки. Приемник имеет несколько режимов работы, отличающихся скоростью оцифровки принимаемых данных. Различная частота оцифровки смеси сигналов позволяет в дальнейшем исследовать ее влияние на целостность НП, скорость обработки данных, а также на количество обнаруживаемых спутников. Краткое описание технических характеристик и внешний вид приемника приведены в [8, 9].

Обработка принятых данных происходит в программе на ЭВМ. В качестве примера использовался программный пакет Matlab. В процес-

се обработки производится поиск сигналов спутников GPS по частоте и времени приема, оцениваются их несущая частота и фаза C/A – кода. Определяется число используемых каналов и начинается слежение за основными параметрами сигналов, определяются границы битов, происходит декодирование навигационных данных. По этим данным программа ведет сопровождение найденных спутников. На следующем этапе обработки определяются преамбулы сигналов, время их передачи и оцениваются псевдодалности. В результате работы программы вычисляются координаты антенны приемника в заданной системе координат. Данный алгоритм работы описывается блок-схемой (рис. 1).

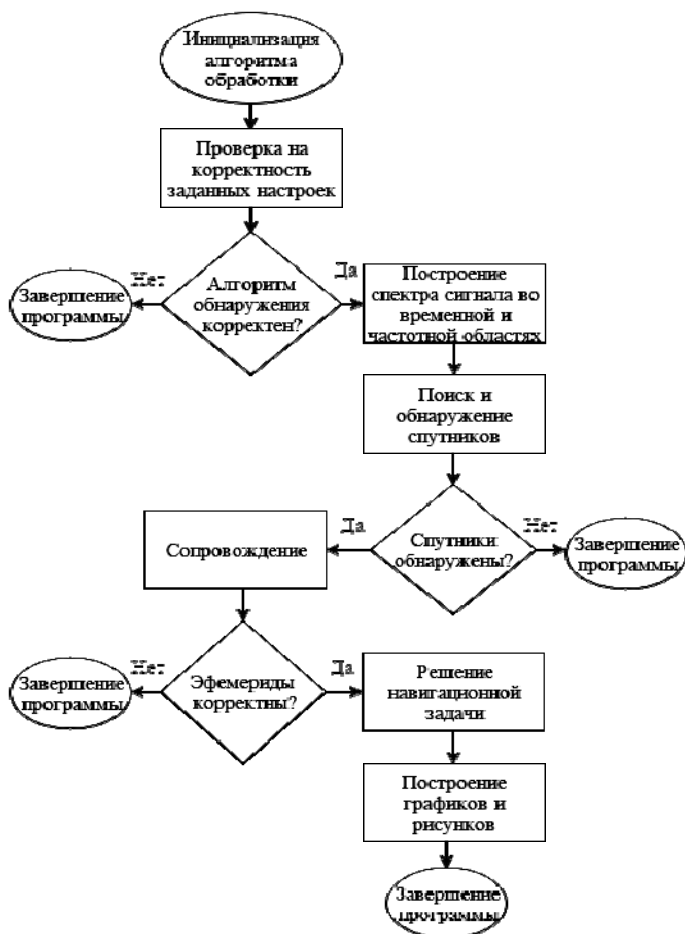


Рис. 1. Блок схема работы программы

Программа позволяет анализировать НП по следующим параметрам сигнала:

- спектр принимаемого сигнала во временной и частотной области;
- расстояние между ячейками поиска сигнала – бины [10];
- биты навигационного сообщения;
- квадратуры сигнала;
- корреляционная функция сигнала;
- функции фазового и временного дискриминатора;
- оценка местоположения антенны приемника;
- положение КА относительно антенны приемника.

В качестве примера на рис. 2 представлены гистограммы принимаемых сигналов от видимых спутников GPS, полученных по результатам анализа записанных данных. КА считается обнаруженным только в том случае, если происходит превышение установленного порога обнаружения. От количества спутников зависит избыточность навигационной информации, по которой происходит оценка целостности НП.

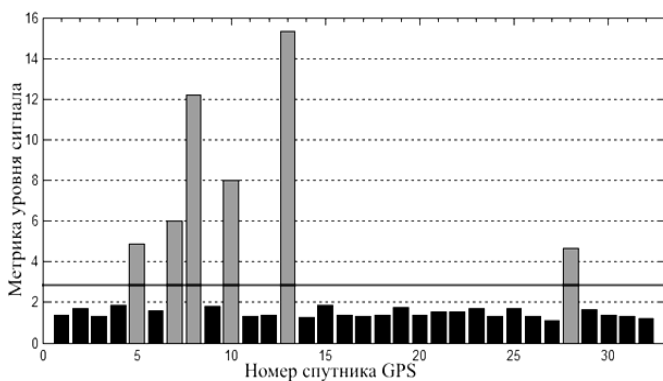


Рис. 2. Гистограмма уровня принимаемых сигналов со спутников GPS

Поскольку нет необходимости привязываться к оборудованию приема сигналов, возможно реализовать различные модификации существующих алгоритмов, изменяя программу. При этом скорость обработки данных будет ограничена только быстродействием ЭВМ.

Заключение. Программный приемник SiGe GN3S Sampler v3 является универсальным оборудованием для приема навигационных сигналов от спутников GPS. Программная обработка этих данных позволяет спрогнозировать возможность оперативной выдачи и точность навигационной информации. Универсальность приемника позволяет использовать его для решения широкого спектра задач, в том числе для контроля целостности НП.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Технические* требования на бортовое оборудование ГНСС как основное средство навигации ред. 1. Федеральная авиационная служба России.
2. Головин М.К., Лопатко О.Е. и др. Аппаратура контроля навигационного поля ГНСС // Вестник СибГАУ. 2013. №6. С. 31–38.
3. Дворкин В.В. и др. Перспективный высокоточный комплекс функционального дополнения глобальных навигационных спутниковых систем на базе системы дифференциальной коррекции и мониторинга // Успехи современной радиоэлектроники. 2013. № 1. С. 23–31.
4. Кульнев В., Михайлов С. Анализ направлений и состояния разработок функциональных дополнений к спутниковым радионавигационным системам // Беспроводные технологии. 2006. № 3. С. 61–69.
5. Астапов А.Н. Бортовой контроль целостности измеренных псевдодальностей с учетом негативного влияния случайных и систематических погрешностей // В мире научных открытий. 2014. № 6.1. С. 481–496.
6. Pullen S., Park Y.S., Enge P. Impact and mitigation of ionospheric anomalies on ground based augmentation of GNSS // Radio Science. 2009. Т. 44, № 1.
7. Веремеенко К.К., Зимин Р.Ю. Целостность навигационного поля // Наука. Навигационное поле. 2009. № 4.
8. Фирсов В.В., Кустов А.С. Использование сигналов системы GPS при проведении экспериментов в пассивных системах радиомониторинга // Доклады Томского гос. университета систем управления и радиоэлектроники. Томск: В-Спектр, 2013. № 1, ч. 1. С. 13–15.
9. SiGe GN3S Sampler v3 [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.sparkfun.com/products/retired/10981> (дата обращения: 25.02.2016).
10. Михайлов Н.В., Чистяков В.В. Методы поиска сигналов спутниковых навигационных систем в приемниках космического базирования, комбинированный поиск // Гироскопия и навигация. 2013. № 4, ч. 1. С. 60–71.

АДАПТАЦИЯ ОПОРНОГО СИГНАЛА КОРРЕЛЯТОРА К РАССОГЛАСОВАНИЮ В ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ ПРИ КАЛИБРОВКЕ ИМИТАТОРОВ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

Н.М. Крат, аспирант каф. РТС, инженер АО «ИСС»

им. ак. М.Ф. Решетнева, г. Железногорск

*Научный руководитель А.А. Савин, с.н.с. НИИ РТС ТУСУРа, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, nik54312007@yandex.ru*

При калибровке имитаторов навигационных сигналов (НС) имеет место рассогласование в линии передачи ВЧ-сигнала. Отраженный сигнал, вызываемый рассогласованием, приводит к увеличению систематической погрешности оценки кодовой задержки в анализаторе

НС. Предлагается способ обработки сигнала, позволяющий уменьшить указанную систематическую погрешность. При этом оценка задержки НС, полученная в анализаторе, будет ближе к истинному её значению, формируемому имитатором. Способ заключается в применении для расчета корреляционной функции (КФ) опорного сигнала, учитывающего параметры отражения. Проведена оценка точности предложенного способа.

Систематическая погрешность оценки кодовой задержки, вызываемая отраженным сигналом, может достигать сотен пикосекунд [1, 2]. Такие погрешности необходимо учитывать при калибровке имитаторов НС. Кодовая задержка определяется как положение максимума КФ, при расчете которой в качестве опорного сигнала выступает дальномерный код имитируемого НС (стандартный метод).

Модуль КФ при наличии отраженного сигнала описывается следующим выражением:

$$|K_{\Sigma}(\tau)| \approx |K_0(\tau)| + |K_0(\tau - \Delta t)| |\Gamma| \cos(\varphi_{KO} - 2\pi f_0 \Delta t), \quad (1)$$

где τ – задержка опорного сигнала коррелятора по отношению к его входному сигналу; $|K_{\Sigma}(\tau)|$ – модуль взаимокорреляционной функции дальномерного кода имитируемого НС и сигнала, фактически присутствующего на входе анализатора НС; $|K_0(\tau)|$ – модуль автокорреляционной функции дальномерного кода имитируемого НС; Δt , $|\Gamma|$, φ_{KO} – задержка отраженного сигнала по отношению к прямому, модуль и фаза комплексного коэффициента отражения соответственно (три параметра отражения).

В выражении (1) второе слагаемое представляет собой масштабированную копию КФ, запаздывающую во времени на величину Δt . Его наличие приводит к систематической погрешности оценки задержки, т.е. к смещению «центра тяжести» КФ.

Уменьшить систематическую погрешность можно, например, внеся в выражение (1) дополнительное (компенсирующее) слагаемое вида $|K_0(\tau + \Delta t)| |\Gamma| \cos(\varphi_{KO} - 2\pi f_0 \Delta t)$: в силу симметричности $|K_0(\tau)|$ относительно максимума дополнительное слагаемое вызовет эффект, противоположный эффекту, вызванному вторым слагаемым в выражении (1). Получить КФ, учитывающую наличие компенсирующего слагаемого, можно, если в качестве опорного сигнала коррелятора для расчета КФ использовать сигнал следующего вида:

$$s_{\text{оп}}(\tau) = s_0(\tau) + \Gamma \cdot \exp(-j2\pi f_0 \Delta t) \cdot s_0(\tau - \Delta t), \quad (2)$$

где s_0 – дальномерный код имитируемого навигационного сигнала; $s_{\text{оп}}$ – опорный сигнал коррелятора, учитывающий параметры отраже-

ния; j – мнимая единица; f_0 – значение несущей частоты имитируемого навигационного сигнала.

Качественно оценка задержки по КФ, рассчитанной с применением опорного сигнала (2), будет ближе к истинному значению, чем оценка по КФ (1), так как при расчете первой используется дополнительная информация о факторе, искажающем входной сигнал.

Для количественного сравнения систематических погрешностей оценки задержки стандартным и предложенным методами корреляционной обработки НС было проведено моделирование. Моделирование показало, что систематическая погрешность оценки задержки для стандартного метода не превышает 60 пс, а для предложенного – 0,05 пс (при значениях $\Gamma = 0,003$ и $\Delta t = 20$ нс, которые полагались известными без погрешности, для сигнала ГЛОНАСС L1OF [3]). Таким образом, систематическая погрешность практически полностью исключается при использовании для расчета КФ выражения (2).

Закключение. Предложенный метод позволяет уменьшить систематическую погрешность оценки задержки имитируемого НС в присутствии отражения по сравнению со стандартным методом на несколько порядков. Недостаток данного метода состоит в том, что для его применения необходимо как можно более точно знать величины комплексного коэффициента отражения и задержки отраженного сигнала по отношению к прямому. В дальнейшем следует оценить, как погрешности знания параметров отражения будут влиять на точность предложенного метода.

Для того чтобы определить реализуемость данного метода, необходимо оценить, насколько стабильно значение комплексного коэффициента отражения при пересборке стенда для калибровки и достижимую точность оценки параметров отражения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Savin A.A. An Adaptive Estimation Algorithm for GNSS Simulators Calibration by Using the Least Mean Squares Method // 2nd IEEE International Workshop on Metrology for Aerospace ed., MAS-2015. Benevento, Italy, 2015. P. 1–5.
2. Крам Н.М. Моделирование корреляционной обработки навигационного сигнала при наличии одиночного отражения с постоянными параметрами. Решетневские чтения: материалы XIX Междунар. науч.-практ. конф., посвящ. 55-летию Сиб. гос. аэрокосмич. ун-та им. ак. М.Ф. Решетнева (10–14 ноября 2015, г. Красноярск): в 2 ч. / под общ. ред. Ю.Ю. Логинова; Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. Красноярск, 2015. Ч. 1. С. 236–238.
3. Глобальная навигационная спутниковая система ГЛОНАСС (Интерфейсный контрольный документ, пятая редакция). М.: Координационный научно-информационный центр Российской Федерации, 2008. 74 с.

БЫСТРАЯ КАЛИБРОВКА РАДИОЧАСТОТНОГО ТРАКТА ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК В РАБОЧЕМ РЕЖИМЕ

А.В. Плучевский, аспирант, Г.П. Бабур, н.с. каф. ТОР, к.т.н.

Научный руководитель А.А. Гельцер, доцент каф. ТОР, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, pluch_andry@gmail.com

На сегодняшний день потребность в использовании фазированных антенных решеток (ФАР) сильно возросла [1]. А для корректного формирования луча в ФАР необходимо точно задавать значения комплексного коэффициента передачи (КП) в каналах [1–3].

В идеальном случае комплексные КП радиочастотных трактов каждого канала ФАР известны, постоянны во времени и равны друг другу либо известен закон, по которому они изменяются. Но в реальном случае комплексные КП каналов отклоняются от идеального значения, а также могут изменяться во времени и в общем случае оказываются неравными от канала к каналу.

Поэтому комплексные КП каналов ФАР определяются в процессе калибровки [2, 4]. Под калибровкой мы понимаем определение начального комплексного КП для последующего использования в алгоритмах формирования луча. На практике комплексные КП измеряются непосредственно или вычисляются косвенными методами измерений [3].

Существуют различные методы калибровки ФАР [3, 5, 6]. Однако, они в основном реализуются не в рабочем режиме (когда в один момент времени включен только один канал ФАР) либо являются сложными в реализации и затратными по времени. Поэтому появляется необходимость в разработке нового эффективного метода калибровки КП РЧ трактов ФАР. Предлагаемый метод калибровки является очень быстрым (реализуется по одному импульсу) и разработан для проведения калибровки в рабочем режиме, то есть с учетом взаимного влияния каналов [4]. Метод предназначен для РЛС с узкополосным зондирующим сигналом и сжатием.

Предлагаемый метод калибровки. Суть метода заключается в том, что в каждый канал вводится относительно небольшая временная задержка Δt , кратная порядковому номеру канала, т.е. в процессе калибровки в сигнал, подаваемый с генератора и проходящий по n -му тракту, $s_n(t)$ добавляется временной сдвиг $\Delta t \cdot (n-1)$. Далее после суммирования сигналов с помощью корреляционного приемника удастся выделить в каждом канале комплексный КП $\dot{K} = Ae^{j\varphi}$, который определяется коэффициентом передачи A и фазовым сдвигом φ .

Основное требование к сигналу $s(t)$: его автокорреляционная функция (АКФ_s) должна иметь выраженный пик и низкий уровень боковых лепестков, для того чтобы разделить сигналы после сжатия и выделить энергию сигнала из свертки суммы сигналов каждого канала. Такими сигналами могут быть: сигнал с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), сигнал с нелинейной частотной модуляцией (НЛЧМ), фазокодоманипулированный (ФКМ) сигнал и шумоподобный сигнал.

Формула (1) описывает сигнал на выходе сумматора (рис. 1), в которой $A_n e^{j\varphi_n}$ это комплексный КП n -го РЧ тракта ФАР:

$$s_{\text{sum}}(t) = \sum_{n=1}^N A_n e^{j\varphi_n} (s(t - (n-1)\Delta t)), \quad (1)$$

где N – количество каналов; n – порядковый номер канала.

Формула (2) описывает сигнал на выходе согласованного фильтра, который имеет вид суммы взвешенных автокорреляционных функций сигнала $s(t)$:

$$s_{\text{сф}}(\tau) = \sum_{n=1}^N \hat{K}_n \cdot ACF_s(\tau - (n-1)\Delta t). \quad (2)$$

Так как сигнал содержит зависимость от коэффициентов $\hat{K}$ в моменты времени $\tau = (n-1) \cdot \Delta t$, то из формулы (2) можем записать извлекаемые оценки комплексных КП:

$$\hat{K}_n = s_{\text{сф}}((n-1)\Delta t). \quad (3)$$

Процесс калибровки проходит следующим образом. Собирается измерительная установка, определяются параметры сигнала $s(t)$ и задержки Δt , затем измеряются N комплексных величин $\hat{K}_n$ [формула (3)], после этого все комплексные КП приводятся к идеальному единичному значению.

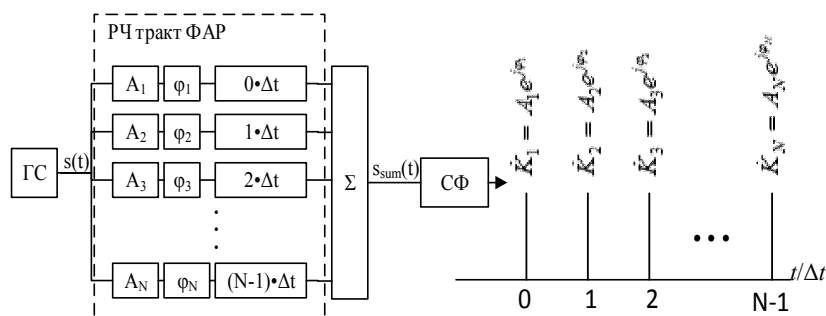


Рис. 1. Схема проведения калибровки

Теория ФАР зачастую рассматривает временные и частотные сдвиги в пересчете на фазу. Поэтому оценим влияние вводимых задержек на фазы сигналов. Фазовый сдвиг на частоте f , определяемый задержкой Δt , может быть записан как $\Delta\varphi = 2\pi f\Delta t$. Поскольку частота зондирующего сигнала изменяется в пределах Δf , то $\Delta\varphi = 2\pi$. Таким образом, относительный сдвиг по времени Δt , введенный в каналы ФАР, добавляет к сигналам фазовый сдвиг, равный или кратный 2π . Поэтому вводимые задержки не влияют на комплексные КП $\dot{K}$, которые должны быть оценены в процессе калибровки [5].

Результаты моделирования. Для проверки метода использовалась следующая модель ФАР: кол-во каналов $N = 8$, полоса сигнала $\Delta f = 50$ МГц, несущая частота 10 ГГц, длительность импульса 1 мкс. Сигналы нормируются относительно пика АКФ $s(t)$. В соответствии с предлагаемым методом калибровки полоса сигнала определяет относительную временную задержку $\Delta t = 20$ нс. На рис. 2, *а* изображено абсолютное значение сигнала выходе согласованного фильтра (СФ) до компенсации КП в каналах ФАР. Сигнал имеет вид N пиков, которые соответствуют N значениям комплексных КП РЧ трактов ФАР. На рис. 2, *б* изображено абсолютное значение сигнала на выходе согласованного фильтра после компенсации отклонений комплексных КП. Как видно, после калибровки комплексные КП удастся выровнять.

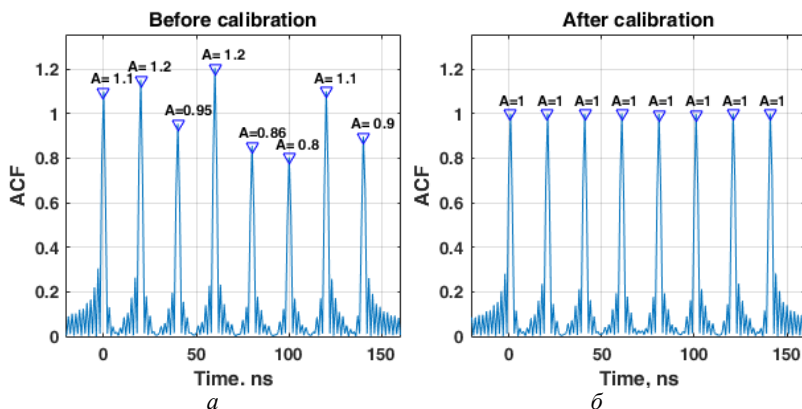


Рис. 2. Оценки КП РЧ трактов ФАР: *а* – до калибровки, *б* – после калибровки

Закключение. В данной работе представлен быстрый метод калибровки РЧ трактов ФАР в рабочем режиме, реализуемый по одному зондирующему импульсу. Описана математическая модель. Эффективность предложенного метода подтверждена результатами моделирования.

Данная работа частично выполнена при поддержке проекта 8.909.2014/К, финансируемого Министерством образования и науки Российской Федерации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Долгачев А.В. Алгоритмы управления амплитудно-фазовым распределением АФАР // Фазотрон. 2006. № 4. С. 18.
2. Van Trees H.L. Detection, estimation, and modulation theory, optimum array processing. John Wiley & Sons, 2004.
3. Коротецкий Е.В., Шитиков А.М., Денисенко В.В. Методы калибровки фазированных антенных решеток // Радиотехника. 2013. № 5. С. 95.
4. Андросов В.А., Епатко И.В., Криштопов А.В. Автоматизированный комплекс измерения характеристик антенн по ближней зоне // Авионика 2002–2004–2005. 462 с.
5. Babur G., Aubry P., Le Chevalier F. Simple transmit diversity technique for phased array radar // IET Radar, Sonar & Navigation. 2016.
6. Бондарик А.В., Шитиков А.М., Шубов А.Г. Опыт использования поэлементных методов МТЕ и REV для калибровки многоканальных фазированных антенных решеток // Антенны. 2005. № 1. С. 92.

ИНЕРЦИАЛЬНЫЕ НАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ. ОБЗОР И ПОСТРОЕНИЕ СОВРЕМЕННЫХ ИНЕРЦИАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ

П.А. Полянских, Е.С. Паскаль, аспиранты каф. РТС

Научный руководитель Г.С. Шарыгин, проф. каф. РТС, д.т.н.

г. Томск, TUSCP, polyanskix@gmail.com, evgeniapascal@gmail.com

В статье рассмотрены основные принципы работы инерциальных навигационных систем (ИНС). Даны краткие математические описания происходящих процессов. Приведен краткий обзор способов комплексования ИНС с системами радионавигации, используемыми в современных системах.

Научно-технический прогресс позволил человеку получать информацию о своем местоположении в пространстве с высокой точностью. Наиболее применяемой системой навигации стала система спутниковой радионавигации. Но очевидно, что не единственной. Существует великое множество систем навигации: спутниковая радионавигация, радионавигация, инерциальная, навигация по небесным телам и т.д. У каждой системы есть свои достоинства и недостатки. Однако из всех навигационных систем только инерциальные навигационные системы (ИНС) могут отвечать наиболее важным требованиям, таким как полная автономность (не требуется источника внешнего сигнала), универсальность (позволяет использовать систему в составе различных

комплексов), а также возможность работы при наличии естественных и искусственных помех. Применительно к космическим и летательным аппаратам ИНС позволяют определять не только текущее положение объекта, но и его отклонения от заданной системы координат. Помимо этого, ИНС позволяют вычислять необходимые в воздухоплавании углы крена, рысканья и тангажа [1].

Все ИНС можно поделить на два больших класса: платформенные и бесплатформенные ИНС. Основное отличие этих классов кроется в их названиях. В случае платформенной ИНС основным элементом системы является гиросtabilизированная платформа (ГСП), которая постоянно поддерживает заданное положение. А измерительные датчики-акселерометры устанавливаются непосредственно на ГСП. Именно ГСП является основным недостатком систем этого класса, так как представляет собой сложное механическое устройство. Недостатков, связанных с ГСП, лишены бесплатформенные ИНС (БИНС) [4]. В БИНС датчики могут быть установлены непосредственно на борту объекта, а в качестве ГСП выступает математическое моделирование заданной системы координат.

Принцип работы ИНС основан на вычислении вектора ускорения центра масс объекта при помощи датчиков-акселерометров [2].

Подробнее рассмотрим с математической точки зрения принцип работы ИНС. Для этого на выбранную плоскость наложим декартову систему координат OXY и запишем скорость в дифференциальном виде

$$v_x = \frac{dx}{dt}.$$

Затем, применив определение ускорения, получим

$$\alpha_x = \frac{dv_x}{dt}.$$

Применив операцию интегрирования, получим

$$v_x = v_{0x} + \int_0^t \alpha_x dt.$$

Проведя второе интегрирование, получим уравнения для определения координат на плоскости

$$x = x_0 + v_{0x}t + \int_0^t \int_0^t \alpha_x dt dt, \quad y = y_0 + v_{0y}t + \int_0^t \int_0^t \alpha_y dt dt.$$

Для того чтобы улучшить характеристики и уменьшить недостатки систем, используют объединение нескольких навигационных систем в одну – комплексированную навигационную систему. Наиболее популярным является комплексирование спутниковых радионавигаци-

онных систем (СРНС) и ИНС [2]. При комплексировании этих систем есть возможность увеличить точность определения координат путем внесения поправок из одной системы в другую. Принято подразделять способы комплексирования на 4 класса.

1. Разомкнутая.
2. Слабосвязанная.
3. Тесносвязанная.
4. Глубокоинтегрированная.

Наиболее простой схемой комплексирования ИНС и навигационной аппаратуры потребителя (НАП) СРНС является коррекция данных ИНС с использованием оценок навигационных параметров, сформированных в НАП (класс разомкнутых).

Отличительной особенностью систем класса слабосвязанных является то, что в них не затрагиваются блоки первичной обработки сигнала, поэтому такие системы еще называют системами с комплексированием на вторичном уровне.

Ключевой особенностью тесносвязанной схемы является ввод оценок $X_{\text{инс},k}$ в блок первичной обработки сигнала, эту схему называют также системой с комплексированием на первичном уровне.

Особенностью глубокоинтегрированной схемы является то, что на выходе могут быть использованы как оценки навигационного параметра $Y_{\text{нп},k}$, так и оценки радионавигационного параметра $Y_{\text{рнп},k}$. Несмотря на то, что существует несколько способов комплексирования, наиболее востребованным является слабосвязанный, схема которого представлена на рис. 1.

Реальную систему можно построить по схеме, изображенной на рис. 2 [1–3].

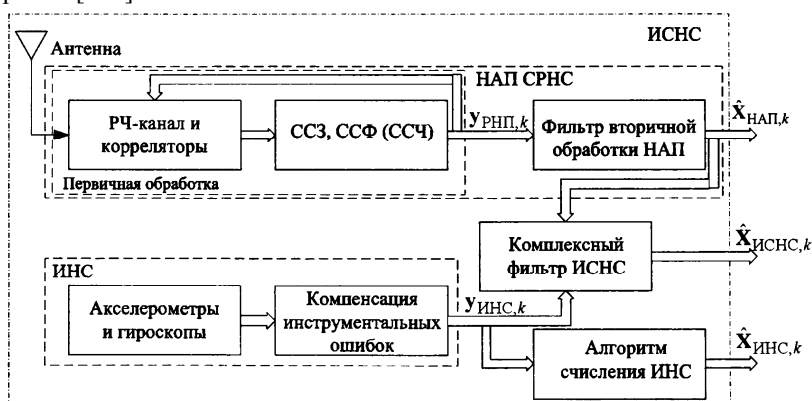


Рис. 1. Схема ИСНС с комплексированием на вторичном уровне с использованием оценок координат НАП СРНС

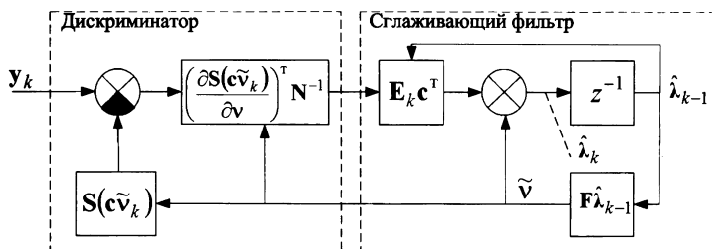


Рис. 2. Схема комплексной системы фильтрации на вторичном уровне

Заключение. При огромном разнообразии систем навигации, которые могут быть использованы самостоятельно или интегрированы в одну систему, наиболее широкое применение получила именно интеграция ИНС и СРНС. Интеграция этих систем позволила получить систему, способную работать автономно, быть универсальной и повысить точность определения координат. Комплексирование навигационных систем получило широкую популярность, что позволяет получить новые результаты при их совершенствовании. Математический аппарат, с использованием которого построены системы, позволяет проводить моделирование и исследование систем аналитически.

ЛИТЕРАТУРА

1. Матвеев В.В. Инерциальные навигационные системы: учеб. пособие. Изд-во ТулГУ, 2012. 199 с.
2. Бакитько Р.В., Болденков Е.Н., Булавский Н.Т. и др. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. 4-е изд., перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2010. 800 с.
3. Дмитриев С.П., Степанов О.А., Кошаев Д.А. Исследование способов комплексирования данных при построении инерциально-спутниковых систем: Сборник статей и докладов; под ред. В.Г. Пешехонова. СПб.: ЦНИИ «Электроприбор», 2001.
4. Соколов С.В., Погорелов В.А. Основы синтеза многоструктурных бесплатформенных навигационных систем / Под ред. В.А. Погорелова. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2009. 184 с.
5. Челноков Ю.Н. Кватернионные и бикватернионные модели и методы механики твердого тела и их приложения. Геометрия и кинематика движения. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2006. 512 с.
6. Richard E. Philips, George T. Schmidt. GPS/INS Integration/ AGARD Lecture Series 207 // System Implementation and Innovative of Satellite Navigation. 1996. P. 9.1–9.18.
7. Фу К., Гонсалес Р., Ли К. Робототехника. М.: Мир, 1989. 624 с.
8. Фролов В.С. Радиоинерциальные системы наведения. М.: Советское радио, 1976. 184 с.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПРИЕМНОЙ ЧАСТИ МАЛОГО КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА СИСТЕМЫ РАДИОМОНИТОРИНГА

***Е.А. Тюфякин, Д.В. Рязанцев, И.В. Крюков,
Н.А. Селезнев, студенты каф. РТС***

*Научный руководитель А.А. Мещеряков, доцент каф. РТС, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, metacodeine@gmail.com*

*Проект ГПО РТС-1402 «Пространственно распределенная
многоцелевая система радиомониторинга на базе группировки малых
космических аппаратов с модульной структурой полезной нагрузки»*

На сегодняшний день во всем мире наблюдается тенденция стремительного прогресса в области развития и использования малых космических аппаратов (МКА) как военного, и гражданского назначения. Особый интерес представляет создание специфических орбитальных группировок, направленных на решение конкретных задач. Одной из таких задач в настоящее время является оперативное обнаружение источников радиоизлучения (ИРИ) и определение их местоположения (например, в процессе поиска терпящих бедствия самолетов и кораблей и т.п.) [1].

Для приема излучения ИРИ необходимо организовать многочастотный прием радиоизлучения очень слабых сигналов. Эту задачу решает бортовой приемник космического аппарата с антенным устройством, вместе которых образуют входной канал [2].

Целью данного сообщения является построение приемной части малого космического аппарата, удовлетворяющего оптимальным условиям точности приема, обнаружения сигналов и габаритам.

Задачи радиомониторинга решаются путем анализа сигнала ИРИ с помощью совокупности подсистем, входящих в приемную систему.

Функциями данных подсистем могут быть поиск источников радиоизлучений, обнаружение, селекция, классификация и оценка информативных параметров сигналов.

Подсистема обнаружения представлена совокупностью трех подсистем: входного канала (ВК), системы измерения (СИ) и устройства управления (УУ). Обобщенная схема системы обнаружения представлена на рис. 1.

Входной канал, состоящий из антенного устройства и приемного устройства, предназначен для поиска и селекции сигналов по пространству и частоте, усиления, преобразования частоты и нормирования сигналов по уровню. Система измерения представляет собой блок первичной обработки сигнала, где происходит процесс обнаружения, классификации сигнала, измерения информационных параметров.

Устройство управления управляет режимом функционирования системы обнаружения.

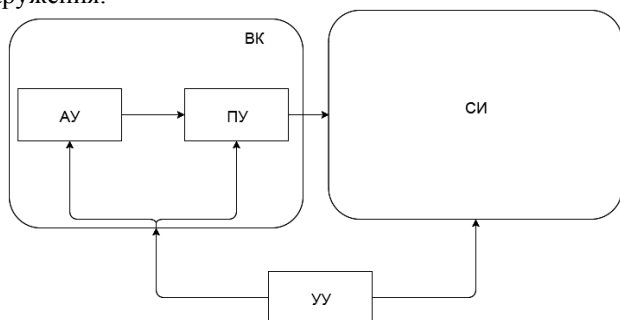


Рис. 1. Структурная схема системы обнаружения

Антенное устройство представляет собой две спиральные антенны левой и правой круговой поляризации, подключенные через малошумящие усилители к суммирующему устройству. Архитектура приемного устройства разрабатывалась для приема сигнала в частотном диапазоне 2–12 ГГц.

В качестве приемного устройства используется беспойсковый приемник многоканального типа.

Структурная схема входной части приемника представлена на рис. 2. Приемник состоит из общей высокочастотной (ВЧ) части, гетеродина и смесителя, преобразующих входные сигналы в область промежуточных частот. Далее диапазон промежуточных частот разделяется системой фильтров на ряд элементарных поддиапазонов шириной 1 ГГц, а затем параллельно для канала каждого поддиапазона осуществляются стандартные операции усиления на ПЧ, детектирования и усиления низкочастотных сигналов. Схема регистрации (Р) проводит обнаружение сигналов на выходе каждого канала и регистрацию частоты обнаруженных сигналов.

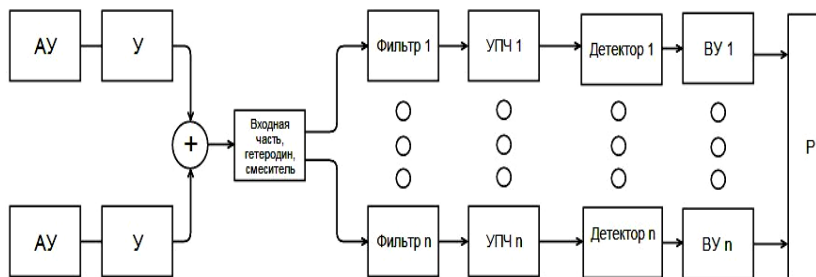


Рис. 2. Структурная схема входной части приемника

В результате на основе анализа различных моделей приемной части малого космического аппарата была предложена одна из архитектур, удовлетворяющая задачам приема радиоизлучения в заданном диапазоне частот.

ЛИТЕРАТУРА

1. Селезнев Н.А., Рязанцев Д.В. Описание Служебной платформы для многофункциональной кластерной системы на базу малых космических аппаратов [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://storage.tusur.ru/files/36444/RTS-1402_Ryazantsev.pdf (дата обращения: 01.01.2013).

2. Бакулев П.А., Сосновский А.А. Радионавигационные системы. М.: Радиотехника, 2011. 267 с.

ЗАДАЧА СОВМЕСТНОЙ ОЦЕНКИ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ПАРАМЕТРА СИГНАЛА СРНС В КОГЕРЕНТНОМ РЕЖИМЕ

**В.В. Шаврин, В.А. Филимонов, А.С. Конаков,
А.П. Кравец, аспиранты каф. РТС**

*Научный руководитель В.И. Тисленко, проф. каф. РТС, д.т.н.
г. Томск, ТУСУР, svv281088@gmail.com*

Для решения навигационной задачи по сигналам СРНС применяются псевдодальномерный и псевдоскоростной методы. Для реализации этих методов необходимо формировать оценки радионавигационных параметров (РНП) сигналов СРНС: τ – псевдозадержка, f_d – псевдо доплеровское смещение частоты и φ – фаза сигнала. Данные оценки формируются в блоке слежения [1, 2].

Для синтеза субоптимального фильтра слежения (СФС) необходимо знать уровень энергетического параметра q_{C/N_0} на входе приёмника [1, 2]. Существует несколько способов оценки этого неинформативного параметра радиосигнала [3, 4], однако все они реализуются при пакетной обработке отсчётов на выходе корреляторов на некотором интервале времени, начало которого соответствует окончанию переходных процессов в блоке оценки РНП. При этом данный блок формирует оценки РНП при некотором априорно заданном значении параметра q_{C/N_0} , что в ряде случаев приводит к расходимости процесса фильтрации РНП. Более корректным является введение расширенного вектора состояния, состоящего из РНП и параметра q_{C/N_0} , с последующим формированием совместных оценок [5].

Постановка задачи и результаты. В этой работе автор использует алгоритм расширенного фильтра Калмана. Однако в отличие от [5] используется иной набор наблюдений и обработка выполняется в фильтре на основе УТ-преобразование (unscented transformation) [6].

Таким образом, в СФС формируются совместные оценки информативных параметров радиосигнала и неизвестного неинформативного параметра q_{C/N_0} и обеспечивается более эффективный режим накопления. Вектор состояния системы при таком подходе запишется:

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) \equiv \dot{\tau}(t) = -\frac{f_D(t)}{f_0}; \\ \dot{x}_2(t) \equiv \dot{\phi}(t) = 2\pi f_D(t); \\ \dot{x}_3(t) \equiv \dot{f}_D(t) = v(t); \\ \dot{x}_4(t) \equiv \dot{v}(t) = n(t); \\ \dot{x}_5(t) \equiv \dot{q}(t) = w(t), \end{cases}$$

где $\tau(t)$ – псевдозадержка; $f_D(t)$ – псевдочастота Доплера; $\phi(t)$ – фаза; $v(t)$ – скорость изменения частоты Доплера; $n(t)$ – белый гауссовский шум состояния по ускорению для частоты Доплера со спектральной плотностью мощности S_n ; f_0 – несущая частота; $q(t)$ – энергетический потенциал принимаемого сигнала; $w(t)$ – белый гауссовский шум по параметру q_{C/N_0} со спектральной плотностью мощности S_q .

Следящий фильтр формирует квазиоптимальные байесовские оценки. В качестве наблюдений для фильтра используются точные (P), ранние (E) и поздние (L) синфазные $I_{P,E,L}(\varepsilon_\tau, \varepsilon_\omega, \varepsilon_\phi)$ и квадратурные $Q_{P,E,L}(\varepsilon_\tau, \varepsilon_\omega, \varepsilon_\phi)$ компоненты корреляционной функции на выходах блоков корреляторов [1].

На рис. 1 приведён пример оценки энергетического параметра сигнала ГЛОНАСС, принимаемого на борту космического аппарата (КА), находящегося на высокоэллиптической орбите (ВЭО). Моделирование проводилось при условии когерентного режима работы с временем накопления 1 мс. Навигационное сообщение считается декодированным.

В результате работы синтезирована СС, осуществляющая совместную оценку информативных радионавигационных параметров τ , f_D , ϕ и уровня энергетического параметра сигнала q_{C/N_0} . При этом оценка q_{C/N_0} происходит одновременно с оценкой параметров, что позволяет говорить о субоптимальности данной СС по сравнению с

традиционными схемами слежения за РНП. В установившемся режиме СКП оценки q_{C/N_0} составляют 0,3 дБ-Гц при истинном значении $q_{C/N_0}^{\text{Ист}} = 25$ дБ-Гц, 1 мс когерентного накопления и $Sq = 0,05$ (дБ-Гц)²/с. СКП оценки псевдозадержки при этом составляет 12 нс, а частоты Доплера – 0,09 Гц. Более полные результаты по свойствам оценок РНП приведены в [7].

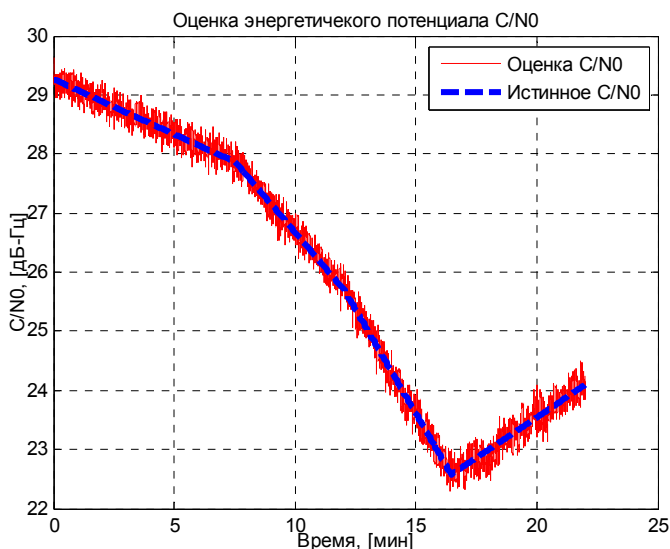


Рис. 1. Пример оценки энергетического параметра для КА на ВЭО

Работа выполнена в рамках проекта ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технического комплекса России на 2014–2020 годы», соглашение № 14.574.21.0101 (уникальный идентификатор RFMEFI57414X0101).

ЛИТЕРАТУРА

1. Бакитько Р.В. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Р.В. Бакитько, Е.Н. Болденков, В.Н. Харисов, А.И. Перов и др. / под ред. Р.В. Бакитько А.И. Перова, В.Н. Харисова. 4-е изд. перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2010. 800 с.
2. Kaplan E. Understanding GPS: principles and applications / E. Kaplan, C. Hegarty. 2nd ed. 2006. 723 p.
3. GNSS solutions: Carrier-to-noise algorithms / M. Petovello, E. Falletti, M. Pini, M. Fantino // Inside GNSS. 2010. January/february. P. 20–27.

4. *Muthuraman K.* C/N0 Estimation for Modernized GNSS Signals: Theoretical Bounds and a Novel Iterative Estimator / K. Muthuraman, D. Borio // Navigation: Journal of The Institute of Navigation. 2010. Vol. 57, № 4. P. 309–323.

5. *Psiaki M.L.* Extended Kalman Filter Methods for Tracking Weak GPS Signals / M.L. Psiaki, H. Jung – Pottland: ION GPS, USA, 2002. P. 2539–2553.

6. *Merwe R.* Sigma-Point Kalman Filters for Probabilistic Inference in Dynamic State-Space Models – PhD Thesis, 2004. 397 p.

7. Навигация и управление движением: сб. тр. XVIII конф. молодых учёных / АО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор». Санкт-Петербург, 2016. Март.

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ СИНТЕЗАТОР ЧАСТОТЫ ДИАПАЗОНА СВЧ С БЫСТРОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ НА ОСНОВЕ ПРЯМОГО ЦИФРОВОГО СИНТЕЗА

А.С. Водянов, магистрант каф. ТОР

Научный руководитель А.Ю. Абраменко, ассистент каф. ТОР, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, vodyanov.as@micran.ru

Современные широкополосные синтезаторы частот, получившие широкое распространение на рынке радиоизмерительной аппаратуры, построены на основе прямого цифрового синтеза с использованием петли фазовой автоподстройки частоты (рис. 1).

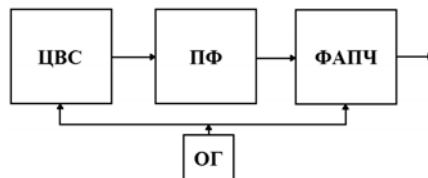


Рис. 1. Синтезаторы частот с петлей ФАПЧ: ЦВС – цифровой вычислительный синтезатор; ПФ – полосовой фильтр; ФАПЧ – фазовая автоподстройка частоты; ОГ – опорный генератор

Основными преимуществами таких синтезаторов являются простота построения, сравнительная дешевизна, возможность работы в сверхвысокочастотном (СВЧ) диапазоне (до 40 ГГц). Однако их существенный недостаток: длительное время перестройки с одной частоты на другую, которое варьируется от нескольких десятков микросекунд до десятков миллисекунд. Время перестройки в данном случае зависит от тактовой частоты, методов формирования сигнала и используемой петли ФАПЧ. Использование подобного синтезатора частот не всегда допустимо при тестировании радиолокационных станций или средств радиоэлектронной борьбы, где необходимое время перестройки может

быть менее микросекунды. Таким образом, актуальной становится задача поиска альтернативных решений построения синтезаторов частот.

Решением будет использование высокоскоростных систем прямого цифрового синтеза. Основной идеей рассматриваемой архитектуры синтезатора частот является использование высокоскоростного цифрового вычислительного синтезатора, высокоскоростного ЦАП, умножителя частоты для работы в СВЧ-диапазоне и последующим разбиением общей полосы генерируемых частот на диапазоны, определяемые совокупностью полосовых фильтров [1]. Рассмотрим структурную схему синтезатора частот СВЧ-диапазона с быстрой перестройкой на основе прямого цифрового синтеза, представленную на рис. 2.

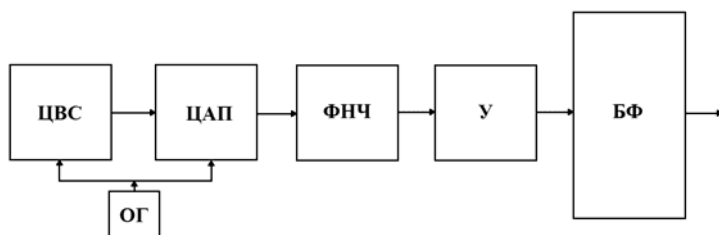


Рис. 2. Синтезатор частот на основе прямого цифрового синтеза: ЦВС – цифровой вычислительный синтезатор; ЦАП – цифроаналоговый процессор; ФНЧ – фильтр нижних частот; У – умножитель частоты; БФ – банк фильтров

Реализованный на ЦВС генератор с цифровым управлением (ГЦУ) является источником широкополосного гармонического сигнала. ЦАП преобразует отсчеты ГЦУ в аналоговый сигнал. ФНЧ ограничивает полосу пропускания, избавляя выходной сигнал от побочных спектральных составляющих. Умножитель частоты и банк полосовых фильтров позволяют получить широкий диапазон выходных частот на основе сигнала генерируемого ГЦУ.

Рассмотрим все элементы структурной схемы по отдельности и сформулируем требования, которым они должны удовлетворять для работы синтезатора частоты в соответствии с современными требованиями.

Цифровой вычислительный синтезатор. Необходимо, чтобы вычислительное ядро прямого цифрового синтеза обладало высокой скоростью обработки с поддержкой потока данных в несколько гига-выборок в секунду. В качестве такого ЦВС может выступить программируемая логическая интегральная схема (ПЛИС). Главное преимущество ПЛИС состоит в гибкости данной платформы, обусловленной изменением ее архитектуры с помощью программного кода, а следова-

тельно, использованием для решения широкого круга задач. Для получения сигнала в широком диапазоне частот, превышающем рабочую частоту ПЛИС, реализация ГЦУ должна осуществляться на основе методов многоскоростной обработки данных. Таким образом, можно обеспечить высокое разрешение выходного сигнала с быстрой перестройкой по частоте.

Основными критериями выбора ПЛИС служат:

- достаточная производительность для работы с высокоскоростным ЦАП;
- достаточное количество ресурсов для реализации необходимого алгоритма прямого цифрового синтеза.

Цифроаналоговый преобразователь. ЦАП является основным источником спектральных искажений, в частности:

- фазовых шумов;
- побочных спектральных составляющих.

Поэтому при выборе высокоскоростного ЦАП (порядка 5 гигавыборок в секунду), необходимо уделять особое внимание на следующие его параметры:

А. Разрядность ЦАП.

В ЦАП возникают ошибки квантования цифрового сигнала, обусловленные его внутренними шумами, соответственно чем меньше его разрядность, тем меньше динамический диапазон выходного сигнала. В этом случае ошибка квантования будет иметь более весомое значение, что приведет к появлению высокочастотной побочной компоненты с высоким уровнем в спектре выходного сигнала. В документации ко всем ЦАП существует параметр, который обозначен как динамический диапазон, свободный от гармоник (SFDR, Spurious free dynamic range). Он показывает отношение среднеквадратичного значения (СКЗ) основного сигнала к СКЗ наихудшей побочной гармоники. Соответственно чем больше данный параметр, тем меньше уровень побочных компонент по отношению к уровню основного сигнала на выходе ЦАП. Следует выбирать ЦАП с SFDR выше 60 дБс.

Б. Спектральная плотность шумов (NSD).

Величина спектральной плотности шумов зависит от теплового шума внутренней компонентной базы ЦАП и архитектуры его построения. Она определяется отношением уровня основного сигнала на частоте f_0 к уровню на частоте отстройки $f_0 + f$ от в полосе один герц. Соответственно в спектре гармоника основного сигнала будет иметь полосу, обусловленную влиянием фазового шума. Исходя из этого, необходимо подбирать такой ЦАП, собственный фазовый шум которого будет вносить минимальные искажения на всех частотах в рабочем диапазоне [2].

К высокоскоростным ЦАП, на которых возможна реализация рассматриваемой архитектуры синтезатора частоты, можно отнести LTC2000 компании Linear Technology и AD9129 компании ANALOG DEVICES.

Фильтр нижних частот. ФНЧ предназначен для подавления побочных спектральных составляющих, которые могут проявиться после преобразования цифровых отсчетов на выходе ЦВС в аналоговый сигнал с использованием ЦАП. Для обеспечения чистоты спектра выходного сигнала выбирают ФНЧ с частотой среза 0,4 от тактовой частоты ЦАП, для устранения последствий дискретизации (ступенчатой формы сигнала, эффекта квантования) и высокочастотных спектральных компонент, которые возникают в процессе цифроаналогового преобразования.

Умножитель частоты и банк полосовых фильтров. Высокоскоростной ЦВС-процессор с ЦАП обеспечивают значительный динамический диапазон выходных частот (в пределах ГГц), но для работы в области СВЧ (от 3 до 30 ГГц), необходимо использование умножителя частоты. Но его использование приводит к появлению побочных продуктов спектра, например кратных основному сигналу гармонических составляющих. Для подавления такого рода побочных продуктов спектра необходимо использовать ряд полосовых фильтров. К выбору полосовых фильтров предъявляются особые требования, поскольку каждый из них отвечает за индивидуальный диапазон выходных частот.

Выводы. В данной статье была рассмотрена структурная схема широкополосного синтезатора частот СВЧ-диапазона, основанного на прямом цифровом синтезе с быстрой перестройкой, определены основные компоненты и предъявлены требования к их выбору.

ЛИТЕРАТУРА

1. Keysight Technologies. Electronic Warfare Signal Generation: Technologies and Methods.
2. Кестер У. Применение высокоскоростных систем // Мир электроники. М.: ТЕХНОСФЕРА, 2009. С. 41–56.

МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЯ ВЕРОЯТНОЙ ФАЗОЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ С ПОМОЩЬЮ СКАЛЯРНОГО ИЗМЕРЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ

М.В. Зинченко, студент каф. РЗИ,

А.А. Залевский, студент каф. ТОР

Научный руководитель А.В. Максимов, ст. преподаватель

г. Томск, ТУСУР, РТФ, Zinmih@bk.ru

В данной статье представлена методика вычисления вероятной фазочастотной характеристики (ФЧХ) линейной электрической цепи (ЛЭЦ). Исходя только из модулей амплитуд сигналов, получить которые можно с помощью вольтметра.

Методика измерения фазы. Методика измерения фазы основана на интерференции волн в ЛЭЦ.

Коэффициент передачи $K(\omega)$ цепи представляет собой комплексную функцию, модуль которой равняется амплитудно-частотной характеристике цепи, аргумент – фазочастотной. При измерении АЧХ достаточно измерить отношение действующих амплитуд входа и выхода цепи, а при вычислении ФЧХ без специального оборудования возникает некоторая трудность. Но есть возможность вычислить ФЧХ с помощью генератора сигнала, сумматора и вольтметра.

Основываясь на принципе суперпозиции можно сделать заключение, что, суммируя два гармонических сигнала одной частоты, мы получим результирующее колебание той же частоты. Перейдем в векторную форму представления гармонических сигналов (рис. 1).

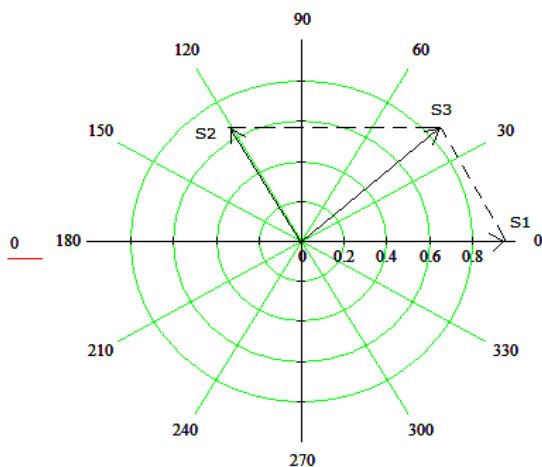


Рис. 1. Входные вектора в полярных координатах, где $S1(t) = \cos(\omega t)$ – сигнал подаваемый на вход;
 $S2(t) = |\dot{K}| \cos(\omega t + \arg(\dot{K}))$ – сигнал, прошедший через ЛЭЦ;
 $S3(t) = S1(t) + S2(t)$ – сумма сигналов

Таким образом, мы получаем треугольник с известными сторонами $|S1(t)|$, $|S2(t)|$, $|S3(t)|$, неизвестными углами. Угол между $S1(t)$ и $S2(t)$ равняется α и вычисляется по теореме косинусов.

$$|S3|^2 = |S1|^2 + |S2|^2 - 2|S1||S2|\cos(\alpha),$$

$$\alpha = 180 - \arccos\left(\frac{|S1|^2 + |S2|^2 - |S3|^2}{2|S1||S2|}\right). \quad (1)$$

Таким образом, мы имеем возможность вычислять фазу с точностью до знака.

Структурная схема. Измерения фильтра. На рис. 2 представлена структурная схема измерения данных.

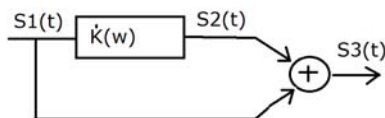


Рис. 2. Схема измерения данных

Измеряемой цепью был выбран ФНЧ четвертого порядка, коэффициент передачи которого идет по закону, изображенному на рис. 3.

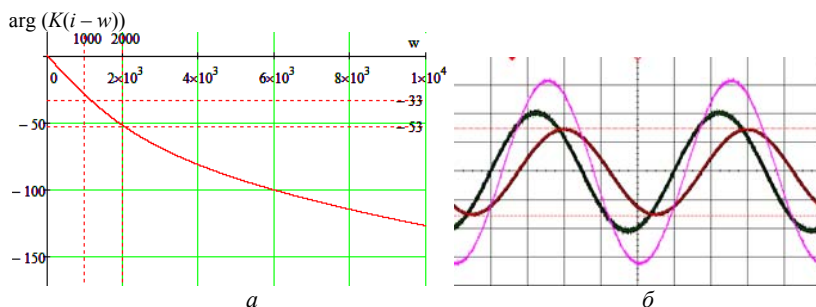


Рис. 3. Частотные характеристики линейной цепи – а; осциллограмма сигналов эксперимента – б

На частотах 1, 2, 10 кГц были сняты осциллограммы (рис. 3, б) и замерено напряжение вольтметром (масштаб сетки 0,2 В/100 мкс). По измеренным параметрам вычислялась вероятная ФЧХ ЛЭЦ, результат которой представлен в таблице.

Результаты измерений

кГц	$S1(t)$, В	$S2(t)$, В	$S3(t)$, В	1	2	3
1	0,96	0,84	1,75	33,1	-32,1	-29,15
2	0,85	0,61	1,3	53,2	-51	-52,17
10	0,71	0,14	0,64	140	-136,5	-127

Графа «1» – получена рассматриваемым методом; «2» – результат, полученный осциллографом; «3» – теоретически вычисленная.

Заключение. Данный метод измерения фазы легко реализуем и довольно прост в использовании; также устройство, вычисляющее фазу, может быть собрано на АУ или любом другом сумматоре. Однако этот метод требует наличия генератора с возможностью перестроиться на необходимую для анализа частоту. Также данный метод имеет ряд недостатков:

- невозможность определить знак фазы без фазовращателя;
- геометрический фактор – низкий коэффициент передачи, или фаза стремится к 180 градусам;
- погрешность, внесенная измеряемыми приборами при высоком геометрическом факторе, достигает больших значений;
- данный метод работает только для линейных цепей, потому что при нелинейности порождаются новые гармоники. Так как вольтметр высчитывает действующее значение (2) напряжения сигнала, с ростом нелинейности цепи растет и погрешность.

$$U_{\text{д}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} . \quad (2)$$

ЛИТЕРАТУРА

1. *Каратаева Н.А.* Радиотехнические цепи и сигналы. Теория сигналов и линейные цепи: учеб. пособие. Томск: ТУСУР, 2003. 255 с.
2. *Баскаков С.И.* Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высш. школа, 2005. 462 с.
3. *Каратаева Н.А., Киселев П.* Радиотехнические цепи и сигналы: учеб.-метод. пособие. Ч. 1: Теория сигналов и линейные цепи. Томск: ТУСУР, 2012. 33 с. Режим доступа: <http://edu.tusur.ru/training/publicatos/2790>.
4. *Атабеков Г.И.* Основы теории цепей: учеб. для вузов. М., 1969. 427 с.

ПОДСЕКЦИЯ 1.2

ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ЭКСПЛУАТАЦИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

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

ОБРАБОТКА ДАННЫХ С ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ МЕТОДОМ ПОСТРОЕНИЯ ЭЛЛИПСОВ

*А.С. Асочаков, студент, Е.М. Шульгин, аспирант
каф. промышленной и медицинской электроники
г. Томск, ТПУ, arseniy.asochakov@yandex.ru*

Ультразвуковой контроль получил широкое распространение благодаря своей универсальности для различных объектов контроля. Благодаря применению антенных решеток появилась возможность осуществлять 3D-визуализацию контролируемых материалов и объектов с высокой скоростью сканирования в реальном масштабе времени.

В последнее время для решения многих задач неразрушающего контроля стал активно применяться метод тактированной фазированной решетки или SPA (Sampling phased array) [1–3].

Для сканирования области под датчиками необходимо всего лишь четыре такта «передачи-приема» ультразвука для фазированной решетки, состоящей из четырех элементов (рис. 1).

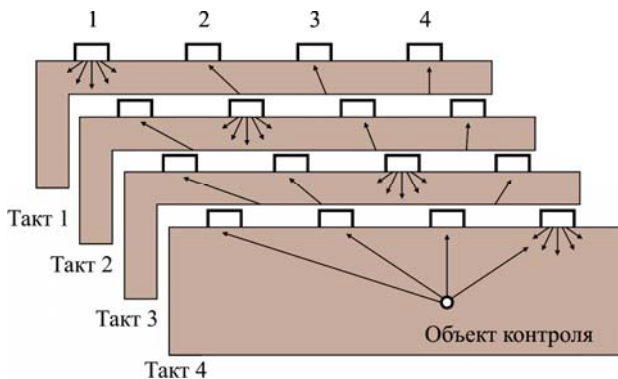


Рис. 1. Сканирование методом SPA

Для реализации метода SPA необходим расчет всех расстояний от каждого датчика до каждого приемника через каждую точку среза объекта контроля, т.е. в итоге должна быть получена матрица, которая несет в себе информацию о расстояниях прошедших ультразвуком в зависимости от номера точки N , номера излучающего датчика i и номера принимающего датчика j (табл. 1) [4].

Таблица 1

Информационная матрица						
N точки \ i, j	0,0	0,1	1,0	1,1	...	i, j
0	$L_{0,0,0}$	$L_{0,1,0}$	$L_{1,0,0}$	$L_{1,1,0}$	...	$L_{i,j,0}$
1	$L_{0,0,1}$	$L_{0,1,1}$	$L_{1,0,1}$	$L_{1,1,1}$	...	$L_{i,j,1}$
...	...	...	...	...	...	...
m	$L_{0,0,m}$	$L_{0,1,m}$	$L_{1,0,m}$	$L_{1,1,m}$	...	$L_{0,0,m}$

Для обработки данных антенной решётки в режиме реального времени предлагается использовать в качестве ядра разработки программируемую логическую схему с архитектурой FPGA, которая позволяет реализовать большую скорость межкристального обмена, а также представляет возможным выполнение большого количества операций одновременно, имеющийся объем блоков оперативной памяти предполагается использовать для хранения обрабатываемых данных.

Для решения поставленной задачи требуется упрощение действующего алгоритма с целью минимизации объема памяти, хранимой в ПЛИС.

Поскольку ультразвук распространяется радиально, то хранить расстояния (времена) можно только в точках, которые являются малым радиусом эллипса, фокусами которого являются излучающий и принимающий датчики (рис. 2).

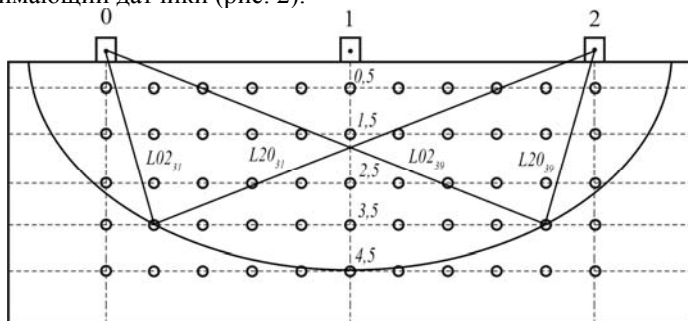


Рис. 2. Распространение ультразвука

В итоге получается, что для системы расстояния можно хранить единожды только для точек, которые являются малым радиусом эллипса, фокусами которого являются первый и третий датчики (табл. 2).

Т а б л и ц а 2
Сокращённая матрица расстояний (времен)

Номер точки в глубину	Расстояния
0	L_{00}
1	L_{01}
2	L_{02}
3	L_{03}
4	L_{04}
5	L_{05}
6	L_{06}
7	L_{07}
...	...
h	L_h

Для обработки информации и построения изображения выбран пакет программирования и математического моделирования MATLAB.

После получения результатов обработки для всех пар датчиков осуществляется их суммирование.

В результате обработки информации в среде MATLAB было построено изображение среза объекта (рис. 3).

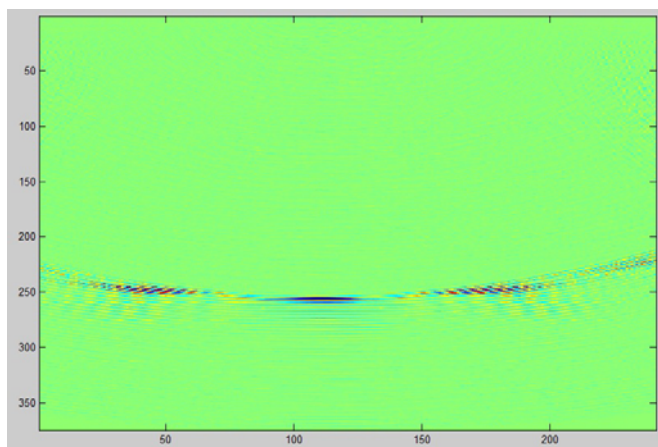


Рис. 3. Изображение среза объекта

В результате в среде MATLAB была реализована модель, которая позволяет получить изображение объекта контроля в зависимости от параметров сканирования и размера фазированной решетки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Болотина И.О. Ультразвуковые решетки для количественного неразрушающего контроля. инженерный подход / И.О. Болотина, М.Е. Дьякина, Е. Жантлесов и др. // Дефектоскопия. 2013. № 3. С. 21–40.
2. Квасников К.Г. Диаграмма направленности антенной решетки при сканировании по методу SAFT / К.Г. Квасников, В.С. Макаров, А.И. Солдатов и др. Контроль. Диагностика. 2012. № 13. С. 62–66.
3. Soldatov A.I., Sorokin P.V., Makarov V.S., Soldatov A.A. et al. Nondestructive testing of pallets defects by multichannel ultrasound system // 52nd Annual Conference of the British Institute of Non-Destructive Testing. 2013. P. 1–7.
4. Асочаков А.С., Шульгина Ю.В. Метод обработки ультразвукового сигнала фазированной антенной решетки // Неразрушающий контроль: сб. тр. V Всерос. науч.-практ. конф. 2015. С. 230–233.

ИСТОЧНИК БЕСПЕРЕБОЙНОГО ПИТАНИЯ ДЛЯ МОДУЛЯ ТИПА RASPBERRY PI

Р.В. Денисенко, И.В. Гавришев, студенты каф. РЭТЭМ
Научный руководитель С.П. Шкарупо, инженер каф. РЭТЭМ
г. Томск, ТУСУР, rk9uba@yandex.ru
Проект ГПО РЭТЭМ-1207 «Пленочный аккумулятор»

Существует необходимость в обеспечении бесперебойным питанием вычислительных устройств, выполненных на основе материнской платы ПК. Внезапное отключение питающего напряжения приводит к некорректному завершению работы программного обеспечения и к возможной поломке устройства.

Целью данного проекта является разработка источника бесперебойного питания для модуля типа Raspberry Pi. К источнику бесперебойного питания предъявляются следующие требования: диапазон входного напряжения 11–14 В, диапазон выходного напряжения 5 В, выходной ток не более 2 А, сопряжение модуля Raspberry Pi по интерфейсу UART, максимальная потребляемая мощность 30 Вт, время работы от встроенного источника не менее 30 с, габаритные размеры печатного узла 100×100×20 мм. Структурная схема изображена на рис. 1.

С бортовой сети поступает на напряжение на фильтр 11...14 В, это обусловлено в связи с широким использованием плат типа Raspberry Pi в автомобилях. В качестве аккумулятора электрической энергии используется ионистор емкостью 10 Ф и номинальным напряжением 5 В. Заряжается ионистор с помощью понижающего преобразователя DC-DC с ограничением по току. После того как напряжение на ионисторе достигло значения более 4 В, микроконтроллер замыкает ключ и подает напряжение на импульсный стабилизатор 5 В.

Обмен данными с платой производится по шине UART, также по данному каналу поступает сигнал отключения, для корректного завершения работы операционной системы, сохранения данных запущенных приложений.

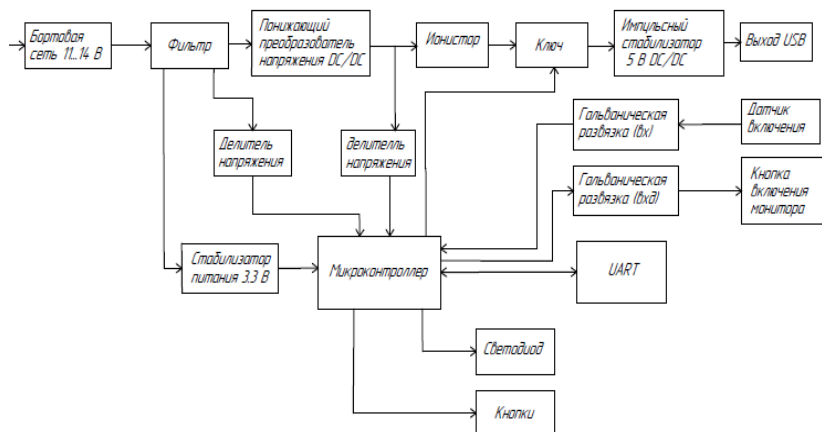


Рис. 1. Схема электрическая структурная источника бесперебойного питания

Предложенная конструкция обладает большей надежностью в сравнении с существующими конструкциями, использующими в качестве аккумулятора электрической энергии химический источник тока, так как у химического источника тока ресурс ограничен 1–2 тыс. циклов заряд-разряд так как у ионистора этот показатель более 100 тыс.

ВЗРЫВОЗАЩИЩЕННЫЙ СВЕТОДИОДНЫЙ СВЕТИЛЬНИК

Д.В. Бударзин, магистрант каф. КСУП,

М.Д. Джаныбеков, магистрант каф. РЭТЭМ

Научный руководитель С.П. Шкарупо, аспирант каф. РЭТЭМ

г. Томск, ТУСУР, rk9uba@yandex.ru

В современном мире активно развивается направление светодиодного освещения и происходит постепенный переход на него. Как правило, у производителей LED-освещения имеется множество вариаций конструкции корпуса и внутреннего исполнения в зависимости от применения в той или иной области. Как интересный и новый продукт для российского производства взрывозащищенный светильник заслуживает особого внимания. Практика внедрения взрывозащищенных источников света показывает, что наиболее часто они приме-

няются для освещения производственных помещений и наружных площадей атомной, нефтяной, химической и других промышленных областей с взрывоопасными зонами, рудников и их наземных строений, на автозаправочных станциях.

Светильник не должен стать причиной взрыва или воспламенения как при нормальных условиях работы, так и при возникновении неисправности в самом светильнике.

Отличительными особенностями взрывозащищенных светильников в сравнении с осветительными приборами общего назначения (офисное, промышленное, уличное освещение) являются:

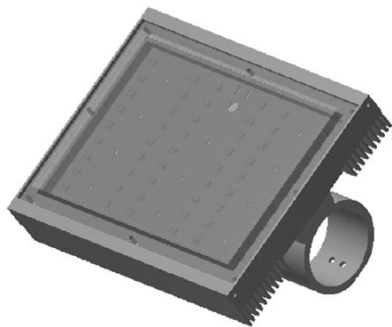
- искробезопасное исполнение, а именно: изоляция частей светильника, которые могут стать причиной взрыва;
- тепловой режим, при котором температура наружных частей не превышает допустимой величины;
- плотное соединение деталей.

Целью работы является разработка конструкции взрывозащищенного светодиодного светильника для шахт и штолен и тепловой расчет конструкции с светодиодным модулем.

Основные требования при проектировании РЭС состоят в том, чтобы создаваемое устройство было эффективнее своего аналога, то есть превосходило его по качеству функционирования и технико-экономической целесообразности.

Конструкция корпуса светильника должна соответствовать следующим требованиям :

- обеспечивать необходимую механическую защиту;
- обеспечивать удобство монтажа, ремонта и эксплуатации;
- обеспечивать нормальный тепловой режим работы прибора;
- конструкция изделия должна иметь цвет, габариты и форму, отвечающие современным требованиям технической эстетики и эргономики.



При моделировании получена конструкцию, изображенная на рис. 1.

Рис. 1. Полученная конструкция.
Распределение тепла в радиаторе
при плюс 25 °C

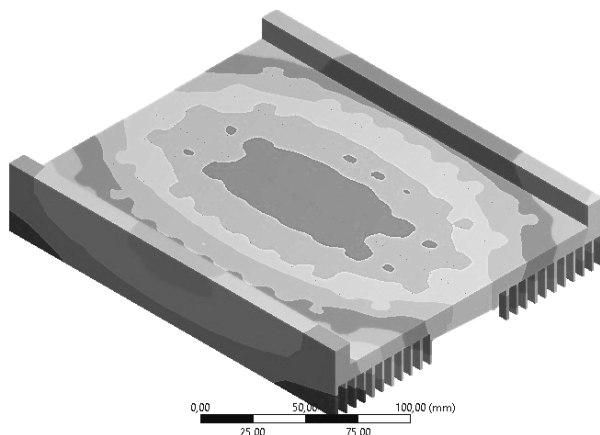


Рис. 2. Распределение тепла при 25 °С

Итак, мы видим, что при комнатной температуре максимальная температура в эпицентре достигает 69,45 °С. Тепло равномерно распределяется. Требуемый тепловой режим обеспечивается.

Распределение тепла в радиаторе при 25 и 40 °С показано на рис. 2, 3 соответственно.

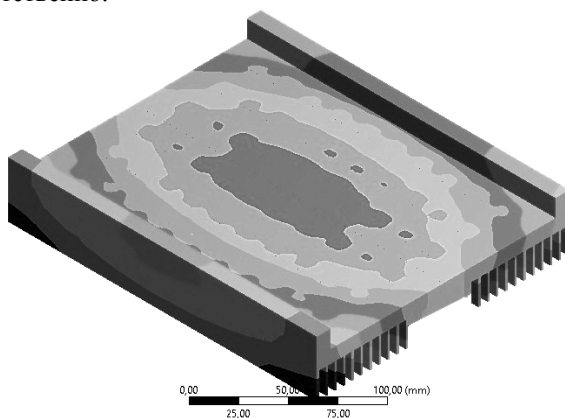


Рис. 3. Распределение тепла при 40 °С

Здесь мы видим, что при температуре плюс 40° максимальная температура в эпицентре достигает 79,45 °С. Тепло равномерно распределяется, и требуемый тепловой режим обеспечивается.

Закключение. В данной статье обнародована разработка взрывозащищенного светодиодного светильника, обеспечивающего благоприятный для светодиодов тепловой режим.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Осинов В.М.* Светодиодный светильник для штолен. Режим доступа: <http://www.findpatent.ru/patent/246/2462658.html> (дата обращения: 25.01.2016).
2. *Маркировка взрывозащиты и электрооборудования* [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.velan-td.ru/markvzg> (дата обращения: 25.01.2016).
3. *Федюкина Г.В.* Справочная книга по светотехнике / Под ред. Ю.Б. Айзенберга. 3-е изд., перераб. и доп. М.: Знак, 2000. 972 с.

УЛУЧШЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ГЕОЛОКАТОРОВ ПУТЕМ УМЕНЬШЕНИЯ МЕРТВОЙ ЗОНЫ

М.И. Исаинова, М.М. Абулкасымов, студенты каф. КИПР

Научный руководитель А.С. Шостак, проф., д.т.н.

г. Томск, ТУСУР, koala3x@mail.ru

Метод георадиолокационного подповерхностного зондирования основан на изучении распространения электромагнитных волн в среде. Идея метода в излучении импульсов электромагнитных волн и регистрации сигналов, отраженных от границ раздела слоев зондируемой среды, имеющих различие по диэлектрической проницаемости. Такими границами раздела в исследуемых средах являются, например, контакт между сухими и влагонасыщенными грунтами (уровень грунтовых вод), контакты между породами различного литологического состава, между породой и материалом искусственного сооружения, между мерзлыми и тальми грунтами, между коренными и рыхлыми породами и т.д.

Повышение частоты зондирования приводит к улучшению разрешающей способности, но при этом увеличивается затухание электромагнитной волны в среде, что приводит к уменьшению глубины зондирования; и наоборот, снижением частоты можно добиться увеличения глубины зондирования, но за это придется заплатить ухудшением разрешающей способности. Кроме того, со снижением частоты увеличивается зона начальной нечувствительности (т.н. мертвая зона) георадара.

Ниже приведена табл. 1 зависимости разрешающей способности, мертвой зоны и глубины зондирования от применяемой антенны. Предполагается, что зондируется грунт с относительной диэлектрической проницаемостью, равной 4, и удельным затуханием 1–2 дБ/м. Под глубиной имеется в виду глубина обнаружения плоской границы с коэффициентом отражения 1. Следует иметь в виду, что эти данные весьма приблизительны, они сильно зависят от параметров зондируемой среды.

Таблица 1

**Зависимость разрешения, мертвой зоны и глубинности
от применяемой антенны**

Параметр	Центральная частота						
	2 ГГц	900 МГц	500 МГц	300 МГц	150 МГц	75 МГц	38 МГц
Разрешение, м	0,06–0,1	0,2	0,5	1,0	1,0	2,0	4,0
Мертвая зона, м	0,08	0,1–0,2	0,25–0,5	0,5–1,0	1,0	2,0	4,0
Глубинность, м	1,5–2	3–5	7–10	10–15	7–10	10–15	15–30

Современные георадары сконструированы для работы в трудно-доступных районах с неблагоприятным климатом и могут применяться в любое время года (рабочая температура георадара $-20...+40^{\circ}\text{C}$).

Существенным недостатком является мертвая зона, которая в свою очередь вносит неточность в обнаружении пустот. Существует возможность увеличения глубинности и исключения мертвых зон посредством ввода канала, который позволяет решать задачу геолокации путем изменения сопротивления антенны.

Традиционная схема антенного блока георадара (рис. 1) содержит передающий блок ПерБ и приемный блок ПрБ. В этом случае неизбежно появление различного рода неточностей, вызванных главным образом ухудшением разрешения и обширными участками мертвой зоны.

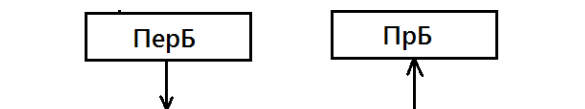


Рис. 1. Традиционная схема антенного блока георадара

Для устранения мертвой зоны без уменьшения глубинности предлагается в передающем блоке расположить датчик дипольного типа около излучающей антенны и ввести дополнительный канал. Дополнительный канал включает антенну А, усилитель сигнала УС, детектор Д и регистратор Р (рис. 2).

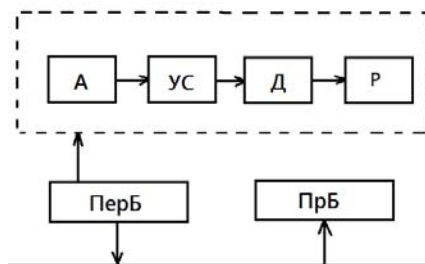


Рис. 2. Схема антенного блока георадара с вспомогательным каналом

Таблица 2
Взаимные сопротивления

d ,	R_{12} , Ом	X_{12} , Ом
0,00	+73,1	+42,5
0,02	+72,9	+35,1
0,04	+72,3	+27,8
0,06	+71,0	+20,8
0,08	+69,4	+14,0
0,10	+67,3	+7,5
0,12	+64,9	+1,4
0,14	+62,0	-4,4
0,16	+58,8	-9,8
0,18	+55,2	-14,7

Рассмотрим модельную задачу. Решение задачи методом зеркальных изображений. При высоте h источника над плоскостью, равной нулю, первичные и вторичные поля становятся равными между собой и противоположными по знаку, суммарное поле становится равным нулю и излучение исчезает. Соответственно сопротивления и проводимости излучения источников при $h = 0$ становятся равными нулю. В табл. 2 представлены взаимные сопротивления, где d – расстояние между вибраторами, R_{12} – активное сопротивление, X_{12} – реактивное сопротивление.

Для проведения численного моделирования были использованы экспериментальные значения диэлектрической проницаемости грунтов $\epsilon_1 = 5 - j \cdot 10^{-2}$; $\epsilon_2 = 8 - j \cdot 10^3$; j – мнимая единица. Расчеты и постановка задачи приведены в сборнике «Научная сессия ТУСУР–2015» [4].

При обнаружении подземных пустот значение взаимного сопротивления вибраторов изменится. Расчет взаимного сопротивления производится по формуле

$$\Delta Z = \Delta Z_{n-1} - \Delta Z_n, \quad (1)$$

где ΔZ – комплексное сопротивление, n – число слоев.

Таким образом, проведенный анализ показал, что для улучшения характеристик геолокаторов необходимо ввести дополнительный канал.

Разработанный метод представляет возможным увеличение глубинности и исключение мертвых зон.

ЛИТЕРАТУРА

1. Финкельштейн М.И., Мендельсон В.Л., Кутев В.А. Радиолокация слоистых земных покровов. М.: Сов. радио, 1977. 165 с.
2. Марков Г.Т. Антенны. М.: Госэнергиздат, 1960.
3. Финкельштейн М.И., Кутев В.А., Золотарев В.П. Применение радиолокационного подповерхностного зондирования в инженерной геологии. М.: Недра, 1986. 128 с.
4. Исаинова М. И., Абулкасымов М. М. Метод зеркальных изображений для обнаружения обледенений летательных аппаратов // Научная сессия ТУСУР–2015: матер. XX Междунар. науч.-техн. конф. Томск, 2015. Т. 1. С. 293–295.

СПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СЛОИСТЫХ СРЕД В ШИРОКОМ ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ

К.М. Красников, студент каф. КИПР

Научный руководитель А.С. Шостак, проф. каф. КИПР, д.т.н.

г. Томск, ТУСУР, kondratij798@mail.ru

*Проект ГПО КИПР-1303 «Исследования радиолокационных методов
поверхностного зондирования»*

Для проведения численного моделирования коэффициента отражения были использованы экспериментальные значения ϵ и $\text{tg}\delta$ образцов дерново-подзолистой почвы, отобранных с различных глубин исследуемой природной среды (рис. 1). На рис. 1 данные ϵ на графике 1 соответствуют профильному распределению влажности с глубиной, взятые 13 августа 2001 г. Изменение вида графиков с течением времени обусловлено процессами протекания воды с поверхности грунта в нижние слои и процессами высыхания поверхности. Эти процессы нестационарные во времени и зависят от погодных условий [1].

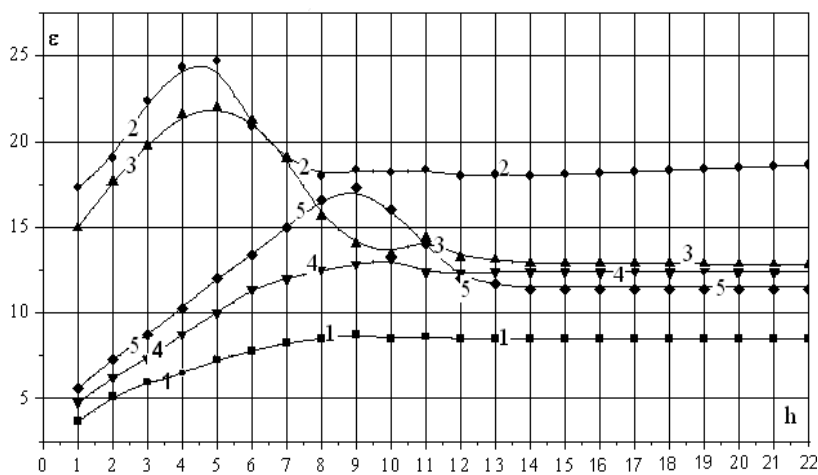


Рис. 1. Профильное распределение диэлектрических характеристик почвогрунтов

В результате были получены усредненные модули коэффициента отражения ($|R_{\text{отр}}|$) от исследуемой среды в зависимости от частоты и глубины залегания неоднородности в свободном полупространстве при профильных распределениях ϵ . Толщина неоднородности (T) равна 0,1 м с диэлектрической проницаемостью (ϵ), равной 2.

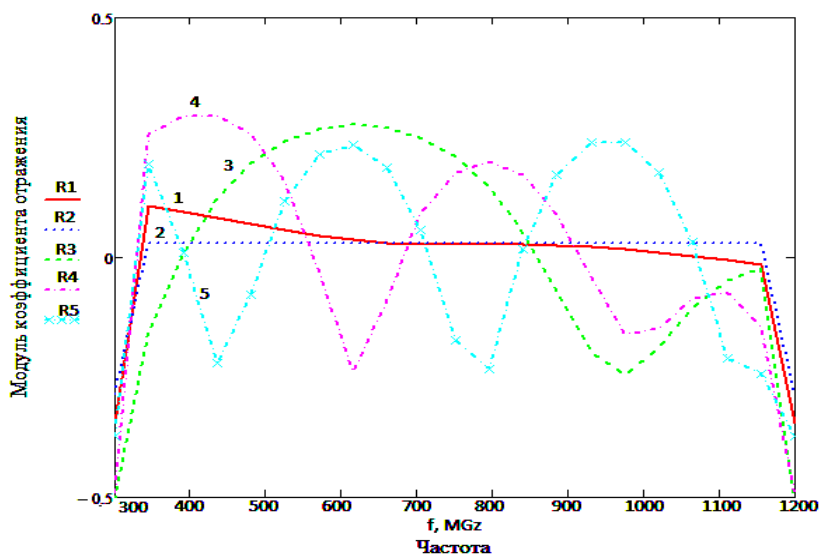


Рис. 2. Усредненные модули коэффициента отражения невозмущенной и возмущенной среды для распределения 1

Кривая 1 на рис. 2 показывает усредненный модуль коэффициента отражения в невозмущенной среде. Кривая 2 показывает усредненный модуль коэффициента отражения в возмущенной среде с неоднородностью, находящейся вровень поверхности. Кривые 3–5 соответствуют неоднородностям с глубиной залегания 5, 10 и 15 см.

После этого была разработана модель для исследования спектральных плотностей зондирующих одиночных импульсов.

При определении спектральной плотности импульса произвольной формы программа распадается на две части. В первой – производится аппроксимация функции, представленной в табличной форме, с помощью сплайн-интерполяции. График одного импульса, построенного на основании введенных данных до и после интерполяции, приводится в самой программе.

После произведенной интерполяции во второй части программы производится расчет спектральной функции с определением синусной и косинусной составляющих и модуля амплитуды спектра. По результатам строится график модуля спектральной плотности (рис. 3).

Также был произведен расчет модулей коэффициента отражения с последующим вычитанием из этих составляющих модуля коэффициента отражения в невозмущенной среде (рис. 4).

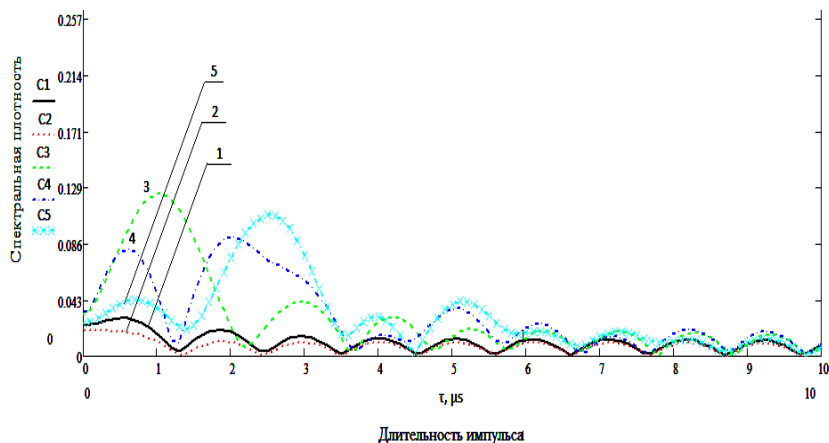


Рис. 3. Спектральные плотности для различных усредненных моделей профильного распределения 1, приведенного на рис. 1

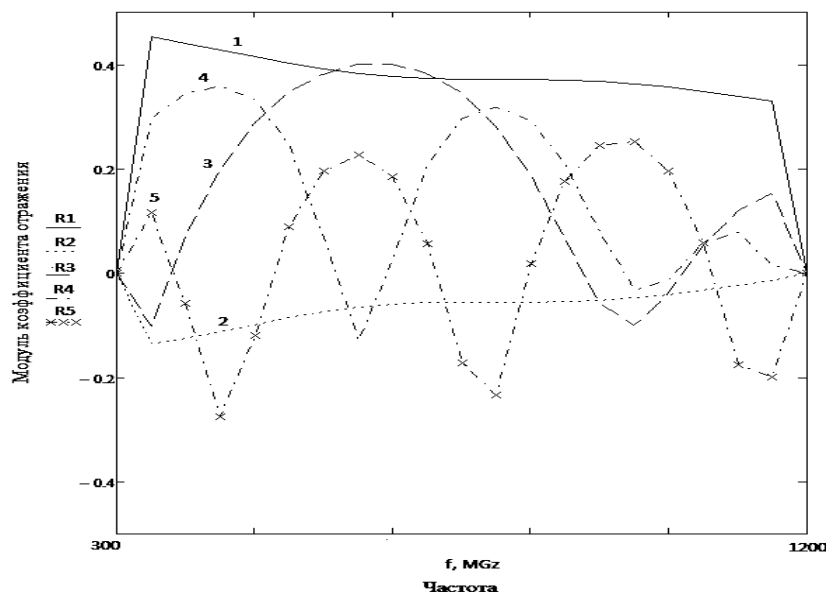


Рис. 4. Модуль коэффициента отражения невозмущенной среды (1) и модули коэффициента отражения возмущенных сред с вычитанием составляющей невозмущенной среды

В результате был получен график спектральных плотностей возмущенных сред (рис. 5).

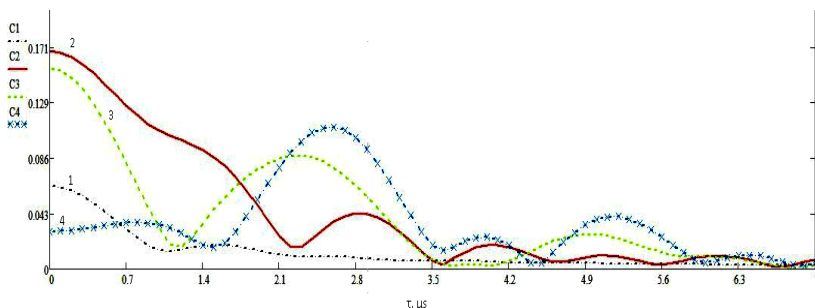


Рис. 5. Спектральные плотности зондирующих импульсов возмущенных сред

На рис. 5 изображены спектральные плотности зондирующих импульсов: 1 – спектральная плотность зондирующего импульса с неоднородностью, лежащей вровень с поверхностью; 2–4 – спектральные плотности зондирующего импульса с неоднородностями, лежащими на глубине 5, 10 и 15 см соответственно.

Анализируя полученные результаты, можно сделать следующий вывод: метод с вычитанием составляющей невозмущенной среды хорошо подходит для анализа глубины залегания неоднородности. Исходя из рис. 5, мы видим на второй гармонике, что чем глубже лежит неоднородность, тем сильнее возмущен зондирующий импульс.

Данный метод планируется для обнаружения и исследования подповерхностных объектов грунтовых сред.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шутко А.М. СВЧ-радиометрия водной поверхности и почвогрунтов. М.: Наука, 1986.
2. Каганов В.И. Радиотехнические цепи и сигналы. М., 2005.

БЛИЗОСТЬ СОСТОЯНИЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ СЛОЖНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ОБЪЕКТОВ

**О.Н. Иванова, А.В. Лысов, студенты,
А.В. Пепеляев, аспирант каф. КИПР**

Научный руководитель В.Н. Татаринов, проф. каф. КИПР, д.т.н.
г. Томск, ТУСУР, sanek_lisov9@mail.ru, olga-polia@mail.ru

Поляризация – это уникальное свойство поперечных электромагнитных волн, которое устанавливает характер изменения во времени пространственной взаимосвязи между направлением распространения волны и направлением вектора ее электрической или магнитной напряженности, наблюдаемое в фиксированной точке пространства [1].

Сложный радиолокационный объект имеет значительное число центров вторичного рассеяния и протяженный элемент Т (рис. 1), образуя систему, интегральные свойства которой проявляются посредством влияния связей между элементами системы. В качестве таких связей в нашем случае выступают величина близости состояний поляризации и их удаленность. Использование этих величин приводит к появлению (emergence) в законе интерференции нового параметра, который не существует для каждого из элементов в отдельности. Этот феномен хорошо изучен в так называемом системном анализе [2] и называется принципом эмерджентности [3].

«Близостью» состояний поляризации двух рассеивающих точек на комплексной плоскости является доля интенсивности, характеризующая состоянием первой рассеиваемой точки, приходящимся на состояние второй рассеиваемой точки. Полагая удельную ЭПР центров вторичного рассеяния подстилающей поверхности и ЭПР стабильного объекта равной, найдём математическое ожидание и дисперсию близости и удалённости состояний поляризации центров вторичного рассеяния по отношению к состоянию поляризации стабильного объекта, считая последний поляризационно-изотропным [3]. Получим

$$N = \frac{|\dot{P}_0|^2 |\dot{P}_S|^2 + \dot{P}_0 \dot{P}_S^* + \dot{P}_0^* \dot{P}_S + 1}{|\dot{P}_0|^2 |\dot{P}_S|^2 + |\dot{P}_0|^2 + |\dot{P}_S|^2 + 1}. \quad (1)$$

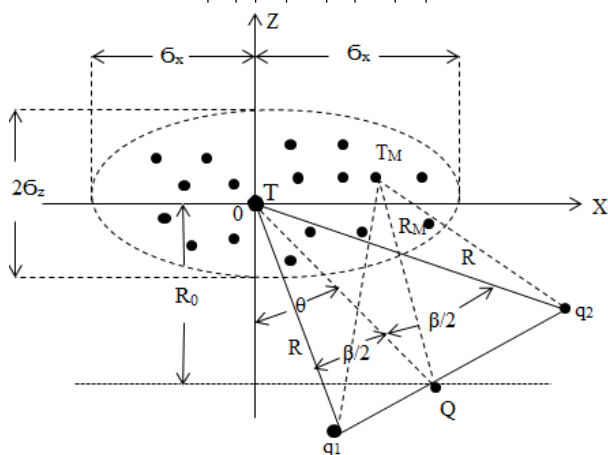


Рис. 1. Геометрия рассеяния сложным РЛО

С учетом того, что $\dot{P}_0 = 0$, в силу условия поляризационной изотропии стабильного объекта (начало координат круговой комплексной

плоскости, соответствующее величине коэффициента эллиптичности $K_0 = -1$), а $\dot{P}_S$ есть поляризационное отношение, характеризующее отдельный центр вторичного рассеяния, получим

$$N = 1 / (1 + |\dot{P}_S|^2). \quad (2)$$

Определим математическое ожидание близости состояний поляризации случайных вторичных центров рассеяния и поляризационно-изотропного стабильного объекта:

$$\bar{N} = \int_0^1 N \cdot W_1(N) dN = \frac{1 - R_0^2}{2\pi} \int_0^1 \frac{NdN}{\sqrt{R^3}}. \quad (3)$$

Вычисляя результат интегрирования в пределах $0 < N < 1$ при $a=1$, $b=-4R_0^2$, $c=4R_0^2$, получим

$$\bar{N} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{(1 - R_0^2) R_0^2}{\Delta} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{(R_0^2 - R_0^4)}{16 \cdot (R_0^2 - R_0^4)} \approx 0,08. \quad (4)$$

Таким образом, средняя величина близости состояний поляризации случайного ансамбля центров вторичного рассеяния к поляризационно-изотропному объекту не зависит от коэффициента корреляции R_0 и близка к нулю (рис. 2, 3).

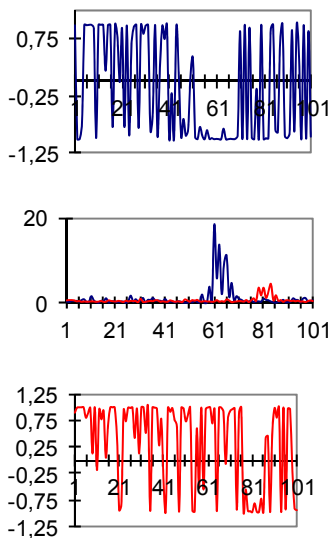


Рис. 2. Нос вездехода $R = 3,5$ км

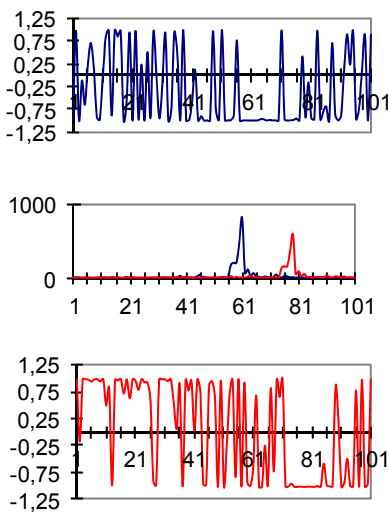


Рис. 3. Нос вездехода $R = 1,74$ км

В итоге параметр стока $S_3 = -1$. Приведем экспериментальные зависимости параметров Стокса S_0 и S_3 от позиционного угла при рассеянии сложным РЛО как для однопозиционного случая (ОП), так и для двухпозиционного (ДП) случая; рассеяние проведено на основе ОП измерением с использованием теоремы Келла [4].

Таким образом, нахождение скалярного произведения векторов Стокса позволяет дать характеристику системы множества рассеиваемых центров сложного РЛО, определяя параметры поляризационной когерентности, интерференционной картины и удаленности состояния поляризации электромагнитных волн.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Татаринов В.Н., Татаринов С.В., Лигтхарт Л.П.* Введение в современную теорию радиолокационных сигналов. Т. 1: Поляризация плоских электромагнитных волн и ее преобразования. Томск: ТУСУР, 2006.
2. *Перегудов Ф.И., Тарасенко Ф.П.* Основы системного анализа. Томск: ТУСУР, 2001.
3. *Козлов А.И., Татаринов В.Н., Татаринов С.В.* Введение в современную теорию радиолокационных сигналов. Т. 2: Статистическая теория поляризации. Томск: ТУСУР, 2007.
4. *Иванова О.Н., Лысов А.В., Пепеляев А.В.* Экспериментальные исследования индикатрис двухпозиционного рассеяния однопозиционным способом.

ТЕРМОАНЕМОМЕТРИЧЕСКИЙ РАСХОДОМЕР ГАЗА

*Х.М. Мирзаев, Х.М. Мирзаев, студенты,
Д.Г. Старосек, ассистент каф. КИПР*

*Научный руководитель Д.В. Озеркин, доцент каф. КИПР, к.т.н.
г. Томск, TUSUR, hasan096@mail.ru*

В настоящее время довольно широко используется **термоанемометрический** метод измерения скорости потока газа, использующий зависимость между скоростью потока и теплоотдачей чувствительного элемента, помещённого в поток и нагретого электрическим током. Приборы, реализующие этот метод, – термоанемометры обладают малой инерционностью, высокой чувствительностью, надёжностью, компактностью.

Экспериментально-теоретическое исследование термоанемометрического расходомера в воздушном потоке. Главным недостатком термоанемометров, построенных по классическим схемам (термоанемометр постоянного тока, термоанемометр постоянной температуры), является сильная зависимость показаний прибора от температуры контролируемой среды.

Предполагается избавиться от этого недостатка за счет использования импульсного режима работы, при котором измеряется тепловая постоянная времени чувствительного элемента термоанемометра. Известно, что при этом температура чувствительного элемента изменяется по экспоненциальному закону, причем тепловая постоянная времени является функцией скорости потока вещества и слабо зависит от его температуры [1].

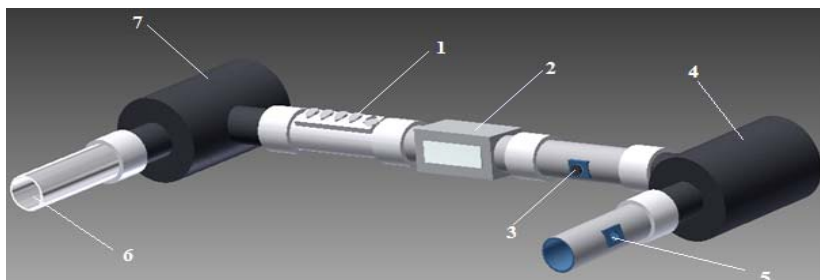


Рис. 1. Моделирование макета термоанемометрического расходомера:
 1 – регулятор потока газа; 2 – измерительный прибор (фиксирует данные по скорости и температуре потока); 3 – чувствительный элемент (нихромовая спираль); 4, 7 – накопительная ёмкость газа (для равномерного движения газа в трубе); 5 – трубка со съёмным чувствительным элементом;
 6 – пластиковая труба

Принцип работы разрабатываемого прибора основан на зависимости от скорости потока вещества тепловой постоянной времени чувствительного элемента термоанемометра (рис. 1). Известно, что при остывании тепловая постоянная времени чувствительного элемента является функцией скорости потока вещества и практически не зависит от вариации температуры газа или жидкости, расход которых измеряется [2].

Экспериментальной макет термоанемометрического расходомера состоит из чувствительного элемента (нихромовая спираль), пластиковой трубы, вентилятора, который нагнетает воздух в трубу, блока питания на 12 В (для подачи электрического тока на чувствительный элемент), термометра, для измерения температуры чувствительного элемента, а также из измерительных приборов, таких как амперметр и вольтметр (рис. 2).

На чувствительный элемент подается электрический ток с помощью блока питания. После этого включается вентилятор, нагнетающий поток воздуха в трубопровод, чтобы создать поток воздуха. С помощью термометра, амперметра и вольтметра измеряется температура, ток и напряжение в чувствительном элементе. Данные записываются

каждые 12 с в таблицу, чтобы получить зависимость температуры от времени. Экспериментальные данные приведены в таблице.

Экспериментальные данные нихромовой спирали

Время t , с	Ток, I , А	Напряжение, U , В	Температура, T , °С	Мощность, P , Вт
4	1,08	4,06	25	4,37
12	1,08	4,13	235	4,45
24	1,10	4,18	292	4,55
36	1,10	4,21	291	4,63
48	1,11	4,24	280	4,70
60	1,12	4,27	275	4,77
72	1,13	4,31	275	4,84
84	1,11	4,34	274	4,93
96	1,15	4,39	276	5,02
108	1,16	4,42	273	5,10
120	1,17	4,46	250	5,18
132	4,79	0,39	192	5,97
144	2,15	0,25	80	0,75
156	1,33	0,19	53	0,31
168	0,94	0,16	40	0,19
180	0,70	0,13	34	0,11

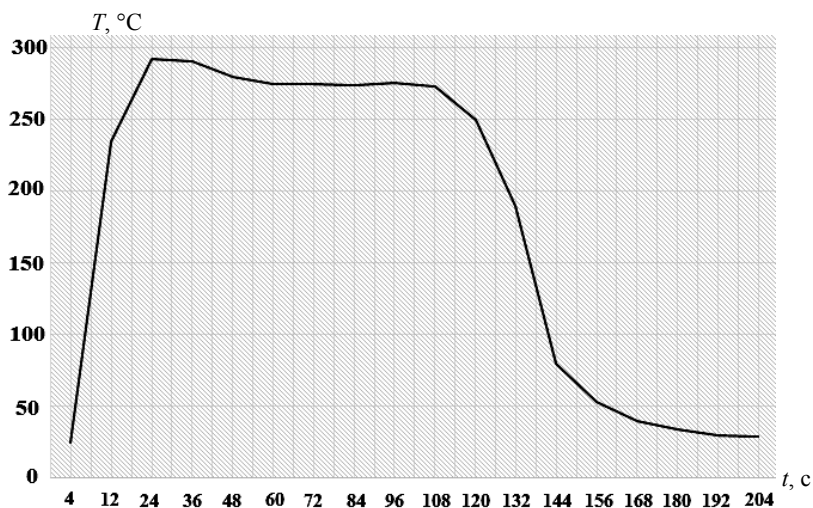


Рис. 2. Зависимость температуры (T), выделяемой нихромовой спиралью, от времени (t)

Заключение. Разрабатываемый прибор отличается от аналогов тем, что позволяет измерять количество вещества (кг/с) – параметр, не зависящий от давления, температуры и др. Миниатюрные размеры датчика позволяют спроектировать переносной вариант расходомера. В работе был использован импульсный режим работы, при котором измеряется тепловая постоянная времени чувствительного элемента термоанемометра, который позволяет избавиться от зависимости показаний прибора от температуры контролируемой среды.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Ярин Л.П. и др.* Термоанемометрия газовых потоков / Л.П. Ярин, А.Л. Генкин, В.И. Кулес. Л.: Машиностроение, Ленингр. отд., 1983. 198 с.
2. *Ураксеев М.А., Романченко А.Ф., Абдрашитова Д.Р., Шилова С.А.* Перспективы термоанемометрических методов измерения расхода газа или жидкости // Электронный журнал «Исследовано в России». 2001. № 51. С. 587–593.
3. *Кремлевский П.П.* Расходомеры и счетчики количества веществ. СПб.: Политехника, 2002. 410 с.

ОБЕСПЕЧЕНИЕ НАДЕЖНОСТИ СЛОЖНЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ КОМПЛЕКСОВ. ВЫБОР БАЗОВОЙ САПР

А.Б. Перелыгин, студент каф. КИПР

*Научный руководитель Ю.П. Кобрин, доцент каф. КИПР
г. Томск, ТУСУР, pereligin93@mail.ru*

Вопрос обеспечения и повышения надежности является одним из основных элементов разработки и производства сложных радиоэлектронных комплексов для космической и авиационной техники. Для функциональных узлов достаточно просто может быть обнаружен отказ или дефект в процессе испытания. Для более сложных комплексов, существует большая вероятность необнаружения параметрических отказов, так как надежность становится многофакторным понятием и простые испытания не всегда могут выявить сам факт отказа. Кроме того, немаловажным фактором при проектировании сложных радиоэлектронных комплексов является оценка параметрической надежности.

Главными причинами, вызывающими возникновение постепенных отказов, являются: производственный разброс выходного параметра; уход выходного параметра от номинального значения из-за процессов старения элементов; отклонения выходного параметра от номинального значения под воздействием дестабилизирующих факторов. Таким образом, существует потребность в разработке методики

обеспечения параметрической надежности в комплексе с применением САПР. В то же время следует сделать акцент на использования отечественных программных продуктов.

Наиболее целесообразным подходом для решения данной задачи является выбор в качестве исходной САПР такой программный пакет, который обеспечит максимальное число возможных функций.

Сравнительный анализ возможностей существующих САПР. **ANSYS.** Достоинства данного CAE (Computer-aided engineering) заключаются в следующем: в ANSYS имеется свой встроенный язык программирования APDL (ANSYS Parametric Design language); реализован алгоритм решения связанных упругогидродинамических краевых задач, вычислительная сетка может быть подвижной с использованием ALE-формулировки; имеется встроенный computer-aided design (CAD) редактора; работает с геометрическими объектами как с множествами; редакторы вычислительных сеток позволяют создавать треугольные и четырехугольные сетки. **К недостаткам** можно отнести следующие факторы: необходимо специальное обучение и опыт работы с программой; высокие требования к аппаратным средствам персонального компьютера; отсутствие моделей и алгоритмов, учитывающих особенности реализации необходимого спектра воздействия дестабилизирующего фактора на выходные характеристики РЭС; ввод конструкции вплоть до каждого элемента РЭС занимает большое количество времени ввиду отсутствия графических интерфейсов; расчет заложенных моделей требует больших временных затрат от часов, дней до месяцев применительно для электроники; отсутствует база данных с необходимыми геометрическими, теплофизическими, физико-механическими параметрами ИРИ и материалов, получение которых требует проведения специальных научных исследований.

Также существует ряд **универсальных САПР**, которые могут решать подобные задачи невысокой сложности. К ним относятся **SolidWorks, Autodesk Inventor, T-Flex, Adem.** К их **достоинствам** можно отнести: мощный CAD-редактор; интуитивно понятный интерфейс; относительно невысокие требования к аппаратным средствам персонального компьютера. **Недостатки:** ограничены возможности параметрического проектирования и ассоциативных связей; недостатки предыдущей CAE системы актуальны и для универсальных CAD САПР.

Одним из **успешных отечественных программных пакетов** является автоматизированная система обеспечения надежности и качества аппаратуры (АСОНИКА), которая позволяет проводить тепловые, механические расчеты и расчет надёжности. **Достоинства** данной САПР заключаются в следующем: локальная база данных, содержащая

физико-механические параметры конструкционных материалов, необходимые для расчета механических нагрузок; расчет типовых конструкций РЭС на воздействие гармонической и случайной вибраций, одиночных и многократных ударов, линейных ускорений; сетевая база данных с математическими моделями для расчета значений эксплуатационной интенсивности отказов ЭРИ и значениями коэффициентов, входящих в модели; расчет величин напряженности электрического и магнитного полей в трех измерениях внутри типового и произвольного корпуса электронного блока при воздействии электромагнитных волн; расчет эффективности экранирования электрического и магнитного полей корпусом типового и произвольного блока; отечественная САЕ-система. К **недостаткам** программного пакета можно отнести: разбиение системы на множество подсистем, каждую из которых необходимо покупать; отсутствие режима оценки параметрической надежности.

Из изложенного следует, что в качестве основы для разработки можно использовать САПР АСОНИКА, которая является отечественной и по своим достоинствам превосходит конкурентов в области обеспечения надежности РЭС. Однако в данной САПР отсутствует возможность оценки параметрической надежности.

Точный расчет уровня параметрической надежности проектируемых радиоэлектронных комплексов является довольно сложной задачей. На практике используют приближенные методы, основанные на ряде допущений. Если воспользоваться гипотезой о нормальном распределении выходного параметра, то искомую вероятность определим по формуле

$$P(a \leq y \leq b) = \Phi \times \left(\frac{b-m}{\sigma} \right) - \left(\frac{a-m}{\sigma} \right),$$

где a , b – нижняя и верхняя граница интересующей области; m – математическое ожидание параметра y ; σ – среднее квадратичное отклонение параметра y ; $\Phi()$ – функция стандартного нормального распределения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Конюхов А.В. Основы анализа конструкции в ANSYS. Казань: КГУ, 2001. 102 с.
2. АСОНИКА [Электронный ресурс]. ОАО НИИ АСОНИКА. М., 2016. Режим доступа: <http://asonika-online.ru/products/>
3. CAD/CAE/CAM в промышленности / ТПУ. Томск: ТПУ, 2016. Режим доступа: http://ad.cctpu.edu.ru/SAPR/SAPR_05
4. Боровиков С.М. Основы конструирования, технологии и надежности. М.: Дизайн Про, 1998. 336 с.

ОСОБЕННОСТИ ТЕМПЕРАТУРНОГО РЕЖИМА КОСМИЧЕСКОЙ АППАРАТУРЫ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ КОНСТРУКТИВНЫХ ИСПОЛНЕНИЯХ И ВОЗДЕЙСТВУЮЩИХ ФАКТОРАХ

А.Д. Репенко, студент каф. КИПР

Научный руководитель Д.В. Озеркин, доцент каф. КИПР

г. Томск, ТУСУР, anton.repenao@yandex.ru

*Проект ГПО КИПР-1305 «Компьютерное моделирование
конструкций электронных средств»*

При проектировании космической техники (КТ) возникают сложные задачи, требующие всестороннего рассмотрения и приводящие к различным конструктивным исполнениям. По мере усложнения аппаратуры увеличивается количество применяемой элементной базы и степень их интеграции. При таких условиях возникают вопросы отвода тепла, а также методов расчета тепловых режимов.

В данной работе акцент ставится на рассмотрении тепловых возмущающих воздействий в условиях космоса, а также на особенности КТ с позиции различных конструктивных исполнений. Необходимость рассмотрения этого вопроса возникла в рамках работы по созданию методики обеспечения тепловых режимов РЭС для бортового применения.

Тенденции развития современной КТ направлены на улучшение массогабаритных показателей, снижение энергопотребления, многофункциональность, удешевление и увеличение скорости разработки и производства [1]. Такие тенденции привели разработчиков к новому принципу построения КТ в негерметизированном исполнении. Аппаратура такой КТ относится к группам 5.3 и 5.4 по ГОСТ РВ 20.39.304–98. В табл. 1 приведены тепловые воздействующие факторы космических условий для этих групп аппаратуры [1].

Таблица 1

Тепловые воздействующие факторы в космических условиях

Воздействующий фактор	Характеристика воздействующего фактора	Значение воздействующего фактора	
		5,3	5,4
Повышенная температура среды	Рабочая, °С (К)	50 (323)	125 (398)
	Предельная, °С (К)	60 (333)	125 (398)
Пониженная температура среды	Рабочая, °С (К)	–50 (223)	–150 (123)
	Предельная, °С (К)	–50 (223)	–150 (123)
Солнечное излучение	Интегральная плотность потока, Вт/м ²	–	1400

КТ должна эксплуатироваться по назначению в следующих условиях:

- невесомости и вакууме при давлении окружающей среды 10^{-4} – 10^{-9} мм рт. ст.;
- гарантированном диапазоне температур контактной поверхности космического аппарата под корпусом от минус 10 до +50 °С при работе на орбите.

Большинство приборов КТ выполнено из отдельных функционально завершенных модулей. Модули представляют собой Т-образные или П-образные конструктивы, размещенные вертикально на тепловыравнивающее основание (рис. 1). В условиях вакуума теплопередача осуществляется через конструктив (несущую конструкцию) кондуктивным способом. Основные требования к несущей конструкции – минимальные массогабаритные показатели и высокая теплопроводность.

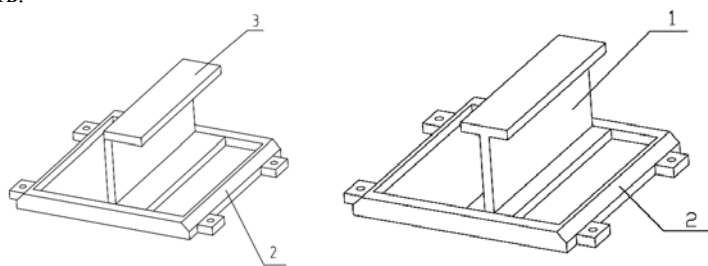


Рис. 1. Вариант расположения модуля Т-образного конструктива (1) или модуля П-образного конструктива (3) и тепловыравнивающего основания (2)

Модули устанавливаются на основание из магниевого сплава с теплопроводностью не менее 130 Вт*м/К толщиной 5,2 мм, через которое производится выравнивание температуры модулей с последующим теплоотводом на термостатированную плиту космического аппарата (КА).

При возрастании выходной мощности модуля соответственно увеличиваются мощность потерь и интенсивность теплового потока через теплоотводящее основание, что потребует увеличения толщины теплоотводящего основания для исключения локального перегрева теплонагруженных модулей. Кроме того, потребуются дополнительные конструктивные решения для обеспечения теплоотвода от теплонагруженных ЭРИ.

Теплонагруженные ЭРИ устанавливаются на печатные платы или непосредственно на основание через герметик «эласил 137-182». Теплонагруженные ЭРИ, корпуса которых находятся под электрическим потенциалом, устанавливаются на основания модулей через керамические прокладки (рис. 2).

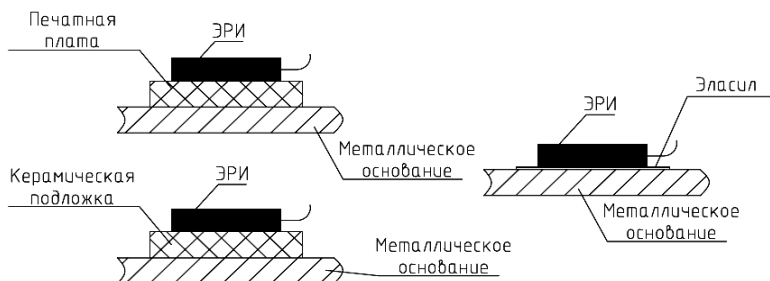


Рис. 2. Варианты расположения ЭРИ на несущем основании

Теплофизические свойства используемых материалов указаны в табл. 2.

Таблица 2

Теплофизические свойства материалов

Материал	Коэффициент теплопроводности λ , Вт/(м·°С)	Удельная теплоемкость $c_{уд}$, Дж/(кг·°С)	Плотность материала ρ , кг/м ³
Магнийевый сплав МА2-1 ГОСТ 21990–76	96,3	1088	1790
Литейный магнийевый сплав МЛ-12 ГОСТ 2856–9	138	1100	1810
Кремнийорганическая паста 131-179 ТУ 6-02-1-342-86	1,7	900	2300
Стеклотекстолит СТЭТ-0,2 ТУ 16-503.118–78	0,33	1500	1300
Керамическая подложка СТ7.899.292 ТУ 5961-027- 07621739	9,15	–	–

Таким образом, температурный режим КТ в значительной степени зависит от примененных материалов и варианта исполнения, а также внутреннего или внешнего воздействующего фактора. Полученные сведения необходимы для оценки теплового режима аппаратуры. Представленные результаты исследования послужат в дальнейшем для разработки тепловой модели модуля преобразовательного, а также для проведения моделирования воздействующих факторов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Пакулько С.Ю. Современные методы обеспечения температурной стабильности датчиков космической техники // Космическое приборостроение: сб. науч. тр. III Всерос. форума школьников, студентов, аспирантов и молодых ученых с международным участием. Томск: Изд-во Том. политех. ун-та, 2015. 413 с.

ОСОБЕННОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ ПРИ ДИСТАНЦИОННОМ ЗОНДИРОВАНИИ МЕТЕООБРАЗОВАНИЙ РАДИОЛОКАЦИОННЫМ СПОСОБОМ

А.С. Рудометова, студентка каф. КИПР

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

г. Томск, ТУСУР, nastyarydi@mail.ru

Проект ГПО КИПР-1302 «Исследования эффективности методов дистанционного зондирования метеообъектов радиолокационным способом»

Наряду с воздействием дифференциального ослабления $\Delta\alpha$ и дифференциального фазового сдвига $\Delta\Phi$, характеристики зондируемого метеообъекта содержит его матрица рассеяния, которая может быть записана следующим образом:

$$S = 0,5(\lambda_1 + \lambda_2) \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + 0,5(\lambda_1 - \lambda_2) \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & -\cos 2\theta \end{bmatrix}, \quad (1)$$

и преобразована к виду

$$S = 0,5(\lambda_1 + \lambda_2) \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \mu \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & -\cos 2\theta \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где λ_1, λ_2 – собственные числа матрицы рассеяния; θ – угол ориентации собственного базиса метеообъекта относительно измерительного;

$\mu = \frac{\lambda_1 - \lambda_2}{\lambda_1 + \lambda_2} = \frac{1 - \rho}{1 + \rho}$ – степень поляризационной анизотропии метеообъекта;

$\rho = \lambda_1 / \lambda_2$, где $\lambda_1 \geq \lambda_2$.

При использовании сигналов круговой поляризации в метеорологических радиолокаторах рассмотрим случай, когда зондируемый метеообъект облучается круговой поляризацией одного направления вращения (например, правой), а принимаются сигналы как с той же круговой поляризацией, так и с противоположным направлением вращения.

Оценим амплитуды принимаемых сигналов в указанных выше случаях, используя следующие соотношения, с учетом выражений (1) и (2):

$$\begin{aligned} \dot{E}_R &= \begin{bmatrix} 1 & -j \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot [S] \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} 1 & -j \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \left[0,5(\lambda_1 + \lambda_2) \left\{ \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \mu \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & -\cos 2\theta \end{bmatrix} \right\} \right] \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix}, \\ \dot{E}_L &= \begin{bmatrix} 1 & -j \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot [S] \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix} = \end{aligned}$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & j \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0,5(\lambda_1 + \lambda_2) \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \mu \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & -\cos 2\theta \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix}.$$

Тогда, поделив эти выражения, получим оценку степени поляризационной анизотропии. Указанная оценка степени анизотропии будет адекватной в случае, когда осуществляется зондирование переднего фронта метеообразования. По мере распространения радиолокационного сигнала к периферии метеообразования нужно учитывать дифференциальное ослабление $\Delta\alpha$ и дифференциальный фазовый сдвиг $\Delta\Phi$.

Однако представляет интерес и тот случай, когда зондируемый метеобъем вносит непосредственный фазовый сдвиг $\Delta\varphi$ между ортогональными компонентами облучающего сигнала. В этом случае матрица рассеяния может быть записана в виде

$$S = 0,5(\lambda_1 + \lambda_2 e^{j\Delta\varphi}) \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + 0,5(\lambda_1 - \lambda_2 e^{j\Delta\varphi}) \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & -\cos 2\theta \end{bmatrix}. \quad (3)$$

В этом случае, осуществляя операции, аналогичные описанным ранее, получим следующие выражения для амплитуд принимаемых сигналов:

$$\dot{E}_R = \dot{\lambda}_1 - \dot{\lambda}_2 = \sqrt{\lambda_1^2 - 2\lambda_1\lambda_2 \cos \Delta\varphi + \lambda_2^2} e^{j\delta_1}, \quad (4)$$

$$\dot{E}_L = \dot{\lambda}_1 + \dot{\lambda}_2 = \sqrt{\lambda_1^2 + 2\lambda_1\lambda_2 \cos \Delta\varphi + \lambda_2^2} e^{j\delta_2}, \quad (5)$$

$$\text{где } \delta_1 = \arctg \left(-\frac{\lambda_2 \sin \Delta\varphi}{\lambda_1 - \lambda_2 \cos \Delta\varphi} \right) - 2\theta, \quad \delta_2 = \arctg \left(\frac{\lambda_2 \sin \Delta\varphi}{\lambda_1 + \lambda_2 \cos \Delta\varphi} \right) - 2\theta.$$

Тогда поляризационное отношение будет иметь вид

$$\frac{\dot{E}_R}{\dot{E}_L} = \frac{\dot{\lambda}_1 - \dot{\lambda}_2}{\dot{\lambda}_1 + \dot{\lambda}_2} = \frac{\sqrt{\lambda_1^2 - 2\lambda_1\lambda_2 \cos \Delta\varphi + \lambda_2^2}}{\sqrt{\lambda_1^2 + 2\lambda_1\lambda_2 \cos \Delta\varphi + \lambda_2^2}} e^{j(\delta_1 - \delta_2)}. \quad (6)$$

Поделим в выражении (6) в амплитуде и фазе на λ_1^2 . Тогда, учитывая, что $\rho = \frac{\lambda_2}{\lambda_1}$, запишем выражение для модуля поляризационного отношения (6):

$$Z_{CDR} = \left| \frac{\dot{E}_R}{\dot{E}_L} \right| = \frac{\sqrt{\lambda_1^2 - 2\rho \cos \Delta\varphi + \rho^2}}{\sqrt{\lambda_1^2 + 2\rho \cos \Delta\varphi + \rho^2}}. \quad (7)$$

Использование параметра электрического фактора ρ в данном случае представляется целесообразным, поскольку существует однозначная практически линейная связь между электрическим фактором и геометрическим ρ_r . Здесь b – малая полуось, a – большая полуось эллипсоида вращения, которым аппроксимируется форма дождевой кап-

ли. Геометрический фактор ρ_r практически линейно связан с эквивалентным диаметром капли. Указанные соотношения позволяют оценить интенсивность осадков по измеренной величине Z_{CDR} , определенной выражением (7).

Графики зависимости величины Z_{CDR} от параметра электрического фактора ρ при различных фиксированных значениях фазового сдвига $\Delta\varphi$ представлены на рис. 1.

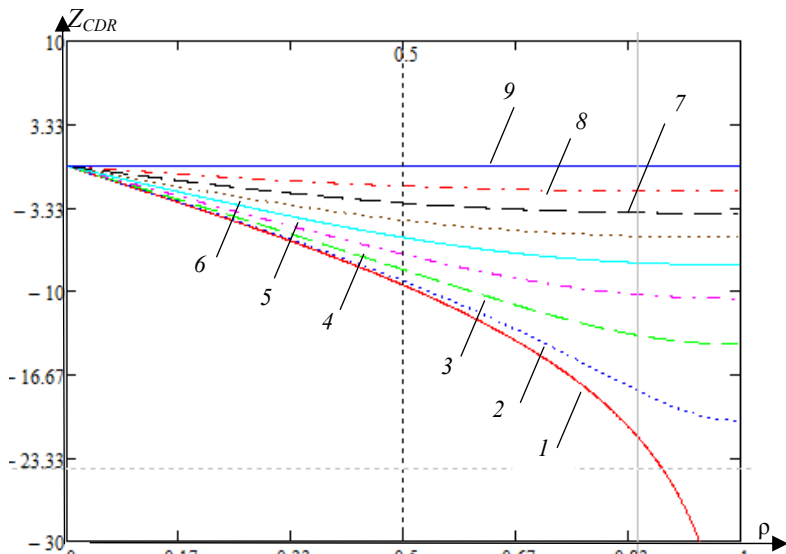


Рис. 1. Графики зависимости величины Z_{CDR} от параметра электрического фактора ρ при различных фиксированных значениях фазового сдвига $\Delta\varphi$:
 1 – $\Delta\varphi = 0^\circ$; 2 – $\Delta\varphi = 11,25^\circ$; 3 – $\Delta\varphi = 22,5^\circ$; 4 – $\Delta\varphi = 33,75^\circ$; 5 – $\Delta\varphi = 45^\circ$;
 6 – $\Delta\varphi = 55,25^\circ$; 7 – $\Delta\varphi = 67,5^\circ$; 8 – $\Delta\varphi = 78,75^\circ$; 9 – $\Delta\varphi = 90^\circ$

Физически существующие размеры капель обуславливаются изменением степени анизотропии μ от 0 до 0,33. Для электрического фактора формы этот диапазон соответствует значениям ρ от 0,5 до 1.

Из рис. 1 видно, что адекватная оценка анизотропных свойств метеобъекта имеет место только в случае, когда $\Delta\varphi = 0^\circ$. По мере увеличения $\Delta\varphi$ между ортогональными компонентами наблюдается уменьшение (по модулю) величины Z_{CDR} в дБ. В крайнем случае, когда $\Delta\varphi = 90^\circ$, отношение Z_{CDR} от величины ρ не зависит (кривая 9).

Таким образом, появление фазового сдвига $\Delta\varphi$, вносимого метеобъектом, приводит к существенному отличию Z_{CDR} от истинного значения, которое будет составлять примерно 20 дБ при $\rho = 1$ и порядка 10 дБ при $\rho = 0,5$.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВА КОНТРОЛЯ И КОММУТАЦИИ БОРТОВОГО ПИТАНИЯ ДЛЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

А.А. Сушков, магистрант каф. РЭС, Н.М. Боев, аспирант каф. РТ
г. Красноярск, СФУ, sushkov@uav-siberia.com

Для обеспечения питания на борту беспилотного летательного аппарата (БПЛА) спроектировано и разработано устройство, которое выполняет коммутацию питания от аккумуляторной батареи, а также осуществляет постоянный контроль рабочих параметров устройства. Данное устройство обеспечивает питание всех цифровых устройств бортовой сети БПЛА и осуществляет подачу питания на электродвигатели электрических БПЛА [1].

Устройство выполняет следующие функции: измерение напряжений на всех элементах батареи, измерение температуры устройства, измерение тока слаботочной нагрузки и тока, потребляемого электродвигателем БПЛА.

Структурная схема контроллера бортового питания представлена на рис. 1.

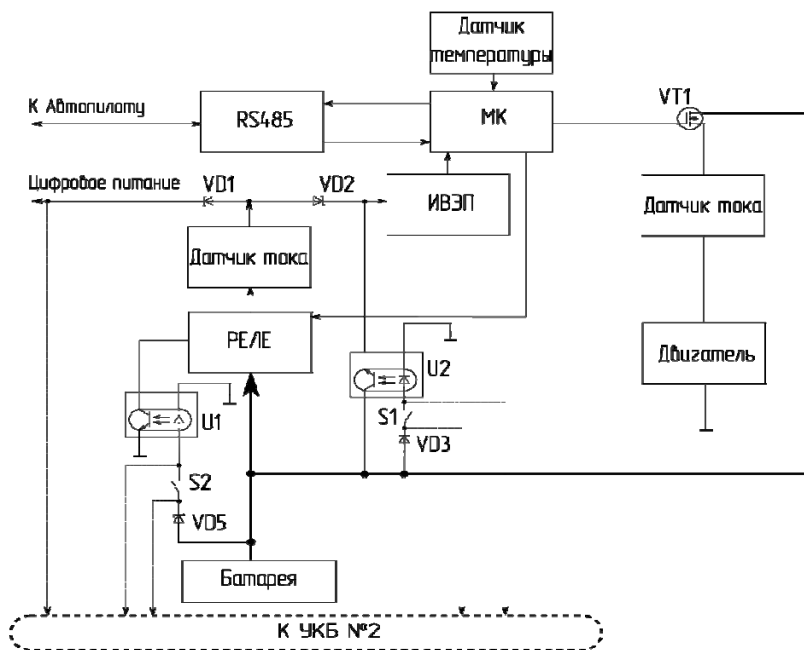


Рис. 1. Структурная схема контроллера бортового питания

Для применения устройства в малых БПЛА необходимо предусмотреть следующие требования: высокая надежность, малые габаритные размеры, малая масса, защита от перегрузки по току, кроссплатформенность.

Для повышения надежности системы бортового питания применяются два и более контроллера питания для разных батарей, соединенных параллельно, при этом влияние их друг на друга исключено за счет применения диода VD3. Диод VD2 служит для исключения подачи бортового питания сразу после нажатия кнопки включения S1. Диод VD1 необходим для предотвращения протекания тока от другого устройства, это позволит выявлять неисправное устройство в составе нескольких устройств, включенных параллельно [2].

Выключение системы питания должно осуществляться только оператором при помощи кнопки S2, что исключает самопроизвольное отключение питания при сбоях системы. Для коммутации бортового питания применяется поляризованное двустабильное реле, которое имеет две контактные группы. Реле герметичное, в металлическом корпусе.

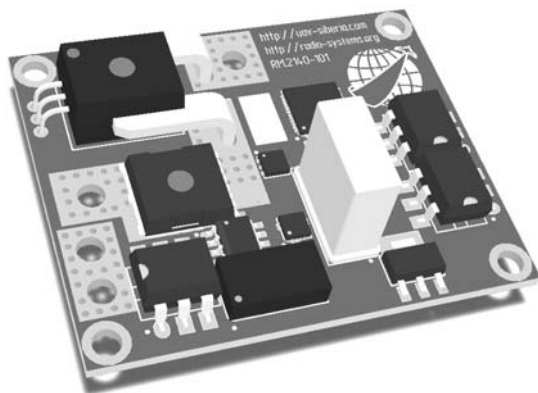


Рис. 2. Внешний вид контроллера бортового питания

Связь с автопилотом обеспечивается посредством интерфейса RS-485. Для питания цифровой части устройства используется высоконадежный импульсный преобразователь напряжения с высоким КПД. Управляющим элементом контроллера бортового питания является микроконтроллер, который обеспечивает управление и контроль всех параметров системы питания. В его задачу входят: реализация взаимодействия с автопилотом (АП) беспилотного летательного аппарата посредством протокола VIN, сбор информации с датчиков тока, датчика температуры, измерение напряжений.

В предыдущей версии устройства для коммутации силовой линии питания применялись интеллектуальные силовые ключи [3]. Отличительной особенностью данной версии устройства является применение более мощного полевого транзистора с максимальным значением тока стока 200 А и с очень низким сопротивлением канала. Данное решение повышает надежность устройства и исключает нештатные отключения силовой линии питания. Печатная плата устройства разработана в программном обеспечении Altium Designer. Внешний вид разработанного устройства представлен на рис. 2. Габаритные размеры платы 51×43×20мм, масса 60 г.

Данное устройство применяется в БПЛА «Дельта-М» [4], где установлены два контроллера бортового питания с двумя аккумуляторными батареями.

ЛИТЕРАТУРА

1. Макаров И.В., Кокорин В.И. Комплекс управления беспилотными летательными аппаратами для дистанционного зондирования Земли // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. / науч. ред. А.И. Громыко, Г.С. Патрин; отв. за вып. А.А. Левицкий. Красноярск: ИПК СФУ, 2010. С. 6–11.

2. Сушков А.А., Боев Н.М. Разработка контроллера системы бортового питания малых беспилотных летательных аппаратов // Решетневские чтения : материалы XVII Междунар. науч. конф., посвящ. памяти генер. конструктора ракет.-космич. систем акад. М.Ф. Решетнева (12–14 нояб. 2013 г., Красноярск): в 2 ч. / под общ. ред. Ю.Ю. Логинова; Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. Красноярск, 2013. Ч. 1. 522 с.

3. Сушков А.А., Шаршавин П.В., Нигруца И.В. Контроллер системы бортового питания малых беспилотных летательных аппаратов // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. / науч. ред. В.Н. Бондаренко; отв. за вып. А.А. Левицкий. Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2015. 628 с.

4. Беспилотный летательный аппарат «Delta-M» / ООО НПП «АВАКС-ГеоСервис» [Электронный ресурс]. URL: <http://uav-siberia.com/Delta-m> (дата обращения: 9.03.2016).

СИНТЕЗ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ АКТИВНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ С ЗАДАННОЙ ФАЗОВОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ

Д.И. Вольхин, аспирант каф. КТПС

*Научный руководитель Г.Н. Девятков, проф. каф. КТПС, д.т.н.
г. Новосибирск, НГТУ, d.volkhin@ngs.ru*

Общей тенденцией развития СВЧ-техники является разработка многофункциональных устройств. В данной работе рассматривается метод синтеза широкополосных трансформаторов сопротивлений, ко-

торые кроме функции согласования выполняют функцию коррекции фазовой характеристики. Методы синтеза подобного рода устройств в современной литературе не исследованы.

Предлагаемый метод позволяет получить решение в виде математической модели (z - или y -матрицы) устройства в сосредоточенном или распределенном электрическом элементном базисе.

Постановка задачи. Ограничимся моделью реактивного четырехполюсника, структура функций собственных параметров которого выбирается из членов ряда первой (второй) формы Фостера, на вычеты которых наложены условия физической реализуемости [1]:

$$z_{ij}(s)(y_{ij}(s)) = k_{ij}^{\infty} \cdot s + \frac{k_{ij}^0}{s} + \sum_{v=1}^{\infty} \frac{2k_{ij}^v \cdot s}{s^2 - s_v^2}, \quad (1)$$

где k_{ij}^{∞} , k_{ij}^0 , k_{ij}^v – вычеты функции $z_{ij}(s)$ ($y_{ij}(s)$) на частотах $s = \infty$, $s = 0$ и $s = s_v$, соответственно; $s = j\omega$ – комплексная частота.

Собственные параметры четырехполюсника вместе с сопротивлениями источника и нагрузки полностью определяют рабочие характеристики цепи. Однако выбранная структура функций собственных параметров не всегда может удовлетворить заданным требованиям, тогда структуру необходимо усложнить путем добавления новых членов ряда (1). Поэтому задачу синтеза трансформатора сопротивлений следует решать поэтапно в виде последовательности задач наилучшего приближения, где на каждой стадии при выбранной структуре функций цепи и заданных ограничениях на физическую и схемную реализуемость находится вектор параметров функции, при котором:

- максимальное относительное среднеквадратичное отклонение коэффициента преобразования мощности от единицы в рабочей полосе частот минимально;
- максимальное относительное среднеквадратичное отклонение фазочастотной характеристики от заданной зависимости не превышает наперед заданной величины.

Сформулированная задача является нелинейной, поэтому ее целесообразно решать в два этапа. На первом этапе выбирается структура функций собственных параметров четырехполюсника и строится начальное приближение, на втором этапе производится улучшение решения численными методами.

Построение начального приближения. Для построения начального приближения используются функции идеального реактивного трансформирующего четырехполюсника [2] в одной из двух форм:

$$\begin{aligned} \tilde{z}_{11}(\omega) &= jR_1 \cdot \operatorname{ctg}(\varphi(\omega)); & \tilde{y}_{11}(\omega) &= jG_1 \cdot \operatorname{ctg}(\varphi(\omega)); \\ \tilde{z}_{22}(\omega) &= jR_2 \cdot \operatorname{ctg}(\varphi(\omega)); & \tilde{y}_{22}(\omega) &= jG_2 \cdot \operatorname{ctg}(\varphi(\omega)); \end{aligned}$$

$$\tilde{z}_{21}(\omega) = \pm j \sqrt{R_1 R_2} / \sin(\varphi(\omega)); \quad \tilde{y}_{21}(\omega) = \pm j \sqrt{G_1 G_2} / \sin(\varphi(\omega)); \quad (2)$$

где R_1 и R_2 (G_1 и G_2) – активные сопротивления (проводимости) источника сигнала и нагрузки, $\varphi(\omega)$ – заданная фазовая характеристика.

Уравнения (2) позволяют обоснованно выбрать структуру функций собственных параметров синтезируемого устройства и дают информацию о предельных значениях, к которым эти функции должны стремиться с учетом заданной фазовой характеристики. Поэтому задача построения начального приближения сводится к задаче аппроксимации идеальных зависимостей (2) выбранными структурами функций (1) в заданной полосе частот.

Значения вычетов k_{11}^v , k_{22}^v и k_{21}^v на первом этапе можно найти следующим образом:

$$k_{11}^v = R_1 / k_v; \quad k_{22}^v = R_2 / k_v; \quad k_{21}^v = (-1)^v \cdot \sqrt{R_1 R_2} / k_v,$$

где k_v является коэффициентом линейной аппроксимации заданной зависимости $\varphi(\omega)$ на промежутке $[\omega_{v-1}; \omega_v]$ при $v = 1, 2, \dots, n$ и равен:

$$k_v = [\varphi(\omega_v) - \varphi(\omega_{v-1})] / [\omega_v - \omega_{v-1}].$$

Резонансные частоты определяются из заданной фазовой характеристики:

$$\varphi(\omega_v) = v \cdot \pi.$$

При этом вычеты k_{11}^v , k_{22}^v и k_{21}^v соответствуют условиям физической реализуемости. Оставшиеся вычеты k_{11}^∞ , k_{22}^∞ , k_{21}^∞ , k_{11}^0 , k_{22}^0 , k_{21}^0 можно найти из уравнений:

$$k_{ij}^\infty = [\tilde{z}_{ij}(\omega_B) - z_{ij}(\omega_B, \mathbf{x}_m)] / \omega_B; \quad k_{ij}^0 = (\tilde{z}_{ij}(\omega_H) - z_{ij}(\omega_H, \mathbf{x}_m)) \cdot \omega_H,$$

где ω_H и ω_B – нижняя и верхняя границы рабочего диапазона частот, $\mathbf{x}_m$ – вектор искомого параметров цепи.

Оптимизация. Найденное начальное приближение используется для улучшения решения методами оптимизации. В общем случае задача оптимизации формулируется как минимизация целевой функции $f(\mathbf{x}_m)$ с учетом условий физической и схемной реализуемости:

$$f(\mathbf{x}_m) \rightarrow \min, \quad \mathbf{x}_m \in D, \quad \omega_i \in E_\omega, \quad (3)$$

где D – условия реализуемости цепи, ω_i – частотные точки из рабочего диапазона частот E_ω .

Целевая функция формируется как сумма максимальных отклонений:

$$f(\mathbf{x}_m) = P_G(\omega_i) \cdot \max[\Delta_G(\omega_i, \mathbf{x}_m)] + P_\Phi(\omega_i) \cdot \max[\Delta_\Phi(\omega_i, \mathbf{x}_m)],$$

где $\Delta_G(\omega_i, \mathbf{x}_m)$ и $\Delta_\Phi(\omega_i, \mathbf{x}_m)$ – относительные среднеквадратичные отклонения амплитудно- и фазочастотной характеристики, $P_G(\omega_i)$ и $P_\Phi(\omega_i)$ – весовые функции.

Решить задачу (3) можно различными методами, например методом возможных направлений или методом штрафных функций.

Результаты. Для иллюстрации работы метода на рис. 1 приведены результаты синтеза широкополосного низкочастотного трансформатора сопротивлений, согласующего сопротивление источника $R_1 = 1$ с сопротивлением нагрузки $R_2 = 5$ (приводятся нормированные значения сопротивлений) в полосе частот $\omega_n \dots \omega_b = 0, 0,02, \dots, 1$ с максимальным отклонением фазочастотной характеристики от заданной зависимости $\varphi(\omega) = -4 \cdot \omega$ не более 0,5 град или 0,008 рад.

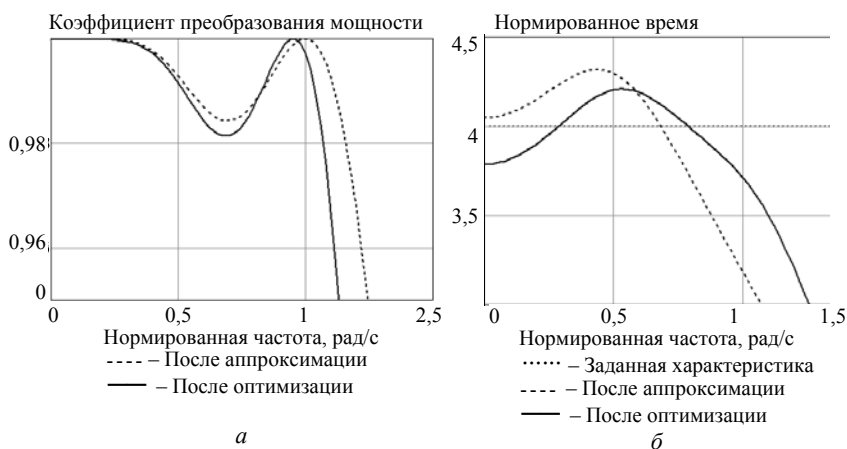


Рис. 1. Амплитудно-частотная характеристика (а) и групповое время запаздывания (б) синтезируемого четырехполосника

Максимальное отклонение амплитудно-частотной характеристики четырехполосника после решения задачи аппроксимации $\Delta G_{\max} = 0,016$, после оптимизации – $\Delta G_{\max} = 0,019$. Максимальное отклонение фазочастотной характеристики от заданной зависимости после решения задачи аппроксимации $\Delta \Phi_{\max} = 0,037$ рад, после оптимизации – $\Delta \Phi_{\max} = 0,008$ рад.

Так как для описания четырехполосника были выбраны параметры короткого замыкания, то синтезированный четырехполосник можно реализовать в виде параллельного соединения элементарных четырехполосников, как это показано на рис. 2.

Необходимо уточнить, что решение получено без учета дополнительных условий на схемную реализуемость четырехполосника, поэтому при его реализации в электрической цепи будут присутствовать идеальные трансформаторы.

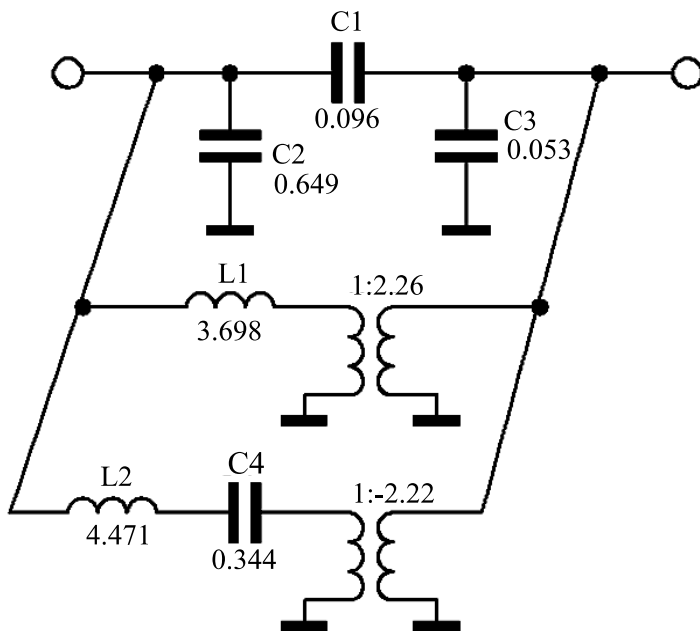


Рис. 2. Реализация синтезированного четырехполюсника

ЛИТЕРАТУРА

1. Гиллемин Е.А. Синтез пассивных цепей. М.: Связь, 1970.
2. Девятков Г.Н. Рабочие и собственные параметры согласующих четырехполюсников // Научный вестник НГТУ. 2003. № 2 (15). С. 165–172.

СОЗДАНИЕ ЧАСОВ НА ПЛИС С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СЕМИСЕГМЕНТНОГО ИНДИКАТОРА

А.А. Залевский, студент каф. ТОР,

М.В. Зинченко, студент каф. РЗИ

*Научный руководитель А.Ю. Абраменко, м.н.с. НИИ СЭС, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, РТФ, zalevskiy.aleksey@gmail.com*

В современных разработках все чаще используют программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС), так как их функциональные возможности определяются пользователем, а не производителем. ПЛИС – это набор логических элементов, связи между которыми пользователь определяет самостоятельно в процессе программирования. Программируя ПЛИС, мы создаём физические связи между ло-

гическими элементами. В основном количество исходных элементов определяет дороговизну чипа. В ПЛИСе может быть реализовано от схем работы светофора до схем процессорных ядер. Для того чтобы понять, как работает ПЛИС, создадим часы, а отображение времени организуем на семисегментных индикаторах.

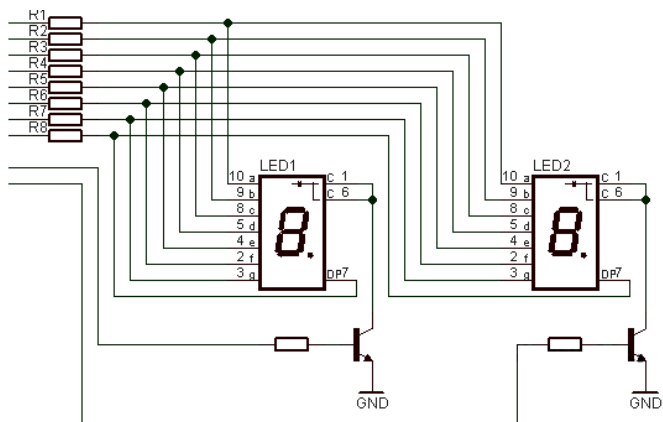


Рис. 1. Схема управления индикаторами

Перед тем как начать писать программу, необходимо разобраться с тем, как будет организован вывод времени для пользователя. В нашем распоряжении есть четыре семисегментных индикатора, к которым подходит восемь линий управления (плюс индикатор точки). Для переключения между блоками чисел у каждого блока есть управляющий вход. Принципиальная схема управления сегментами представлена на рис. 1.

В конкретный момент времени может работать только один индикатор, и для того чтобы человек видел все четыре, необходимо переключение между ними с определенной частотой. Она должна быть достаточно высокой, для того чтобы человеческий глаз не замечал мерцание, и не слишком высокой, чтобы ток управления сегментом успевал значительно уменьшать своё значение. Иначе при сильно высокой частоте переключения на индикаторах помимо основного значения будет наблюдаться значение из следующего сегмента.

С помощью тестера сигналов было определено соответствие между выводами и сегментами индикатора на плате отображения. Соединение отладочной платы ПЛИС (DE0-Nano) с платой отображения возможно в любой комбинации, так как исходно входы и выходы у платы ПЛИС не определены. Программно на языке Verilog была сде-

лана коммутационная схема соответствия бинарных чисел и соответствующим им цифрам на индикаторе.

Для усложнения задачи было решено сделать не просто отчетное устройство с периодом переключения одна секунда, а добавить возможность настройки текущего времени, секундомер со сбросом, таймер с установкой исходного значения. Для решения таких задач часто используют машину состояний. Это всевозможные состояния, условия перехода между ними и необходимые действия, которые выполняются в каждом состоянии. В качестве метода управления использовались имеющиеся две кнопки на самой отладочной плате. На рис. 2 представлена машина состояний, в которую входят условия перехода `down_1` и `down_2`, это нажатие на кнопки соответственно.

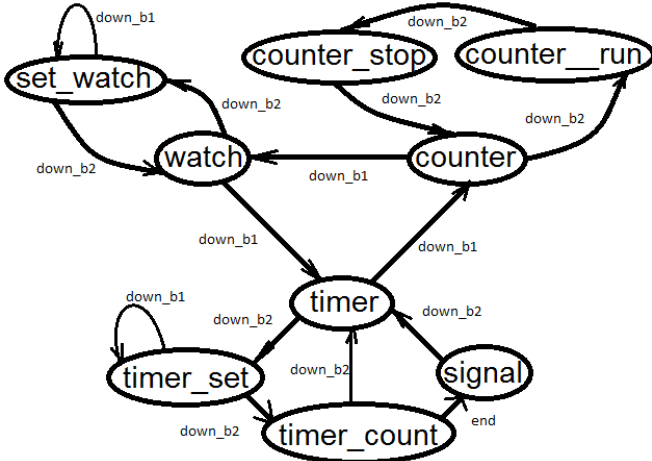


Рис. 2. Машина состояний

Код машины состояний и пояснение состояний:	
<pre> always@(posedge clk) case(status) watch: if(down_b1) status<=timer; else if(down_b2) status<=watch set; </pre>	– Режим прямого счёта
<pre> watch_set: if(down_b2) status<=watch; </pre>	– Установка начального времени
<pre> timer: if(down_b1) status<=counter; else if(down_b2) status<=timer_set; </pre>	– Сброс счётчика для таймера

<pre> timer_set: if(down_b2) status<=timer_count; </pre>	– Установка начального значения счётчика для таймера
<pre> timer_count: if(down_b2) status<=timer; else if (end_count) status<=signal; </pre>	– Запуск счётчика с вычитанием единицы
<pre> signal: if(down_b2) status<=timer; </pre>	– Сигнал по обнулению счётчика
<pre> counter: if(down_b1) status<=watch; else if(down_b2) status<=counter_run; </pre>	– Установка начального значения счётчика для секундомера
<pre> counter_run: if(down_b2) </pre>	– Запуск счётчика для секундомера
<pre> status<=counter_stop; counter_stop: if(down_b2) status<=counter; endcase </pre>	– Стоп счётчика для секундомера

Заключение. В результате проделанной работы была собрана и сконфигурирована схема часов. В ходе работы пришлось решить проблему счета минут до 60, а часов – до 24. Также для того чтобы время ни сбивалось при использовании секундомера или таймера, пришлось ввести второй счётчик отдельно для часов и синхронизировать их в момент включения часов. Для удобного установления времени был сделан счётчик с перемененно увеличивающейся частотой переключения (рис. 3).

В итоге, написав всю программу часов, удалось проникнуться логикой программирования ПЛИС.

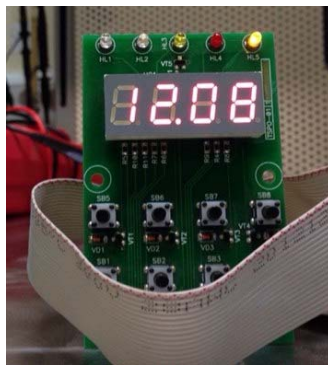


Рис. 3. Табло в режиме часов

ЛИТЕРАТУРА

1. ПЛИС – мои первые шаги (дата обращения: 28.02.16) (свободный доступ). URL: <https://habrahabr.ru/post/252261/>
2. DE0-Nano Development (дата обращения: 28.02.16) (свободный доступ). URL: <http://www.terasic.com.tw/en/>

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

СОПОСТАВЛЕНИЕ ИЗМЕРЕНИЙ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ СИГНАЛОВ ВНУТРИ ПОЛОСЫ СПЛОШНОГО СПЕКТРА С ИЗМЕРЕНИЯМИ МЕТОДОМ ГАРМОНИК

Е.Е. Алтынбеков, магистрант каф. РЗИ

*Научный руководитель Э.В. Семенов, проф. каф. РЗИ, д.т.н.
г. Томск, ТУСУР, erlan27kg@gmail.com*

Существует метод, позволяющий измерять искажения непосредственно приемника [1]. До недавнего времени он применялся для измерения искажений промежуточного устройства, т.е. в цепи «генератор → объект исследования → приемник». В бакалаврской работе мы экспериментально проверили возможность измерения искажений самого приемника [2]. В данной работе результирующей зависимостью, по которой можно судить об уровне искажений, является характеристика нелинейности. На рис. 1 приведены спектр тестового сигнала (кривая 1) и характеристика нелинейности (кривая 2). Последняя характеризует нелинейные искажения, вносимые только приемником, причем это утверждение справедливо как в полосе сигнала, так и за его полосой.

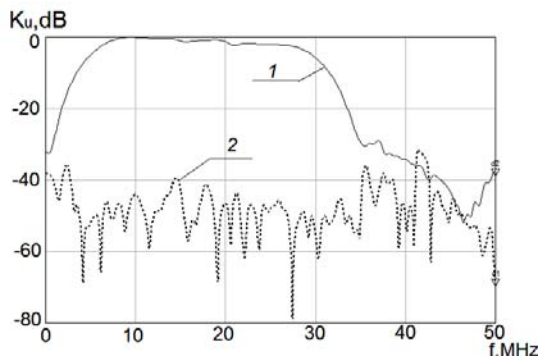


Рис. 1. Спектр тестового сигнала (кривая 1)
и характеристика нелинейности (кривая 2)

Для подтверждения того, что уровень интермодуляционных «плечиков» определяется искажениями генератора и приемника, а уровень характеристики нелинейности – только искажениями приемника, необходимо использовать другой метод измерения нелинейных искажений.

Цель работы – оценить нелинейность генератора и приемника методом наблюдения гармоник, чтобы сравнить измерения искажений сигналов внутри полосы сплошного спектра с измерениями по методу гармоник. Объектом исследования является система «генератор-приемник». В качестве регистрирующего устройства выступает приемник National Instruments PXI-5114 с полосой пропускания 125 МГц.

Методика эксперимента состоит из двух этапов:

- 1) измерение коэффициента гармоник системы «генератор-приемник» путем подачи сигнала генератора к приемнику напрямую;
- 2) измерение коэффициента гармоник приемника, с устранением искажений, вносимых генератором, с помощью полосового фильтра.

Синусоидальный сигнал частотой 16 МГц и амплитудой 2,2 В сформируем с помощью генератора Tabor Electronics 5201. На рис. 2 приведены спектры сигналов, зарегистрированных приемником, без фильтра (искажения «генератор-приемник») и с применением полосового фильтра (искажения приемника).

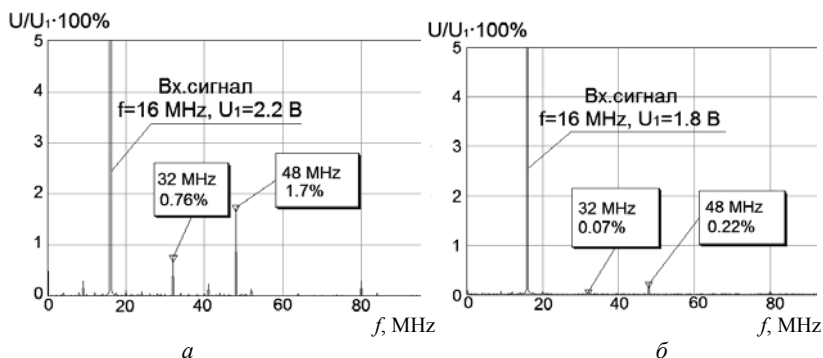


Рис. 2. Спектры сигналов, зарегистрированных приемником, без фильтра (искажения «генератор-приемник») (а) и с фильтром (б)

Коэффициент гармоник без использования фильтра равен $K_{\Gamma} = 1,9\%$. Уровень характеристики нелинейности в среднем имеет значение -50 дБ (см. рис. 1), т.е. ожидаемый коэффициент гармоник приемника равен $K_{\Gamma} = 0,3\%$. Исходя из последнего, фильтр должен подавить гармоники хотя бы на 20 дБ, чтобы устранить искажения, создаваемые генератором. В программе AWR Design Environment с

помощью инструмента автоматического расчета iFilter мы смоделировали узкополосный полосовой фильтр. На рис. 3 и 4 представлены принципиальная схема фильтра и его АЧХ соответственно.

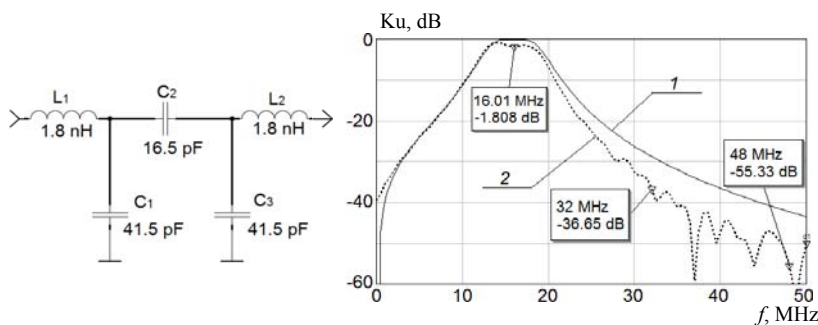


Рис. 3. Принципиальная схема полосового фильтра

Рис. 4. АЧХ полосового фильтра
1 – АЧХ модели фильтра;
2 – АЧХ реального фильтра

Коэффициент гармоник при использовании фильтра получился равным $K_{\Gamma} = 0,24\%$. Зная коэффициент ослабления фильтра на частотах второй и третьей гармоник, можно рассчитать их значения после прохождения сигнала через него и сравнить их со значениями, зарегистрированными приемником.

Амплитуды второй и третьей гармоник, %

	Без фильтра	С фильтром (расчетные)	С фильтром (полученные)
2 гармоника	0,76	0,013	0,07
3 гармоника	1,3	0,0036	0,22

Если бы приемник был строго линейным устройством, то гармоники, зарегистрированные приемником (полученные) и ожидаемые на выходе фильтра (расчетные), были бы равны по амплитуде. Из таблицы 1 видно, что приемник не идеальный и с помощью фильтра мы можем приблизительно оценить искажения приемника ($K_{\Gamma} = 0,24\%$).

Нелинейность приемника по методу гармоник получили равной $-52,4$ дБ, а уровень характеристики нелинейности колеблется от -40 до -60 дБ. Нелинейность генератора и приемника по методу гармоник получили равной $-34,5$ дБ, а уровень «плечиков» равен $-30...35$ дБ. С помощью метода гармоник мы подтвердили, что уровень интермодуляционных плечиков определяется искажениями генератора и приемника, а уровень характеристики нелинейности – искажениями

приемника. Таким образом, метод измерения нелинейных искажений полосовых сигналов объектов дает корректные значения уровня нелинейности, но самое важное – стало возможным измерение искажений непосредственно приемника.

ЛИТЕРАТУРА

1. Семенов Э.В. Исследование нелинейности преобразования сверхширокополосных сигналов: автореф. дис. ... докт. техн. наук: (25.05.12). Томск, 2012. 42 с.
2. Алтынбеков Е.Е. Измеритель нелинейных искажений полосовых сигналов приемником: вып. кв. работа / Е.Е. Алтынбеков; науч. рук. Э.В. Семенов. Томск: ТУСУР, 2015. 30 с.

МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ ОДНОСТОРОННЕЙ СПЕКТРАЛЬНОЙ ПЛОТНОСТИ МОЩНОСТИ ШУМА ОПТОЭЛЕКТРОННОГО ГЕНЕРАТОРА СВЧ-ДИАПАЗОНА С ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОЙ ЛИНИЕЙ ЗАДЕРЖКИ

Д.Е. Бадырова, М.Г. Шарипова, магистранты каф. РЗИ

Научный руководитель А.С. Задорин, проф. каф. РЗИ, д.ф.-м.н.

г. Томск, ТУСУР, mikonchik21@mail.ru

С развитием техники связи и радиолокации высокие требования предъявляются к уровню фазовых шумов опорных автогенераторов (АГ), описываемых односторонней спектральной плотностью мощности (СПМ) шума $L(f)$ АГ при отстройке частоты f от центральной частоты автоколебаний f_0 [1]. Установлено, что $L(f)$ описывается формулой [2]

$$L_{\varphi}(f) = 10 \log \left(\frac{GFkT}{2P} \left(\left(\frac{f_0}{2Q} \right)^2 \frac{f_a}{f^3} + \left(\frac{f_0}{2Q} \right)^2 \frac{1}{f^2} + \frac{f_a}{f} + 1 \right) \right), \quad (1)$$

где $L_{\varphi}(f)$ – СПМ фазового шума АГ, нормированная к мощности самого колебания (несущей) и выраженная в децибелах; G, F – коэффициенты усиления и шума усилительного каскада АГ; k – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура; P – номинальная мощность, подводимая к резонатору; Q – добротность нагруженного резонатора; f_a – верхняя граничная частота области доминирования фликкер-шума в спектральной плотности мощности шумов активного прибора (граничная фликкерная частота).

Хотя формула (1) определяет четыре основные области зависимости СПМ от отстройки f , в СВЧ-генераторах область с законом вида $1/f$ обычно отсутствует из-за преобладания шума типа $1/f^2$. Поэтому для

них «классический» профиль фазового шума имеет вид, показанный на рис. 1.

Из (1) следует, что для отстроек f , превышающих полуширину АЧХ резонатора $f_0/2Q$, фазовый шум главным образом определяется номинальной мощностью P колебаний и тепловым шумом активного прибора. В этой области зависимость шума от отстройки практически отсутствует. Данная область $L(f)$ называется «шумовой пьедестал» [2]. Для отстроек, лежащих между $f_0/2Q$ и f_a , СПМ фазового шума с уменьшением частоты f увеличивается со скоростью 20 дБ на декаду. В области, где $f < f_a$ и преобладает фликкер-шум, фазовый шум с уменьшением отстройки увеличивается на 30 дБ за декаду. Таким образом, зависимость СПМ фазового шума от отстройки определяют два важных параметра генератора: полуширина полосы пропускания резонатора $f_0/2Q$ и граничная фликкерная частота f_a , в то время как общий уровень СПМ определяется множителем $G\text{FkT}/2P$ [2].

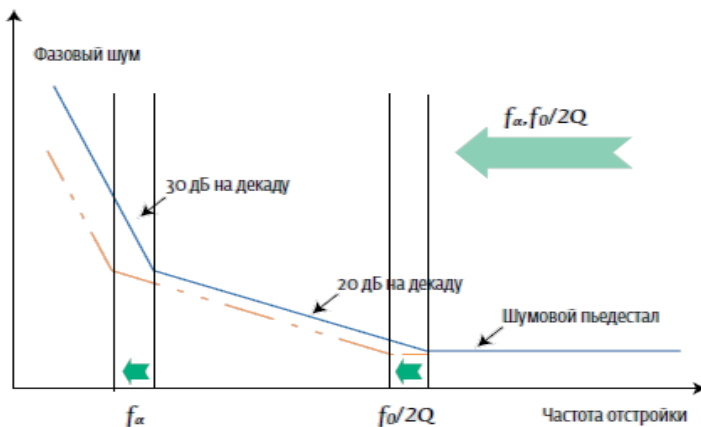


Рис. 1. Зависимость СПМ фазового шума от частоты отстройки в СВЧ-автогенераторе

Ниже представлены результаты моделирования одноконтурного оптоэлектронного генератора (ОЭГ) на основе линии задержки (ЛЗ) различной длины L [1]. При этом с помощью аппроксимации СПМ шума были определены два важных параметра генератора: фликкерная частота f_a и эквивалентная добротность Q ЛЗ. Теоретическая оценка для добротности дается формулой [1]

$$Q = \pi f \tau. \quad (2)$$

Структурная схема ОЭГ в программно-вычислительной среде Matlab/Simulink представлена на рис. 2.

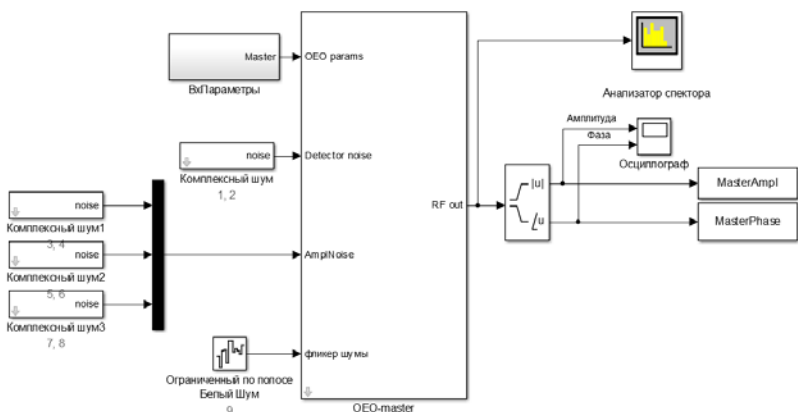


Рис. 2. Структурная схема ОЭГ в программно-вычислительной среде Matlab/Simulink

При этом с увеличением l увеличивается добротность Q и снижается уровень фазового шума АГ [3].

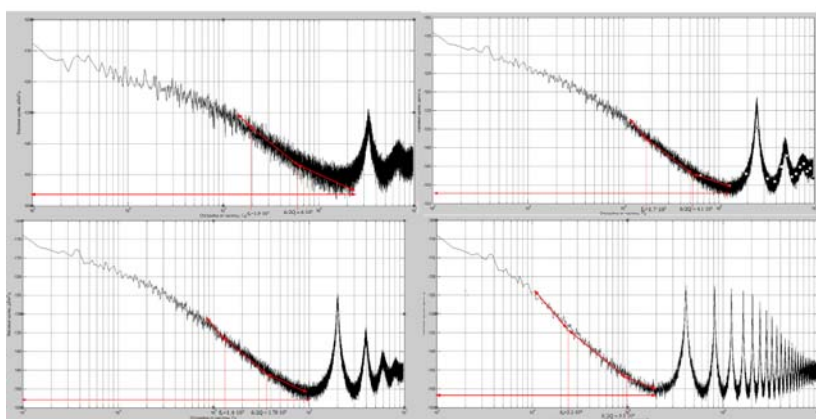


Рис. 3. СПМ шума ОЭГ при различных линиях задержки

В работе были построены и измерены СПМ шума ОЭГ с линиями задержки длиной 50, 75, 100 и 500 м. СПМ шума ОЭГ представлены на рис. 3, откуда можно определить границу фликкер-шумов, которая составила $f_{a50} = 1,9 \cdot 10^5$ Гц; $f_{a75} = 1,7 \cdot 10^5$ Гц; $f_{a100} = 1,4 \cdot 10^5$ Гц; $f_{a500} = 2,2 \cdot 10^4$ Гц.

Также из рис. 3 были определены области $f_0/2Q = 6 \cdot 10^5$ Гц; $f_0/2Q = 4,1 \cdot 10^5$ Гц; $f_0/2Q = 1,78 \cdot 10^5$ Гц; $f_0/2Q = 9,8 \cdot 10^4$ Гц, из которых

можно выразить добротности контуров, зная, что частота генерации $f_0 = 10 \cdot 10^9$ Гц. Экспериментальные добротности, полученные с помощью модели в Matlab/Simulink для ЛЗ, составили, где нижний индекс определяет длину ЛЗ: $Q_{50} = 8,3 \cdot 10^3$, $Q_{75} = 12,1 \cdot 10^3$, $Q_{100} = 17,8 \cdot 10^3$, $Q_{500} = 5,1 \cdot 10^4$. Теоретические же добротности, используя соотношение (2), составляют: $Q_{50} = 7,6 \cdot 10^3$, $Q_{75} = 11,3 \cdot 10^3$, $Q_{100} = 15,1 \cdot 10^3$, $Q_{500} = 6,7 \cdot 10^4$.

Таким образом, сравнивая экспериментальные и расчетные добротности, можно увидеть качественное соответствие теоретических результатов и математической модели ОЭГ с небольшим отклонением. Кроме этого, в работе представлены результаты измерений СПМ шума ОЭГ. Было показано, что увеличение длины ОБ приводит как к увеличению добротности системы, так и к генерации паразитных частот, попадающих в контур усиления ОЭГ. Для подавления этих мод необходимо усилить частотную селекцию модового спектра f_m в ППФ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Царанкин Д.П. Методы генерирования СВЧ-колебаний с минимальным уровнем фазовых шумов: дис. ... д-ра техн. наук. М., 2004. 410 с.
2. Ченакин А. Фазовые шумы в СВЧ-генераторах. Методы решения проблемы // Электроника: НТБ. 2011. № 4. С. 52–61.
3. Белкин М., Лопарев А. Оптоэлектронный генератор – первое практическое устройство СВЧ-оптоэлектроники // Электроника: Наука. Технология. Бизнес. 2010. № 6. С. 62–70.

ИНЖЕКЦИОННО-СИНХРОНИЗИРОВАННАЯ МОДЕЛЬ ОПТОЭЛЕКТРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

Д.Е. Бадырова, М.Г. Шарипова, магистранты каф. РЗИ

Научный руководитель А.С. Задорин, проф. каф. РЗИ, д.ф.-м. н.
г. Томск, ТУСУР, РТФ, deskaly@gmail.com

Приведено описание исследования схемы инжекционно-синхронизированной (ИС) ОЭГ, получена характеристика спектральной плотности мощности (СПМ) фазовых шумов, по которой согласно теории Лисона графическим способом найдены добротность ОЭГ и уровень подавления фазовых шумов.

Целью работы было проведение модельной проверки данного типа ОЭГ, подтверждение выводов, сделанных ранее в диссертационной работе А.В. Лопарева.

ИС ОЭГ, предложенный в работе [1], эффективно подавляет паразитные моды и обладает компромиссом между широкой спектральной перестройкой и уровнем фазовых шумов.

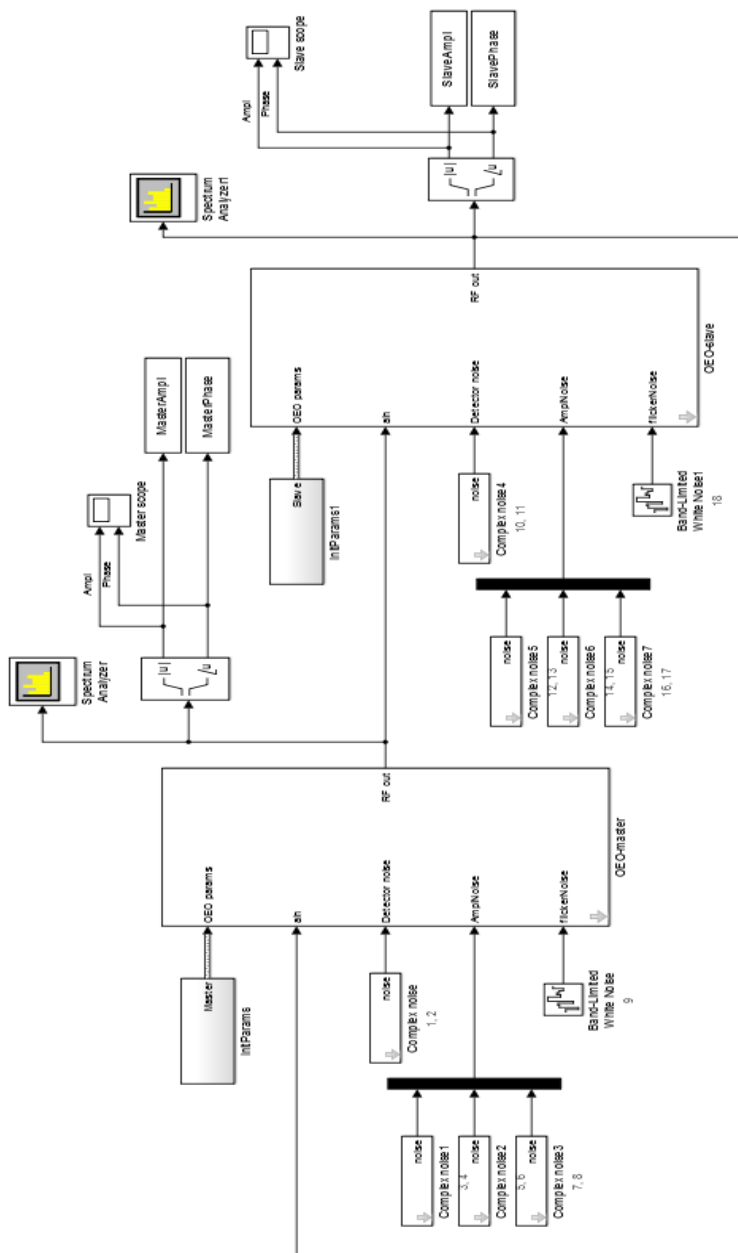


Рис. 1. Схема инжекционно-синхронизированной модели ОЭГ

В качестве примера ИС ОЭГ рассмотрим синхронизацию двух ОЭГ в радиотехническом диапазоне с длинами ВОТ $l_{\text{ВОТ}} = 75$ м и $l_{\text{ВОТ}} = 750$ м, схема [2], изображенная на рис. 1, была реализована в вычислительной среде Simulink.

На рис. 2 и 3 приведены результаты моделирования спектра генерации ИС ОЭГ при длинах ВОТ, соответствующих ОЭГ 75 и 750 м, и спектры фазовых шумов.

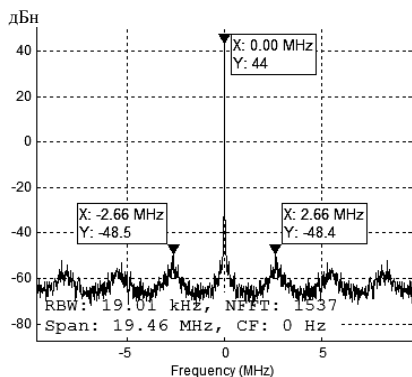


Рис. 2. Спектр генерации модели ИС ОЭГ на время задержки 0,3753 мкс в полосе 20 МГц

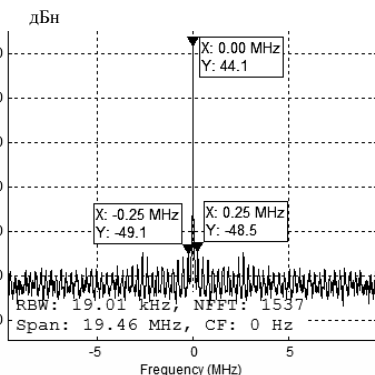


Рис. 3. Спектр генерации модели ИС ОЭГ на время задержки 3,753 мкс в полосе 20 МГц

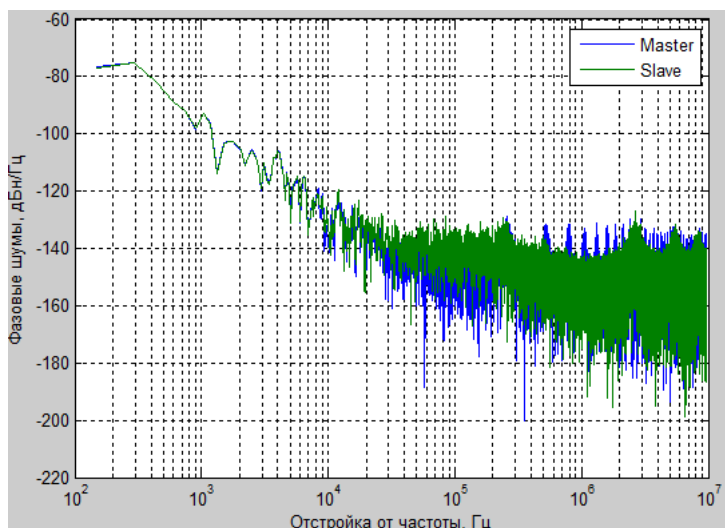


Рис. 4. Уровень мощности фазовых шумов модели инъекционно-синхронизированного ОЭГ

Как видно из рис. 4, ведущий контур генерирует гармоники с маленьким шагом, ведомый контур со вторым. В результате, благодаря этой конкуренции, осуществляется подавление паразитных мод.

Результаты исследования показали, что ИС ОЭГ является перспективным вариантом при построении ОЭГ. В таких схемах построения эффективно подавляются паразитные моды. СПМ ФМ составляли при стандартной отстройке от центральной частоты -125 дБн/Гц, и паразитные моды подавлены свыше 93 дБ.

Проведя кусочно-линейную аппроксимацию, согласно методу Лисона [3], были определены 2 характерные точки. Граничная частота фликкер-шумов и полуширина полосы пропускания, с помощью которой определена добротность данного ОЭГ, равная $2,2 \cdot 10^5$.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Лопарев А.В.* Оптоэлектронные и микроэлектронные принципы построения твердотельных генераторов сверхвысокочастотного диапазона: дис. ... канд. техн. наук, М., 2011.
2. *Zhou W., Blasche G.* Injection-Locked Dual Opto-Electronic Oscillator with Ultra-Low Phase Noise and Ultra-Low Spurious Level // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. 2005. March. Vol. 53, №3. P. 929–933.
3. *Rubiola E.* Phase noise and frequency stability in Oscillators. Cambridge University Press, 2009. P. 2–3.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА ПО ИССЛЕДОВАНИЮ ФАЗОВЫХ ШУМОВ В НИЗКОЧАСТОТНЫХ АВТОГЕНЕРАТОРАХ

Д.Е. Бадырова, М.Г. Шарипова, магистранты каф. РЗИ

Научный руководитель А.С. Задорин, проф. каф. РЗИ, д.ф.-м.н.

г. Томск, ТУСУР, РТФ, deskaly@gmail.com

Дано описание лабораторного практикума по исследованию шумовой модели низкочастотного автогенератора (АГ). В рамках модели Лисона предложена кусочно-линейная аппроксимация односторонней спектральной плотности мощности шумов, с помощью которой даны оценки границы фликкер-шумов, а также добротности колебательной системы АГ.

Как известно, для реализации АГ необходимо выполнение двух обязательных требований:

АГ можно рассматривать как усилитель, обладающий собственным коэффициентом усиления K , охваченный положительной обратной связью β :

$$\beta \cdot K = 1. \quad (1)$$

$$\varphi_\beta + \varphi = 1\pi. \quad (2)$$

Первое из них получило название условия баланса амплитуд (УБА), а второе – условия баланса фаз (УБФ) [1].

Целью работы является постановка лабораторной работы, в которой студенты приобретут навыки в моделировании АГ, таких как АГ Колпитца, АГ Хартли в пакете программы NI Design Multisim, определение параметров, характеризующих спектральную чистоту сигнала АГ (рис. 1).

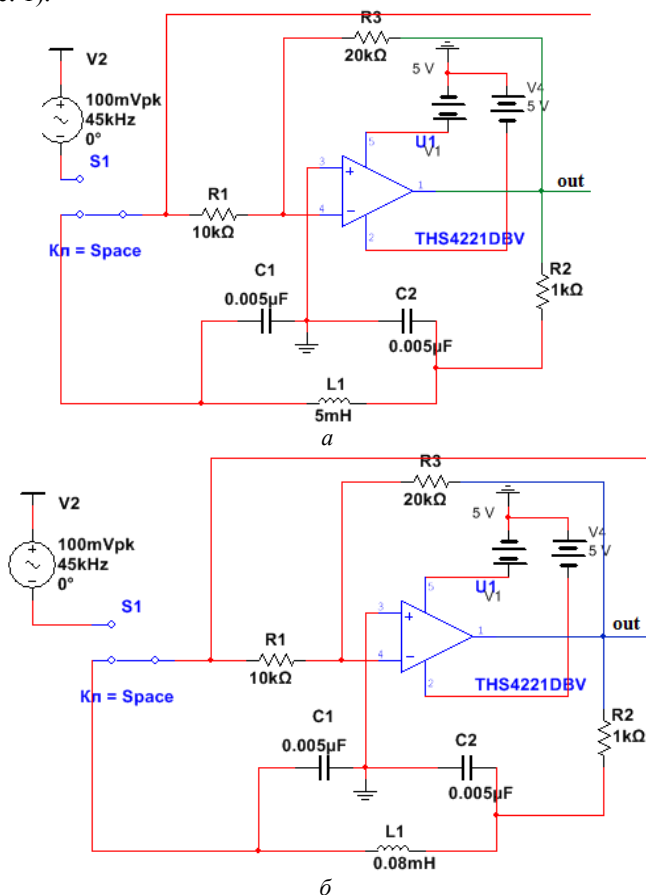


Рис. 1. Схемы АГ: а – Колпитца; б – Хартли

Генератор характеризуется односторонней спектральной плотностью мощности шума $L(f)$. В литературных источниках оценка ФШ АГ описывается моделью Лисона, которая выдает нам 2 характерные точ-

ки, очень важные для определения уровня шумов и добротности колебательного контура АГ [2].

Для осуществления симуляции схем был использован пакет программы NI Design Multisim. В ходе проведения симуляции был получен спектр генерации на частоте 355 кГц. Согласно теории Лисона [3] была проведена кусочно-линейная аппроксимация на графике односторонней спектральной плотности мощности шумов.

Свод полученных результатов

Тип АГ	f_0 , кГц	f_a , кГц	$f_0/2Q$, кГц	Q
АГ Колпитца	355	560	680	0,26
АГ Хартли	355	603	703	0,25

Из анализа полученных графиков видно, что режим устойчивой генерации характеризуется некоторым уровнем побочных, паразитных мод. В ходе работы для АГ Колпитца и Хартли определяются собственная добротность колебательного контура, а также граница фликкер-шумов. Данные параметры позволяют охарактеризовать качество работы автогенераторов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. для вузов. 4-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1986. 512 с.
2. Ченакин А. Фазовые шумы в СВЧ-генераторах. Методы решения проблемы // Электроника: НТБ. 2011. №4. С. 52–61.
3. Rubiola E. Phase noise and frequency stability in Oscillators. Cambridge University Press, 2009. P. 2–3.
4. Бельчиков С. Фазовый шум: как спуститься ниже –120 дБн/Гц на отстройке 10 кГц в диапазоне частот до 14 ГГц, или Борьба за децибелы.

ИССЛЕДОВАНИЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ДЕТЕКТОРОВ МОЩНОСТИ СВЧ-СИГНАЛОВ

А.В. Черепанов, каф. СВЧиКР, студент гр. 145М-3,

А.С. Загородний, доцент каф. СВЧиКР, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, cherepanov.av@micran.ru

Продолжающаяся тенденция увеличения рабочих частот радиотехнических схем накладывает требования к новым приборам и компонентной базе. Одним из неотъемлемых устройств, применяемых в измерительной аппаратуре СВЧ-диапазона, является детектор мощности. Целью данной работы является исследование детекторных характеристик и определение чувствительности по напряжению сверхширо-

кополосных детекторов. В ходе работ были использованы диодные детекторы Д5А-50, производимые в АО «НПФ «Микран». Структурная схема детекторов представлена на рис. 1, определены габаритные размеры и конструкция детекторов мощности.

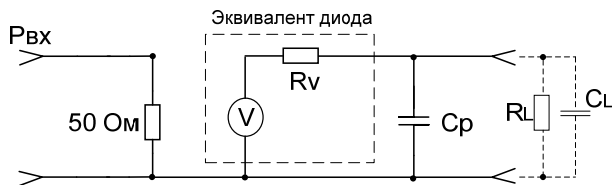


Рис. 1. Структурная схема детектора

Измерены зависимости выходного напряжения от входной мощности детекторов при различных нагрузках. График зависимостей представлен на рис. 2.

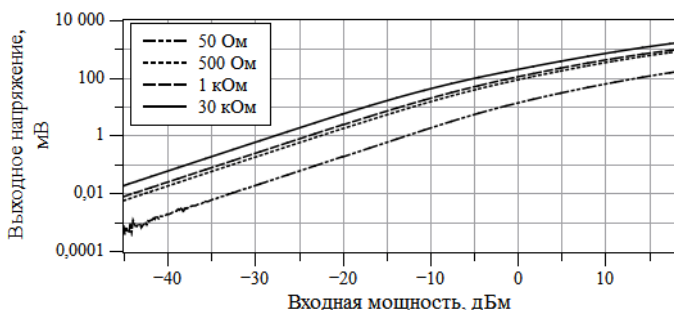


Рис. 2. Детекторные характеристики детекторов мощности

Измерены частотные характеристики детекторов Д5А-20 до 20 ГГц и Д5А-50 до 50 ГГц при входной мощности 0 дБм (1 мВт) (рис. 3).

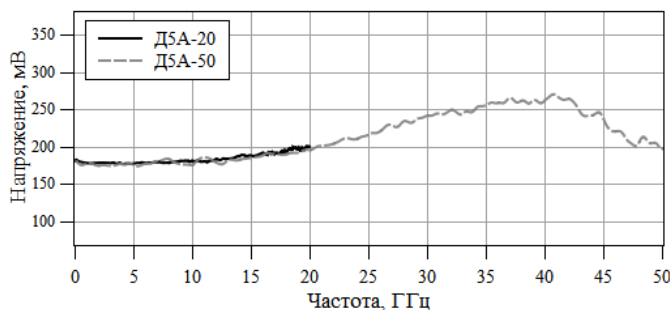


Рис. 3. Частотные характеристики детекторов

На рис. 4 представлена чувствительность по напряжению детекторов Д5А-20 и Д5А-50 с разными нагрузками, которая определяет крутизну детекторных характеристик.

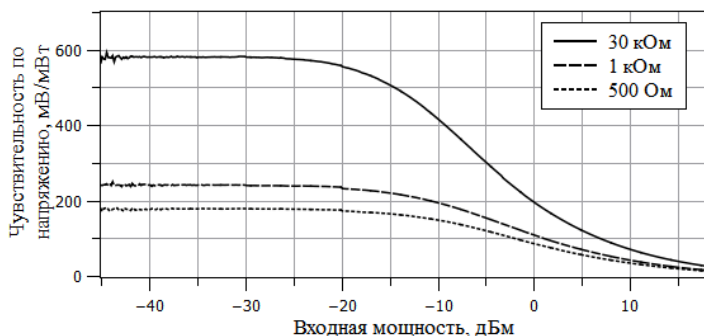


Рис. 4. Чувствительность по напряжению детекторов

Диапазон измеряемых мощностей составил от минус 45 дБм до плюс 20 дБм. Ввиду шунтирования тока уменьшение нагрузки от типовой (30 КОм) понижает уровень выходного напряжения, что видно из рис. 2. На рис. 3 сплошной линией представлена частотная характеристика детектора Д5А-20, работающего до 20 ГГц, неравномерность АЧХ составила $\pm 1,5$ дБм на всем диапазоне частот. Штрих-пунктиром – Д5А-50, работающие до 50 ГГц, неравномерность АЧХ составила – $\pm 1,5$ до 26,5 ГГц и $\pm 3,5$ до 50 ГГц.

Нередко детекторы применяются для измерения импульсно-модулируемых сигналов, где немалую роль играют времена спада и нарастания, зависящие от сопротивления нагрузки, подключаемой к детектору. Измеренные времена нарастания и спада импульсов приведены в таблице для нагрузок 50 Ом и 1 МОм. За время нарастания принято время изменения напряжения на выходе детектора от 10 до 90% при включении уровня мощности минус 10 дБм (0,1 мВт). За время спада – при отключении мощности минус 10 дБм (таблица).

Времена спада и нарастания импульсов

	$R_L = 50 \text{ Ом}$	$R_L = 1 \text{ МОм}$
Время нарастания, T_r	7 нс	240 нс
Время спада, T_f	7 нс	350 нс

Для приближенного расчета времени нарастания была выявлена формула

$$T_r = \frac{4,5 \cdot R_V \cdot R_L \cdot (C_L + C_P)}{R_V + R_L},$$

где $R_V = 1$ кОм – видеосопротивление диода; R_L – сопротивление подключаемой нагрузки; C_L – емкость подключаемой нагрузки; $C_P = 30$ пФ – емкость детектора.

Ввиду большого диапазона измеряемых мощностей и широкого частотного диапазона диодные детекторы мощности могут применяться как отдельные измерительные блоки, так и в составе аппаратуры СВЧ. Благодаря малым значениям времени спада и нарастания, могут использоваться для детектирования импульсно-модулированных сигналов.

ЛИТЕРАТУРА

1. ГОСТ 19656.13–1976. Государственный стандарт. Диоды полупроводниковые СВЧ-детекторные. Метод измерения тангенциальной чувствительности. М.: Изд-во стандартов, 1976. 14 с.
2. АО НПФ «Микран» [Электронный ресурс]. Режим доступа <http://www.micran.ru>
3. Zagorodny A.S., Drozdov A.V., Voronin N.N., Yunusov I.V. Modeling and Application of Microwave Detector Diodes. 14 International conference and seminar of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM), 2013: Conference Proceedings, 2013. P. 96–99.

РАЗРАБОТКА МАЛОШУМЯЩЕГО УСИЛИТЕЛЯ X-ДИАПАЗОНА

П.Н. Кислицин, студент каф. ТОР, А.А. Цинц, студент каф. РТС

*Научный руководитель А.В. Комендатенко,
вед. инженер НПФ «Микран», kislitsinpavel@gmail.com*

Маломощные усилители (МШУ) являются неотъемлемой частью приемных трактов радиотехнических систем. Важным требованием при проектировании МШУ является обеспечение коэффициента усиления, коэффициента шума и согласования со входа и выхода. Целью данной работы было моделирование усилителя, отвечающего ряду требований, представленных в табл. 1.

Так как требовалось усиление 12 дБ, реализовать данный МШУ можно с использованием одного усилительного каскада. В результате анализа рынка был выбран транзистор фирмы Renesas NE3515S02 [1].

В качестве материала для изготовления печатной платы был выбран материал фирмы Rogers RO4350.

Далее в ходе работы были синтезированы входная и выходная трансформирующие цепи (ТЦ) при использовании S -параметров. Топология цепей представлена на рис. 1.

Таблица 1

Параметры МШУ

Параметр	Значение
Диапазон рабочих частот, ГГц	8,5–9,5
Коэффициент усиления (малосигнальный режим), дБ, не менее	12
Коэффициент шума (малосигнальный режим, 22° С), дБ, не более	1,5
Неравномерность коэффициента передачи в рабочем диапазоне частот, дБ, не более	1
Выходная мощность по сжатию 1 дБ, дБм, не менее	13
Коэффициент отражения по входу (S_{11}), дБ, не более	-12
Коэффициент отражения по выходу (S_{22}), дБ, не более	-6

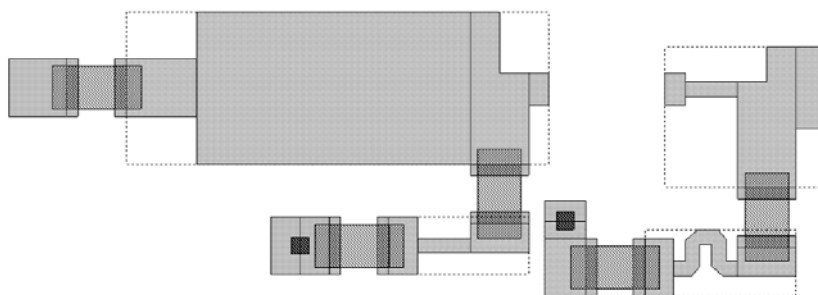


Рис. 1. Топология трансформирующих цепей

Представленная на рис. 1 топология ТЦ позволила получить частотные и шумовые характеристики, которые представлены на рис. 2 и 3 соответственно.

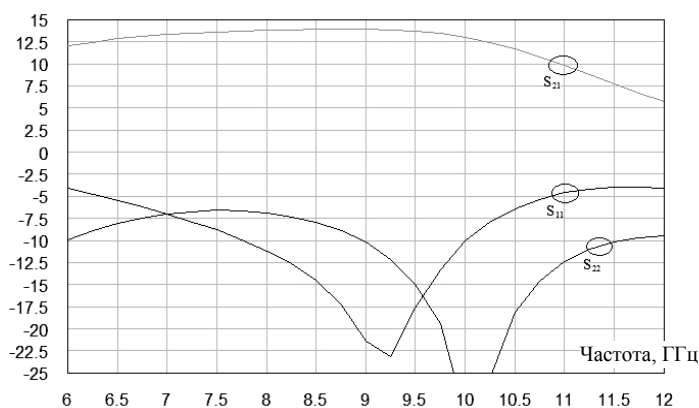


Рис. 2. Частотные характеристики МШУ

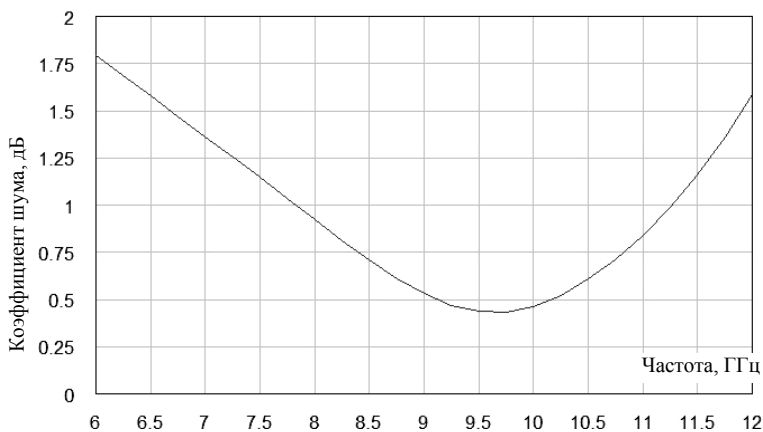


Рис. 3. Шумовые характеристики усилителя

Также был проведен анализ устойчивости на основании критерия Роллета и фактора Роллета, результаты которого представлены на рис. 4.

Из рис. 4 видно, что усилитель устойчив во всем рабочем диапазоне транзистора.

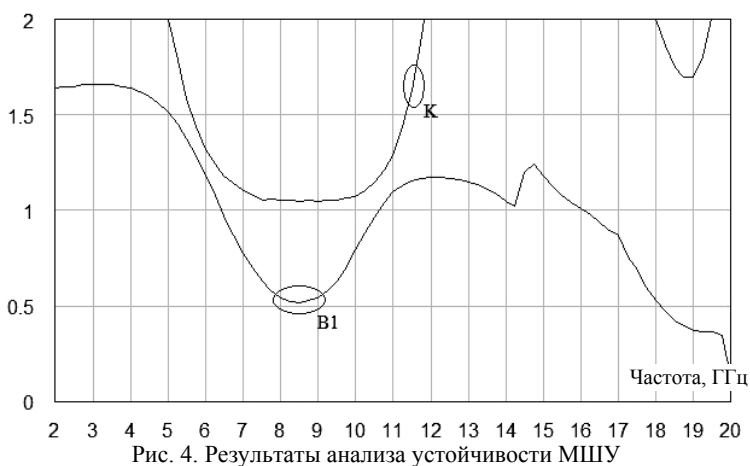


Рис. 4. Результаты анализа устойчивости МШУ

Сравнение результатов моделирования и требуемых характеристик приведено в табл. 2.

Таблица 2

Сравнение требуемых и полученных характеристик усилителя

Параметр	Требуемое значение	Полученное значение
Диапазон рабочих частот, ГГц	8,5–9,5	8,5–9,5
Коэффициент усиления (малосигнальный режим), дБ, не менее	12	13,7
Коэффициент шума (малосигнальный режим, 22° С), дБ, не более	1,5	0,7
Неравномерность коэффициента передачи в рабочем диапазоне частот, дБ, не более	1	0,2
Согласование по входу (S_{11}), дБ, не более	–12	–4,5
Согласование по выходу (S_{22}), дБ, не более	–6	–7,9

В результате моделирования получили МШУ полностью, удовлетворяющий требованиям.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Renesas*: NE3515S02 [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://documentation.renesas.com/doc/YOUSYS/document/PG10708EJ01V0DS.pdf> (дата обращения: 22.01.13).

УМНОЖИТЕЛЬ ЧАСТОТЫ

Д.С. Данилов, студент каф. СВЧиКР

*Научный руководитель А.В. Дроздов, аспирант каф. СВЧиКР
г. Томск, ТУСУР, danilov.ds@micran.ru*

Довольно часто при построении схем разнообразных генераторов и синтезаторов частот возникает необходимость в переносе частот из одной области спектра в другую. Это можно сделать при помощи схем смесителей (обеспечив преобразование вверх), однако когда требуется кратное преобразование (в два, три и более раз), удобнее и эффективнее использовать т.н. умножители частоты. Как следует из названия, такие схемы обеспечивают кратное преобразование (умножение) частоты входного сигнала.

В данной работе было проведено исследование преобразователей частоты. Был смоделирован и рассчитан умножитель частоты, состоящий из двух широкополосных симметрирующих трансформаторов на основе мостов Маршанда и диодного кольца между ними. Представлены схема и вид полученной топологии, уровень подавления гармоник, возвратные потери умножителя, а также таблица сравнения полученного умножителя частот и зарубежного аналога НМС331. Топология умножителя была выполнена на подложке из арсенида галлия (GaAs).

Все расчеты спроектированной топологии велись в САПР Advanced Design System (ADS)

Характеристики умножителя частоты представлены ниже:

- полоса рабочих частот 25-50 ГГц;
- возвратные потери по входу меньше минус 5 дБ;
- подавление 1-й и 3-й гармоник 40 дБ.

На рис. 1 представлена схема, на основании которой была рассчитана топология умножителя частоты.

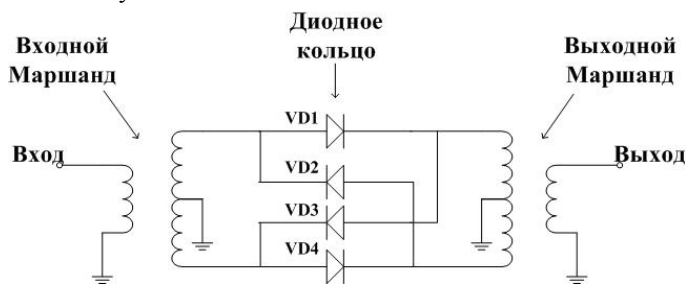


Рис. 1. Схема умножителя частоты

Входной трансформатор работает в полосе частот 13–26 ГГц, выходной – 25–50 ГГц.

Далее представлена полученная топология умножителя частоты (рис. 2).

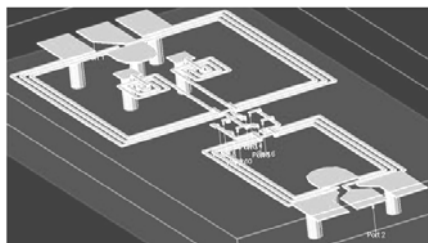


Рис. 2. Топология умножителя частоты

Входной и выходной симметрирующие трансформаторы, выполнены на мостах Маршанда. Благодаря тому, что на плечах трансформаторов дисбаланс амплитуды и фазы сравнительно мал [3], у умножителя частоты удалось получить высокие уровни подавления нечетных гармоник – более 40 дБ.

На рис. 3 представлены характеристики потерь преобразования и подавления гармоник первого и высшего порядков. Подавление гармоник рассчитывалось при мощности на входе +15 дБм, графики подавления построены относительно этого уровня.

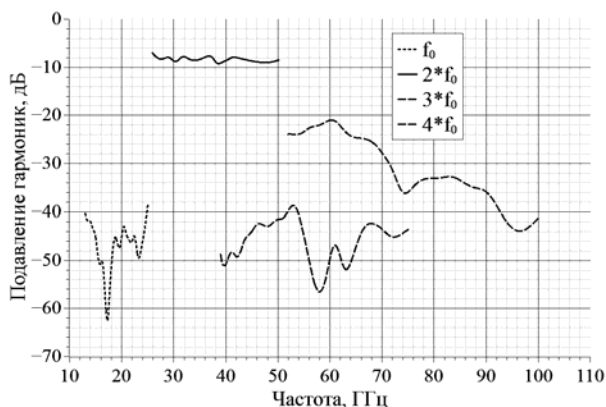


Рис. 3. Потери преобразования и уровень подавления гармоник удвоителя частоты

На рис. 4 представлены результаты расчета частотных зависимостей возвратных потерь по входу удвоителя частоты диапазона.

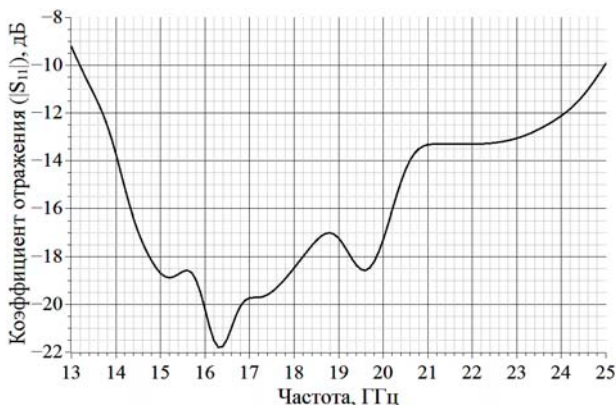


Рис. 4. Возвратные потери умножителя

Далее в таблице полученные характеристики сравнивались с аналогом зарубежного производителя НМС331 фирмы Hittite [3].

Сравнение характеристик прибора и аналога

Характеристики приборов	Умножитель частоты	НМС331 [3]
Частотный диапазон по входу, ГГц	13–25	12–18
Частотный диапазон по выходу, ГГц	25–50	24–36
Возвратные потери по входу, дБ	–10	–14
Подавление 1-й гармоники, дБ	40	32
Подавление 3-й гармоники, дБ	40	40

В ходе данной работы был выполнен анализ литературы по широкополосным симметрирующим трансформаторам и умножителям частоты. В ADS был спроектирован умножитель частоты. Из таблицы видно, что умножитель превосходит по ряду характеристик зарубежный аналог HMC331.

ЛИТЕРАТУРА

1. Zhen-Yu Zhang, Yong-Xin Guo, Ong L.C., and Chia M.Y.W. // A New Planar Marchand Balun. 2005. №5. P. 17–23.
2. Zysman G.I. and Johnson A.K. Coupled Transmission Line Networks in an Inhomogeneous Dielectric Medium // IEEE.
3. Данилов Д.С. Широкополосный симметрирующий трансформатор на основе мостов Маршанда для применения в интегральных микросхемах: матер. докл. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2015», Томск: В-Спектр, 2015. Т. 1.
4. Сайт компании Hittite [Электронный ресурс]. Режим доступа свободный: <http://www.hittite.com>.

СВЧ-УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ КЛАССА АВ ДЛЯ СИСТЕМЫ БЕСПРОВОДНОЙ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ WiMAX

А.Е. Ефремова, студентка каф. РТС

*Научный руководитель В.Д. Дмитриев, доцент каф. ТОР, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, dvd51@mail.ru*

Проект РТС-0802 «Исследование, моделирование и проектирование средств мобильной радиосвязи»

Проектируемый СВЧ-усилитель мощности входит в состав базовой станции системы беспроводной мобильной связи WiMax. Такие системы работают с сигналами квадратурной амплитудной модуляции. Поэтому к усилителям мощности (УМ) предъявляются высокие требования линейности. Также известно, что усилитель должен обеспечивать достаточно большую выходную мощность, поэтому должен обладать достаточно высоким КПД.

В данном проекте разрабатывался УМ, пригодный для полноценного использования в системах беспроводной связи.

Разработка УМ предполагала обоснование структурной схемы, расчет согласующих цепей и предварительный расчет параметров, моделирование усилителя в прикладном программном обеспечении и окончательный расчет параметров.

Для усилителя мощности был выбран транзистор на микросхеме CGH25120F [1] от производителя CREE. Микросхема CGH25120F на основе нитрид-галлиевого транзистора с высокой подвижностью элек-

тронов (HEMT) обеспечивает высокую эффективность, коэффициент усиления и широкую полосу пропускания. Основные характеристики транзистора CGH25120F представлены в таблице.

Основные характеристики транзистора CGH25120F

Диапазон рабочих частот	2300–2700 МГц
Выходная мощность	120 Вт
Усиление	13 дБ

В результате моделирования усилителя мощности класса АВ в среде AWR Microwave Office [2] были получены основные характеристики, такие как зависимость выходной мощности, коэффициент передачи по мощности и КПД от уровня входной мощности. На рис. 1 приведены отмеченные зависимости для усилителя мощности в диапазоне 2,5–2,7 ГГц.

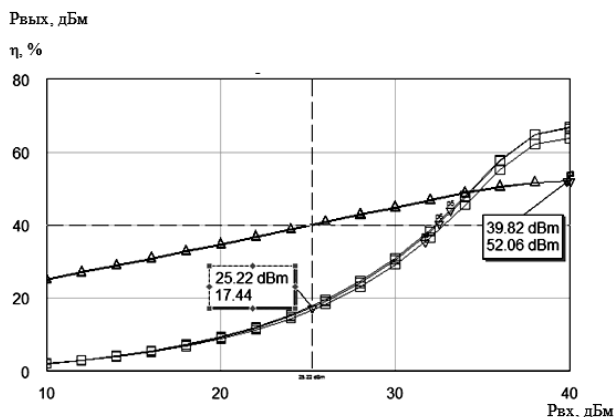


Рис. 1. Графики зависимостей: Δ — $P_{вых} = f(P_{вх})$; $\square$ — $\eta = f(P_{вх})$

Полученная модель усилителя имеет следующие характеристики: при уровне средней выходной мощности 40–43 дБм значение КПД превышает 15%; при максимальном уровне выходной мощности 52 дБм КПД > 40%.

Еще одним важным параметром при разработке усилителей мощности для систем связи являются требования к уровню нелинейных искажений. Этот параметр в реальности оценивается функцией APCR [3], т.е. отношением мощности интермодуляционных искажений к основному сигналу при многочастотном входном воздействии. Произвести расчет данного параметра даже при наличии нелинейной модели в настоящее время не представляется возможным, так как требуется на-

личие сверхбыстродействующей ЭВМ и соответствующее программное обеспечение. В ходе работы была произведена оценка интермодуляционных искажений усилителя мощности при двухчастотном сигнале. При этом основным критерием важности считаются интермодуляционные искажения третьего порядка, определяемые на частотах $2f_1 - f_2$ и $2f_2 - f_1$ при подаче на вход двух одинаковых по амплитуде сигналов f_1 и f_2 . Требуется учитывать данные изменения в спектральной составляющей выходного сигнала и добиваться максимального подавления паразитных гармоник.

Уровень ИМИ достигает значения менее 30 дБ при выходной мощности $P_{\text{вых}} = 40$ дБм. Кривая, характеризующая зависимость ИМИ от выходной мощности, приведена на рис. 2.

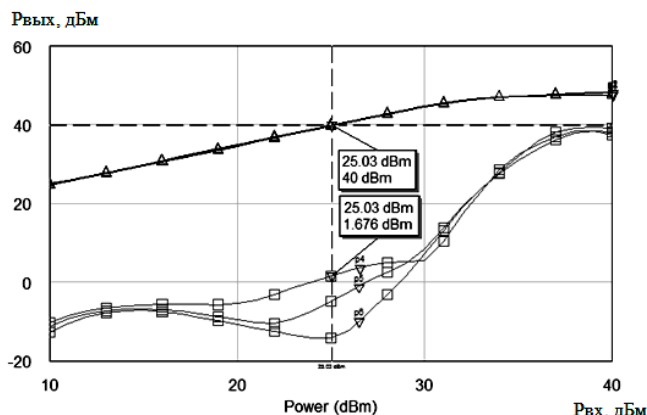


Рис. 2. Интермодуляционные искажения третьего порядка:
 $\triangle$ – мощность основной гармоники; $\boxplus$ – мощность интермодуляционной составляющей третьего порядка

Усилители мощности, работающие в классе АВ, в настоящее время находят очень широкое применение. Такие устройства в подавляющем большинстве используют в системах связи нового поколения. Данный класс обладает рядом достоинств перед другими классами работы. К основным плюсам относятся: высокий КПД в сравнении с классом А, а также относительная простота в практической реализации.

В результате моделирования СВЧ-усилителя мощности класса АВ получены характеристики, удовлетворяющие техническому заданию и даже превосходящие его.

– При уровне средней выходной мощности 40–43 дБм, КПД > 17%.

– При максимальном уровне выходной мощности 52 дБм, КПД > 60%.

– Интермодуляционные искажения третьего порядка менее 35 дБм при выходной мощности $P_{\text{вых}} = 40$ дБм.

ЛИТЕРАТУРА

1. CGH25120F [Электронный ресурс]. Режим доступа <http://www.cree.com/~media/Files/Cree/RF/Data%20Sheets/CGH25120F.pdf> (дата обращения: 10.09.2015).

2. Основы моделирования в Microwave Office 2009 [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.eurointech.ru/products/AWR/Dmitriev_mwo_2009_1.pdf. (дата обращения: 3.09.2015).

3. Усилители мощности с высокой линейностью для базовых станций беспроводной связи [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.chipnews.ru/html.cgi/arhiv/02_07/2.htm (дата обращения: 3.09.2015).

РАЗРАБОТКА ЦИФРОВОГО ДЕМОДУЛЯТОРА РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ (СТАНДАРТ CCIR) С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ SDR-ПЛАТФОРМЫ NI USRP 2920 И ПРОГРАММНОЙ СРЕДЫ LABVIEW

М.М. Халмурза, магистрант РТФ

*Научный руководитель И.Ю. Кузьменко, ассистент каф. РЗИ
г. Томск, TUSCP, Madi.madi90@mail.ru*

В совсем недавнем прошлом радиосистемы поддерживали один максимум два типа сигнала, а между собой могли связываться только однотипные устройства. В связи с этим появилась необходимость в трансиверах с гибкой архитектурой, которая могла бы изменяться при помощи только программного обеспечения. Технология Software Defined Radio позволяет изменять базовые параметры приемопередающего устройства программным способом.

Для освоения студентами технологий, применяющихся в современных телекоммуникационных устройствах, появилась необходимость в создании курса лабораторных работ, нацеленных на изучение SDR-технологии. Компания National Instruments предоставляет программно-аппаратный комплекс, который позволяет, оставаясь в рамках лабораторных работ, детально изучить как основы SDR технологии, так и различные виды модуляции, применяемые для передачи информации. Аппаратная часть комплекса состоит из устройства, аппаратная реализация которого представлена на рис. 1. В качестве программной части используется среда LabView. LabView – это среда разработки прикладных программ, созданная фирмой National Instruments. В ней

используется интуитивно понятный язык графического программирования. LabView предоставляет широкие возможности для проведения вычислений и математического моделирования. Однако наиболее полно возможности LabView раскрываются при создании лабораторных приборов и промышленных установок [1].

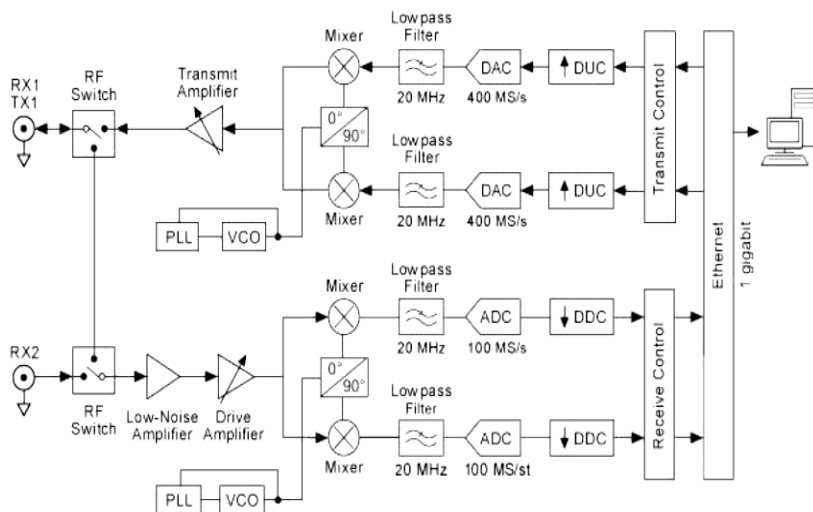


Рис. 1. Блок-схема устройства NI USRP 2920

В данной статье рассматривается цифровой приемник, способный демодулировать и воспроизводить сигналы УКВ радиостанций. В моей работе я использую приемник прямого преобразования, известный как гетеродинный приемник.

Для демодуляции радиовещательного сигнала по стандарту CCIR был использован метод, показанный на рис. 2. Эта концептуальная блок-схема декодера восстанавливает левые, правые каналы и RDS-сигнал из сигнала $m(t)$. Для декодирования сигнала были применены три полосовых фильтра на центральных частотах 19, 38, 57 кГц и фильтр низких частот на 15 кГц [2]. Полосовой фильтр высоких частот на 19 кГц используется для того, чтобы извлечь пилот-сигнал 19 кГц. Восстановленный пилот-сигнал удвоенной и утроенной частоты необходим для того, чтобы получить требуемые сигналы левого и правого канала и сигнала RDS [3]. Путем суммирования и вычитания $(L + R)$ и $(L - R)$ сигналов достигается восстановление стереофонического звука. Весь этот процесс демодуляции реализуется на принципе схемы MPX-декодера.

Весь процесс демодуляций FM-сигнала реализован в программной среде Lab View.

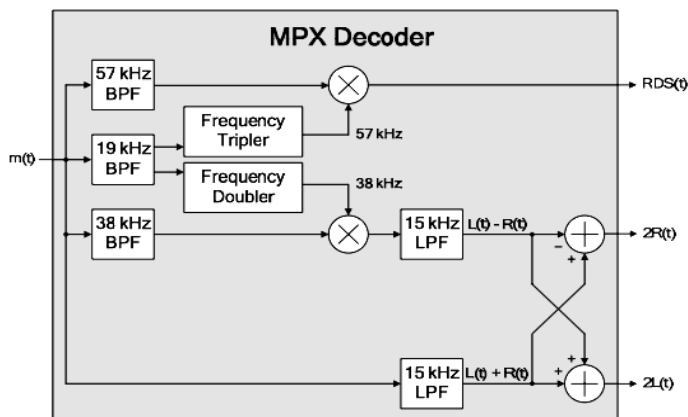


Рис. 2. Схема MPX-декодера

В блок-схеме приемника FM-сигнала используется три полосовых фильтра на частотах 19, 38 и 57 кГц.

Последующая задача состоит в том, чтобы на основе полученных результатов написать методическое пособие для студентов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кean Ж.А. FM-вещание и системы SCA. Национальная ассоциация руководства разработки вещательных компаний. М., 1999. С. 591–608.
2. Хайкин С.Д. Системы связи. М., 1994. С. 56–75.
3. Врайд С.А. Система передачи и обработки данных радиопередачи / Национальная ассоциация руководства разработки вещательных компаний. М., 1999. С. 633–642.

ГЕНЕРАТОР ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ИМПУЛЬСОВ

П.Н. Кислицин, студент каф. ТОР,

А.А. Цинц, студент каф. РТС

*Научный руководитель А.В. Комендатенко, вед. инженер
НПФ «Микран», kislitsin Pavel@gmail.com*

Задача работы сводится к проектированию генератора прямоугольных импульсов с комплексом требуемых характеристик. Основное внимание было уделено временам нарастания и спада импульсов, согласованию с нагрузкой, портативности и, что немаловажно, стоимости конечного устройства.

В настоящее время на рынке представлен ряд генераторов российского и импортного производства, характеристики некоторых из них представлены в табл. 1.

Таблица 1

Сравнительные характеристики генераторов

Прибор	АКИП-3407/1 А	GFG-821XA	Г6-46	DDS-3005
Максимальная частота повторения (прямоугольного импульса), МГц	5	3	2	5
Уровень выходного сигнала, В (сопротивление выхода)	0,1–10 (50 Ом) 0,2–20 (1 МОм)	10 (50 Ом)	5 (600 Ом)	10 (50 Ом)
Время нарастания, нс	< 20	< 100	< 100	Не указано
Питание, В	220	230±15%	230±23	+5 (USB)
Габаритные размеры, мм (масса, кг)	226×365×98 (3)	251×91×291 (2)	210×258×71 (2)	(0,7)
Цена, руб.	37 702	15920	21240	29287

При анализе рынка ориентировались на бюджетные варианты генераторов, но, как видно из табл. 1, все они имеют высокую цену и все кроме одного генератора, довольно большого размера.

На основании анализа рынка можно сделать вывод о целесообразности разработки портативного отечественного генератора.

К генератору предъявляются требования, представленные в табл. 2.

Таблица 2

Характеристики разрабатываемого генератора

Параметр	Величина
Максимальная частота повторения (прямоугольного импульса), МГц не менее	1
Уровень выходного сигнала, В (сопротивление выхода)	5 (50 Ом) 5 (1 МОм)
Время нарастания, нс не более	< 20
Питание, В	12 В
Габаритные размеры, мм (масса, кг)	160×80×40 (1)
Управление	USB-интерфейс
Себестоимость, руб. не более	7000

В ходе работы была спроектирована структурная схема и выбраны основные элементы принципиальной схемы. Структурная схема представлена на рис. 1.

На рис. 2 изображен макет разработанного генератора.

В качестве выходных каскадов были применены полумостовые драйверы, нагрузкой которых являются аналоговые ключи [1]. Благодаря такому подходу обеспечивается малое время нарастания и спада импульса.

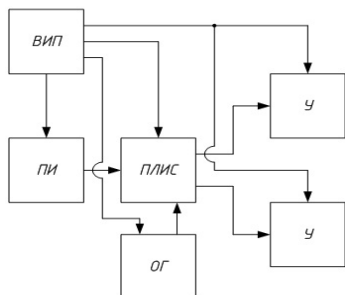


Рис. 1. Структурная схема генератора:
ВИП – вторичный источник питания;
ОГ – опорный генератор; ПИ – преобразователь интерфейсов; У – усилитель

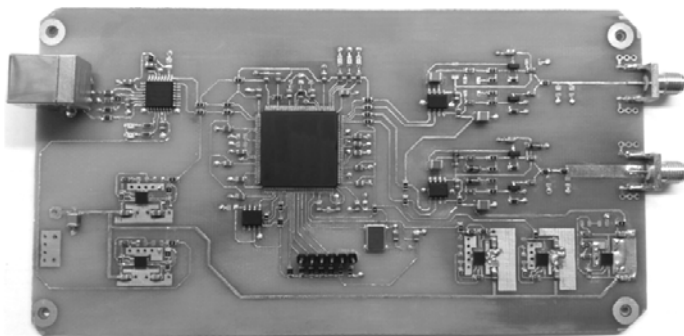


Рис. 2. Макет генератора

Заключение. Разработанный макет обладает характеристиками, сведенными в табл. 3, из которой видно, что макет генератора удовлетворяет техническому заданию.

Таблица 3

Характеристики макета

Параметр	Величина
Максимальная частота повторения (прямоугольного импульса), МГц	1
Уровень выходного сигнала, В (сопротивление выхода)	5 (50 Ом) 5 (1 МОм)
Время нарастания, нс не более	12 нс
Питание, В	12 В
Управление	USB интерфейс
Стоимость, руб.	3500

ЛИТЕРАТУРА

1. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: Пер. с англ. 7-е изд. М.: БИНОМ, 2012. 704 с.

УЧЕБНЫЙ ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС ПО ДИСЦИПЛИНЕ «АНАЛОГОВЫЕ УСТРОЙСТВА»

А.В. Кулаков, К.П. Бойкова, А.В. Максимов, каф. РЗИ

г. Томск, ТУСУР, maksimovav@rzi.tusur.ru

Актуальность работы обуславливается тем, что имеющиеся учебные стенды устарели морально и физически.

Стенд аналоговых устройств, представляет собой информационно-измерительную систему (ИИС), состоящую из генератора, осциллографа, специализированного модуля, содержащего микроконтроллер, переключаемые аналоговые устройства на операционных усилителях (ОУ) и управляющий компьютер.

Модуль содержит аналоговые устройства с различными (прямым и инверсным) включениями ОУ, сумматор, фильтры высоких и низких частот первого и второго порядка, компаратор и полосовой фильтр на основе схемы Вина.

Операционный усилитель представляет собой модульный многокаскадный усилитель с дифференциальным входом, по своим характеристикам приближающийся к воображаемому «идеальному усилителю». К таким идеальным усилителям обычно относятся следующие свойства: бесконечный коэффициент усиления по напряжению, бесконечное полное входное сопротивление, нулевое полное выходное сопротивление, равенство нулю выходного напряжения при равных напряжениях на входах, бесконечная ширина полосы пропускания [1]. В настоящей работе использованы операционные усилители модели LMN6611 и LMN6612 с частотой единичного усиления около 300 МГц. На частоте 30 МГц реализуется усиление 20 дБ, что достаточно для исследовательских работ. В устройстве коммутации используются электронные ключи, позволяющие изменять параметры схемы и исследовать изменения передаточной и частотной характеристик.

Помимо переключаемых схем аналоговых устройств, реализовано их подключение к входному и выходному разъемам через демультимплексор 4×16. Подобная схема управления обеспечивает простоту подключения, независимость работы соответствующей схемы, относительно небольшую длину соединительных проводников и малое количество коммутирующих элементов.

Модуль аналоговых устройств управляется компьютером через COM-порт, командами языка SCPI под управлением программы, реализованной в графической среде LabView (National Instruments). Приемником и интерпретатором команд служит микроконтроллер серии ATMEGA16-16 (рис. 1).

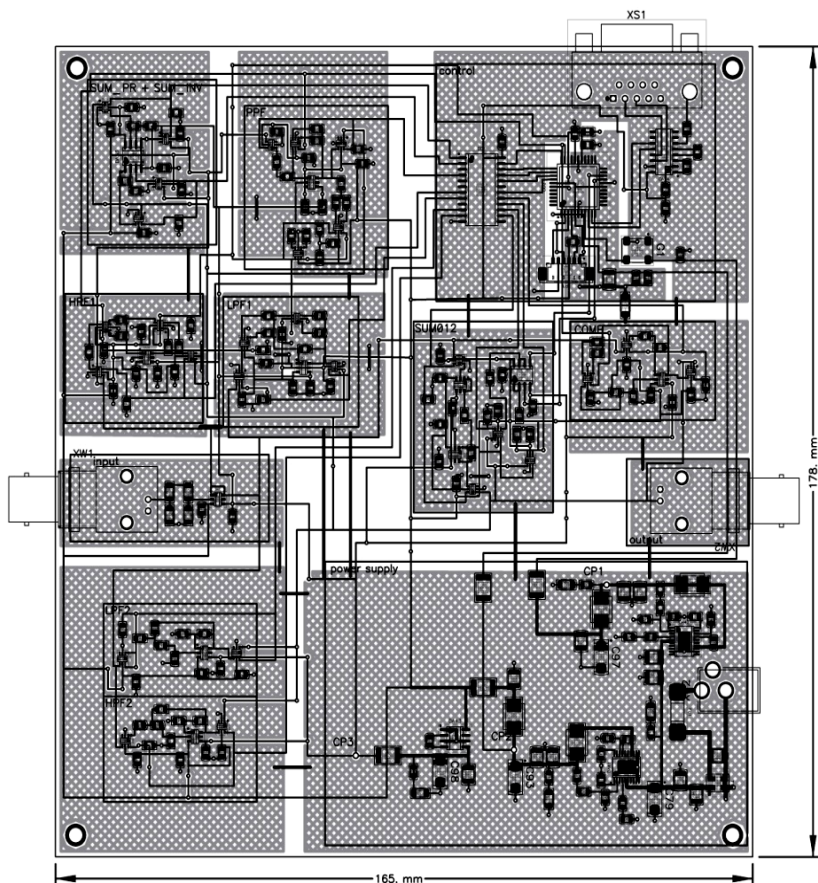


Рис. 1. Модуль аналоговых устройств

Программная часть стенда реализована в графической среде LabView (National Instruments). На рис. 2 представлена схема управления модулем аналоговых устройств.

В программе реализовано управление включением отдельных аналоговых устройств с помощью виртуальной панели управления. Блоки VISA интерпретируют нажатие кнопок в команды языка SCPI, которые далее поступают на управляемый модуль через COM-порт [2].

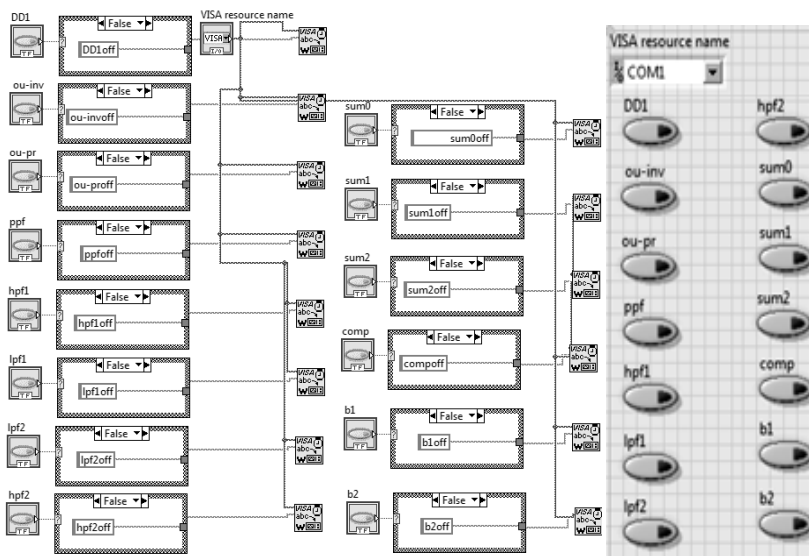


Рис. 2. Схема программной части модуля аналоговых устройств

ЛИТЕРАТУРА

1. Фолкенберри Л. Применение операционных усилителей и линейных ИС. М.: Мир, 1985. С. 9–10.
2. Трэвис Дж., Кринг Дж. LabVIEW для всех. 4-е изд. М.: ДМК, 2011. С. 520–529.

ПРИМЕНЕНИЕ BPSK-МОДУЛЯЦИИ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ ЦИФРОВЫХ ДАННЫХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ SDR-ПЛАТФОРМЫ NI USRP 2920 И СРЕДЫ РАЗРАБОТКИ LABVIEW

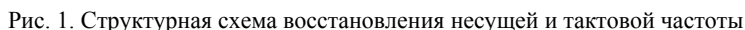
А. Найманхан, магистр гр. 144М

Научный руководитель И.Ю. Кузьменко, асс. каф. РЗИ

г. Томск, ТУСУР, kuzmenko.ivan.yu@gmail.com

Прогресс в развитии телекоммуникаций привел к появлению ряда новых концепций построения радиооборудования. Пожалуй, наиболее известной является концепция SDR (Software Defined Radio), в которой программное обеспечение осуществляет управление методами модуляции, например, для обеспечения безопасной передачи информации реализует скачкообразную перестройку частоты. Создает сигналы требуемой формы в широком диапазоне частот в соответствии с современными и будущими стандартами связи.

Рассмотрим структурную схему приёмника (рис. 1), на которой наглядно представлена реализация схем восстановления несущей и тактовой частоты.



144

результат перемножения представлен на рис. 4. Как видно из рисунка, в результате перемножения в момент изменения логического состояния цифрового сигнала фаза модулированного сигнала скачком изменяется. Необходимо отметить, что в результате манипуляции спектр модулированного сигнала существенно расширяется, это хорошо видно из рис. 5, на котором показаны спектр сигнала опорного генератора и спектр модулированного сигнала.

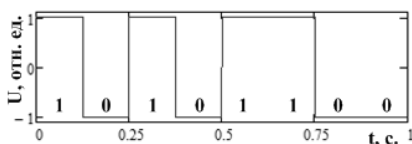


Рис. 3. Двоичный сигнал

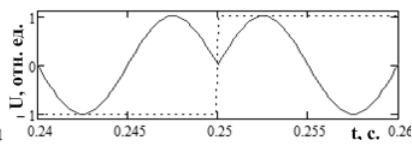


Рис. 4. Модулированный сигнал

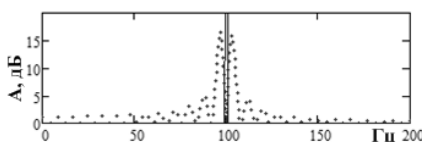


Рис. 5. Спектр модулированного сигнала и спектр сигнала опорного генератора

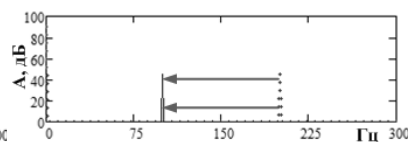


Рис. 6. Спектр восстановления несущей частоты

В приемнике требуется восстановить переданный двоичный сигнал, для этого необходимо реализовать схемы восстановления несущей (СВН) и тактовой частоты (СВТЧ). Несущая частота восстанавливается на приемной стороне простым перемножением принимаемого сигнала на самого себя, результат перемножения фильтруется ПФ, затем производится деление частоты на 2 и компенсация статической задержки (рис. 6), далее колебание с подстроенной фазой подается на когерентный фазовый демодулятор. Сигнал на выходе когерентного фазового демодулятора представлен на рис. 7 пунктирной линией.

При реализации схем восстановления тактовой частоты f_b используются аналогичные принципы, что и в СВН. В точке D на рис. 1 спектр сигнала ограничен по ширине, после порогового детектора происходит расширение спектра сигнала. Линия задержки на смещает во времени входную последовательность данных, представленную на рис. 7. Далее на двоичный перемножитель подается сигнал с порогового детектора и такой же сигнал, но сдвинутый на время. Сигнал на выходе перемножителя представлен на рис. 8. Полосовой фильтр с центральной частотой $f_s = f_b$ обеспечивает восстановление спектральной составляющей с тактовой частотой f_b . (рис. 9, 10).

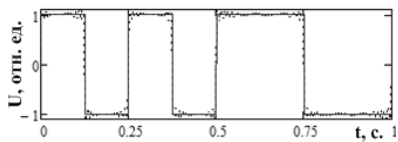


Рис. 7. Сигнал после фазового демодулятора

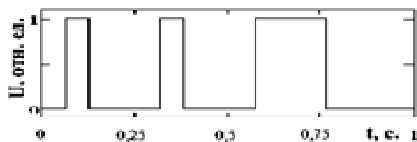


Рис. 8. Сигнал после двойного перемножителя

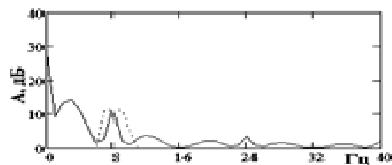


Рис. 9. Спектр ПФ

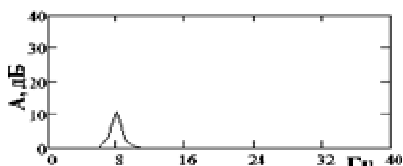


Рис. 10. Спектр восстановления тактовой частоты

После выполнения всех описанных манипуляций получаем сигнал, показанный на рис. 7 сплошной линией.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Феер К.* Беспроводная цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000. 520 с.
2. *Бернард С.* Цифровая связь, теоретические основы и практическое применение. Москва; Санкт-Петербург; Киев, 2003.
3. *Двухпозиционная фазовая модуляция (BPSK)* [Электронный ресурс]. URL: <http://digteh.ru/UGFSvSPS/modul/BPSK>. (дата обращения: 26.02.2016).
4. *BPSK Modulation and Demodulation* [Электронный ресурс]. URL: <http://iitg.vlab.co.in/?sub=59&brch=163&sim=262&cnt=970> (дата обращения: 26.02.2016).

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПЛАТФОРМЫ USRP-2920 КОМПАНИИ NATIONAL INSTRUMENTS В КАЧЕСТВЕ ИЗМЕРИТЕЛЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ

А.Е. Оразов, магистрант каф. РЗИ

Научный руководитель Э.В. Семенов, проф. каф. РЗИ, д.т.н.

г. Томск, ТУСУР, orazof_azamat@mail.ru

На данный момент существует не так много приборов, способных измерять нелинейные искажения. Большинство из них измеряют нелинейности на простых узкополосных сигналах, не являющихся приближенными к реальным сигналам. Это в свою очередь ухудшает точность и правдоподобность нелинейной характеристики объекта. Для

реализации измерений нелинейных искажений сигналов по форме максимально приближенных к реальным сигналам, существует метод измерения нелинейных искажений широкополосных сигналов [1].

Суть данного метода заключается в последовательном воздействии на объект двумя тестовыми сигналами $x_1(t)$ и $x_2(t)$. Один из них является линейным преобразованием другого:

$$X_2(\omega) = K_1(\omega) \cdot X_1(\omega),$$

где $K_1(\omega)$ – заданная функция; $X_{1,2}(\omega)$ – спектры тестовых сигналов.

Первый сигнал является тестовым, второй – дополнительным. Сначала на объект воздействуют тестовым сигналом, после окончания сигнала-отклика воздействуют дополнительным сигналом. Главная особенность данного метода по сравнению с другими – способность измерять нелинейность внутри спектра отклика тестовых сигналов [1].

Целью данной работы является применение метода измерения нелинейных искажений [1] при измерении искажений полосовых сигналов, так как изначально данный метод предназначался для измерения сверхширокополосных сигналов.

На данный момент есть задел в достижении данной цели. Существует прототип установки для проведения измерений нелинейных искажений в электрических цепях [2]. Он состоит из генератора сигналов произвольной формы и осциллографа, установленных в PXI-шасси компании National Instruments. Но у данной установки есть существенные недостатки, такие как крайне ограниченный по современным меркам диапазон частот (до 50 МГц) и невозможность использования установки с радиосигналами.

В связи с вышеуказанными недостатками в качестве альтернативы данному прибору был выбран относительно дешевый прибор USRP-2920 той же компании National Instruments. Данный прибор имеет более широкий диапазон рабочих радиочастот от 50 МГц до 2,2 ГГц (рис. 1).



Рис. 1. Платформа USRP-2920

Недостатком данного прибора является отсутствие аппаратной системы синхронизации сигнала по фазе и времени. Это необходимо для правильного отображения и измерения принятого сигнала. Для

решения данной проблемы была собрана блок-схема системы синхронизации в программной среде LabVIEW (рис. 2).

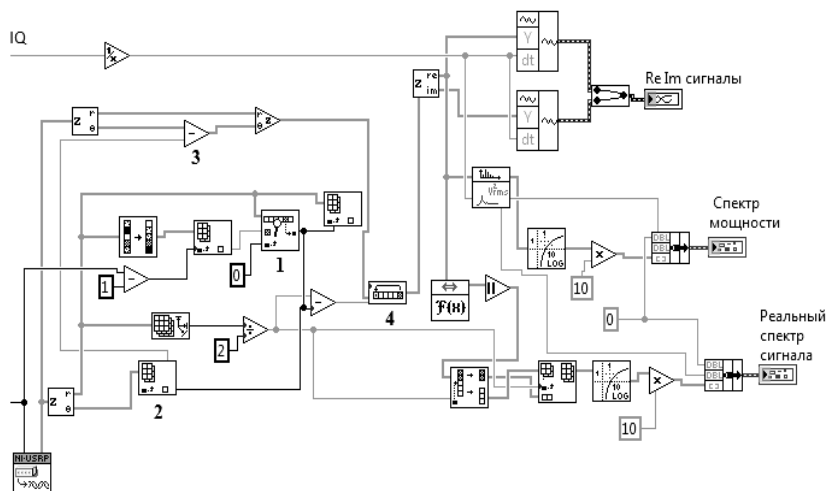


Рис. 2. Функциональная схема системы синхронизации сигнала по фазе и времени

Так как нам неизвестна начальная фаза несущего сигнала, принятый сигнал может иметь разное соотношение вещественной и мнимой составляющей в зависимости от фазы. Нам нужно свести его фазу к нулю, чтобы осталась только вещественная составляющая. Это достигается вычитанием из фазы принятого сигнала фазы несущего сигнала. Для этого в массиве данных принятого сигнала находится индекс максимального значения данного массива (см. рис. 2, поз. 1), затем по этому индексу определяется фаза несущего сигнала (см. рис. 2, поз. 2). В последующем данная фаза вычитается из фазы принятого сигнала (см. рис. 2, поз. 3).

Для синхронизации по времени также по индексу максимального значения массива осуществляется циклический сдвиг данного массива (см. рис. 2, поз. 4), чтобы этот максимальный индекс находился в центре данного массива.

Для проверки работы системы синхронизации в качестве тестового сигнала был выбран сигнал типа импульса Найквиста (корень из приподнятого косинуса), так как сигнал такого типа наиболее похож на реальные сигналы, используемые при передаче информации. На рис. 3 приведен пример принятого сигнала во временной области без системы синхронизации (а) и с системой синхронизации (б).

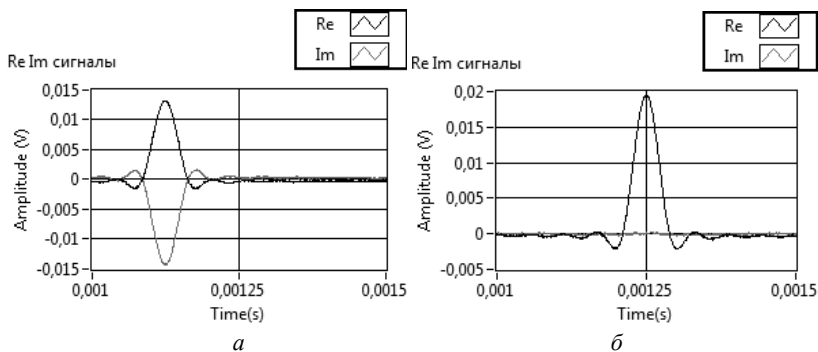


Рис. 3. Форма принятого сигнала типа корень из приподнятого косинуса во временной области: без синхронизации (а), с синхронизацией (б)

Последующая задача состоит в создании установки для измерений нелинейных искажений в электрических цепях, где будут использованы два подключенных друг к другу устройства USRP-2920 в качестве приемопередатчика. Первый приемник регистрирует тестовые сигналы на выходе передатчика, второй – отклики объекта измерения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Семенов Э.В., Семенов А.В. Использование разности сверток тестовых сигналов и откликов объекта для исследования нелинейности преобразования сверхширокополосных сигналов // Радиотехника и электроника. 2007. Т. 52, №4. С. 480–485.
2. Тарасов И.С. Измеритель нелинейных искажений широкополосных сигналов [Выпускная квалификационная работа]. Томск, 2014. 117 с.

УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ КЛАССА С 2,5–2,7 ГГц

А.В. Паращинец, студент каф. РТС

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

г. Томск, ТУСУР, dvd51@mail.ru

Проект РТС-0802 «Исследование, моделирование и проектирование средств мобильной радиосвязи»

Объектом проектирования является СВЧ-усилитель мощности класса С, который может быть использован в передающем радиолокационном оборудовании. Также данный усилитель может являться составной частью более сложной усилительной схемы.

Целью данной работы является создание модели усилителя, соответствующего предъявляемым требованиям, получение его мощностных характеристик, а также КПД.

Выбор транзистора осуществлялся по следующим критериям:

- диапазон частот входного сигнала: 2500–2700 МГц;
- выходная мощность не менее 100 Вт;

Для проектирования модели был выбран транзистор фирмы Cree CGH25120F, данный транзистор представляет собой нитрид-галлиевый (GaN) транзистор с высокой подвижностью электронов (HEMT), предназначенный для проектирования усилителей, используемых в стандартах связи LTE, WiMAX [1]. Характеристики транзистора CGH25120F представлены в табл. 1.

Таблица 1

Характеристики транзистора CGH25120F

Диапазон рабочих частот	2300–2700 МГц
Выходная мощность	120 Вт
Усиление	13 дБ

Режим работы усилителя определяется положением рабочей точки на проходной характеристике полевого транзистора. Достаточно часто режим работы усилителя называется классом работы. Выбор рабочей точки может значительно влиять на основные характеристики усилителя, такие как коэффициент усиления, нелинейные искажения и КПД [2].

В режиме С усилительный элемент воспроизводит только положительные либо только отрицательные входные сигналы. Однако рабочая точка усилительного элемента выбрана так, что при нулевом напряжении на входе (или при нулевом управляющем токе) усилительный элемент заперт. Ток через усилительный элемент возникает только после перехода управляющего сигнала через ноль; если этот сигнал гармонический, то усилитель воспроизводит одну искажённую полуволну [2]. Проходная характеристика с положением рабочей точки в режиме (классе) С показана на рис. 1.

При моделировании опытным путём были выбраны оптимальные значения сопротивления источника и нагрузки (табл. 2), при которых достигается максимальная выходная мощность.

В результате моделирования усилителя в среде AWR Microwave Office получены характеристики усилителя для диапазона частот 2500–2700 МГц (рис. 2).

Итоговая модель усилителя имеет следующие характеристики:

- диапазон частот входного сигнала: 2500–2700 МГц;
- максимальная выходная мощность: 51,8 дБм (151,3 Вт);
- КПД больше 60% при максимальной выходной мощности.

Ист, мА

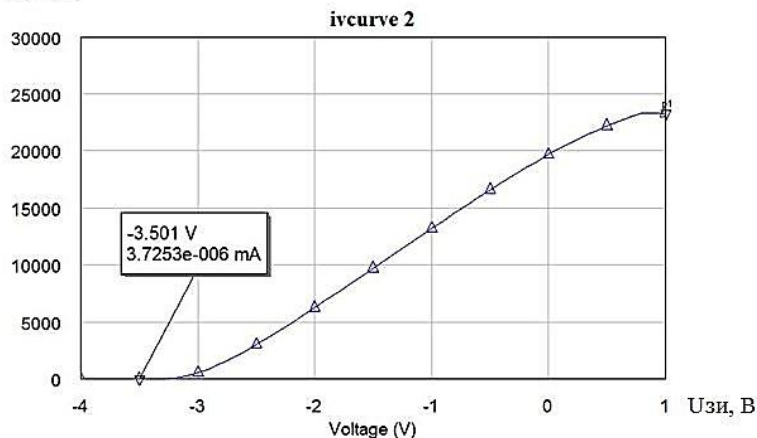


Рис. 1. Проходная характеристика транзистора с обозначенной рабочей точкой С режима

Т а б л и ц а 2

Импеданс источника и нагрузки

Частота, МГц	$Z_{\text{ген}}$	$Z_{\text{н}}$
2500	$10,85 - j14,99$	$2,06 - j2,4$
2600	$13,25 - j13,67$	$2,308 - j2,658$
2700	$12,15 - j10,81$	$2,063 - j2,922$

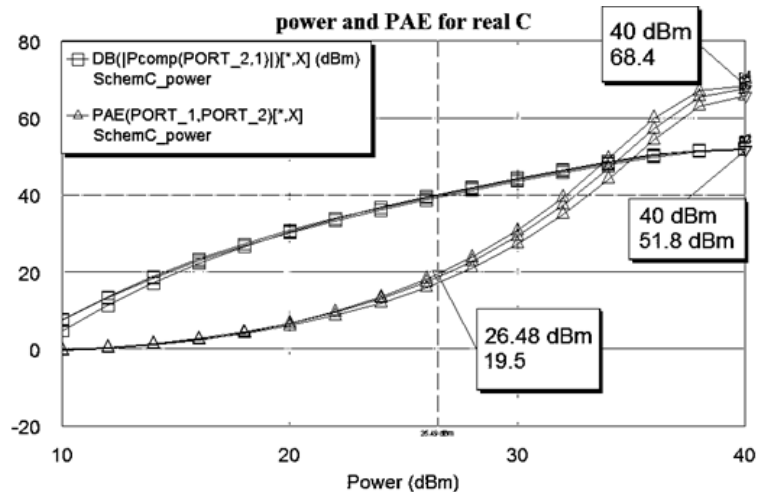


Рис. 2. Характеристики усилителя: $\triangle$ – КПД; $\square$ – зависимость $P_{\text{вых}}$ от $P_{\text{вх}}$

В результате работы была спроектирована модель усилителя мощности класса С, которая не только соответствует всем предъявляемым требованиям, но даже их превосходит.

Использование нелинейной модели транзистора, представленной производителем в учебных целях, гарантирует высокую точность моделирования и высокую степень приближенности полученных характеристик к реальным.

ЛИТЕРАТУРА

1. CGH25120F [Электронный ресурс]. Режим доступа <http://www.cree.com/~media/Files/Cree/RF/Data%20Sheets/CGH25120F.pdf> (дата обращения: 10.09.2015).
2. Усилитель класса С [Электронный ресурс]. Режим доступа <http://digteh.ru/Sxemoteh/RejRab/C/> (дата обращения: 20.11.2015).
3. Основы моделирования в Microwave Office 2009 [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.eurointech.ru/products/AWR/Dmitriev_mwo_20 (дата обращения: 3.09.2015).

ДЕМОНСТРАЦИОННЫЙ МОДУЛЬ «СИГНАЛЬНЫЕ СОЗВЕЗДИЯ И КВАДРАТУРНОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ СИГНАЛОВ»

П.Я. Ширяев, студент каф. РТС

*Научный руководитель А.С. Бернгардт, доцент каф. РТС, к.т.н.
г. Томск, TUCYP, asbern48@mail.ru, 777petruh@mail.ru*

Квадратурная амплитудная модуляция (QAM-M) в настоящее время является основным методом модуляции, используемым в цифровых беспроводных системах передачи информации. Она завоевала свою популярность благодаря простоте реализации. Действительно, в этом случае модулятор представляет собой совокупность двух модуляторов с амплитудной модуляцией. Отметим несколько вариантов QAM, получивших в настоящее время наибольшее широкое распространение. Алгоритм модуляции QAM-4 формирует сигнал изменением фазы несущего колебания с шагом $\pi/2$. Этот алгоритм модуляции имеет название QPSK (Quadrature Phase Shift Keying – квадратурная фазовая манипуляция). Широкое распространение получили также алгоритмы QAM-16, 32, 64, 128 и 256. Учитывая популярность сигналов с QAM, желательно, чтобы каждый студент знал и понимал алгоритмы их формирования, а с этим как раз у многих студентов возникают проблемы. Дело в том, что тяжело усваивать то, что говорит преподаватель, и то, что написано в книгах. Мы считаем, что для лучшего усвоения материала требуется его визуальное подкрепление и непо-

средственное участие в процессе обучения. С этой целью на кафедре РТС разрабатываются демонстрационные модули [1]. Основная задача состоит в том, чтобы максимально доступно и наглядно показать студентам некоторые процессы, происходящие при формировании и обработке сигналов в современных радиотехнических системах, и другие не менее важные, интересные, познавательные технологии. На сегодняшний день реализовано семь демонстрационных модулей. Нашей командой разработчиков было написано шесть из них.

Все модули являются самостоятельными программами, работающими под Windows. Они не требуют установки оригинальных драйверов и внесения изменений в реестр, тем самым не засоряя компьютер. Интерфейс выполнен таким образом, чтобы быть максимально простым и понятным любому, даже самому начинающему пользователю. К каждой программе написаны методические указания, достаточно простые и понятные даже для первокурсника.

На рис. 1 изображен демонстрационный модуль «СИГНАЛЬНЫЕ СОЗВЕЗДИЯ». Рабочую область можно разделить на 3 части. Первая из них служит для выбора варианта сигнального созвездия из возможных вариантов: BPSK, QAM-4, 8-PSK, QAM-16, QAM-32, QAM-64.

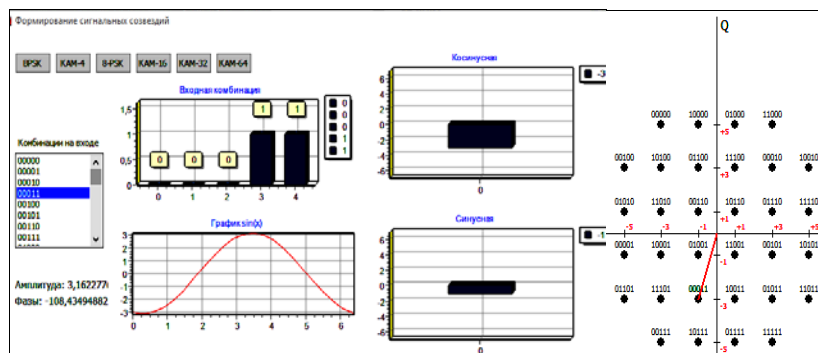


Рис. 1. Главное окно программы

Вторая область, изображенная на рис. 2, позволяет выбрать возможные комбинации символов цифрового сигнала на входе и пронаблюдать, как будет выглядеть сигнал на выходе, а также чему будут равны синфазная и квадратурная составляющие, амплитуда и начальная фаза гармонического сигнала на выходе модулятора.

Третья часть, изображенная на рис. 3, определяет вид сигнального созвездия и вектор, который позволяет определить параметры гармонического колебания от цифрового сигнала на входе.

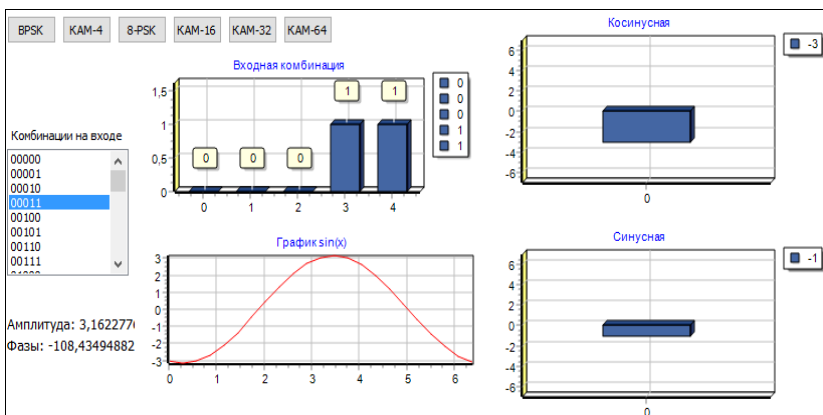


Рис. 2. Область программы с выбором комбинаций и основными графиками

Планируется дальнейшая разработка демонстрационных модулей, позволяющих продемонстрировать процессы формирования и обра-

ботки сигналов в системах передачи информации. В частности, идет работа по реализации кодека сверточного кода с использованием алгоритмов последовательного декодирования и Витерби.

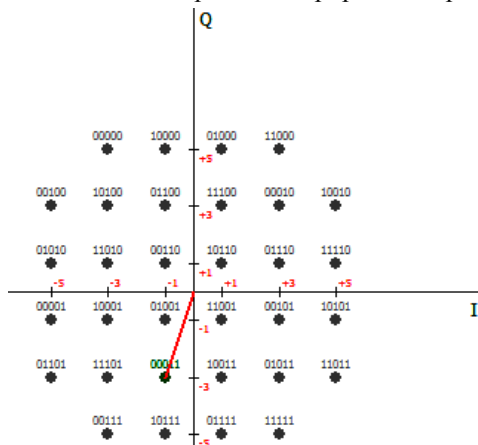


Рис. 3. Сигнальное созвездие QAM-32

ЛИТЕРАТУРА

1. Бернгардт А.С., Ширяев П.Я. Разработка дидактического модуля для изучения перспективных методов цифровой модуляции и помехоустойчивого кодирования // Современное образование: проблемы взаимосвязи образовательных и профессиональных стандартов: материалы междунар. науч.-метод. конф., 28–29 января 2016 г., Россия. Томск: Изд-во Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники, 2016. 344 с.
2. Луенбергер Д.Дж. Информатика. М.: Техносфера, 2008. 448 с.
3. Акулиничев Ю. П., Бернгардт А.С. Теория и техника передачи информации: учеб. пособие. Томск: Эль Контент, 2012. 210 с.

ВЕЙВЛЕТ-ОБРАБОТКА ИНТЕРФЕРОГРАММ

*М.В. Заякин, М.В. Зинченко, А.В. Максимов, В.А. Тихонов, каф. РЗИ
г. Томск, ТУСУР, valery_tikhonov@mail.ru*

В данной статье рассмотрен альтернативный способ локализации объектов на интерферограммах. Методика получения интерферограмм описана в предыдущих работах по радиоволновому сканированию [1, 2].

В конце прошлого века появился новый математический аппарат, позволяющий анализировать и обрабатывать сигналы, временные ряды и изображения. Впервые преобразование было использовано в работах Морле и Гроссмана, посвященных анализу сейсмических сигналов. Способ анализа, примененный в их работе, получил название вейвлет-преобразования [3].

Вейвлетами были названы функции, имеющие хорошую временную и частотную локализацию (компактный носитель). К базисным функциям вейвлет-преобразования применимы операции сдвига и растяжения:

$$\psi_{ab}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right), \quad (1)$$

где $\psi(t)$ – материнский вейвлет; b – сдвиг во времени; a – изменение временного масштаба.

Для заданных значений a и b функция $\psi_{ab}(t)$ является вейвлетом, образованным из материнского вейвлета $\psi(t)$.

Изменение базисных функций вейвлет-преобразования дает возможность анализировать сигналы в различном масштабе и определять характерные особенности во времени, например, разрывы: ступени и всплески [4].

Для успешного восстановления предмета следует локализовать область его нахождения, что может быть затруднено на более сложных объектах. Одним из способов локализации является вейвлет-преобразование. Благодаря своим свойствам оно позволяет обнаружить особенности различных сигналов, в том числе изменение частоты и разрывы, появляющиеся в результате внесения предмета.

На рис. 1–4 представлено распознавание объекта.

Рисунки 1, 2 отображают использование вейвлет-преобразования для обнаружения предмета в считываемой строке. Рисунки 3, 4 отображают использование двумерного вейвлет-преобразования для обнаружения объекта в интерферограмме.

В результате проделанной работы удалось определить место расположения скрытого предмета для интерферограмм, полученных в [1].

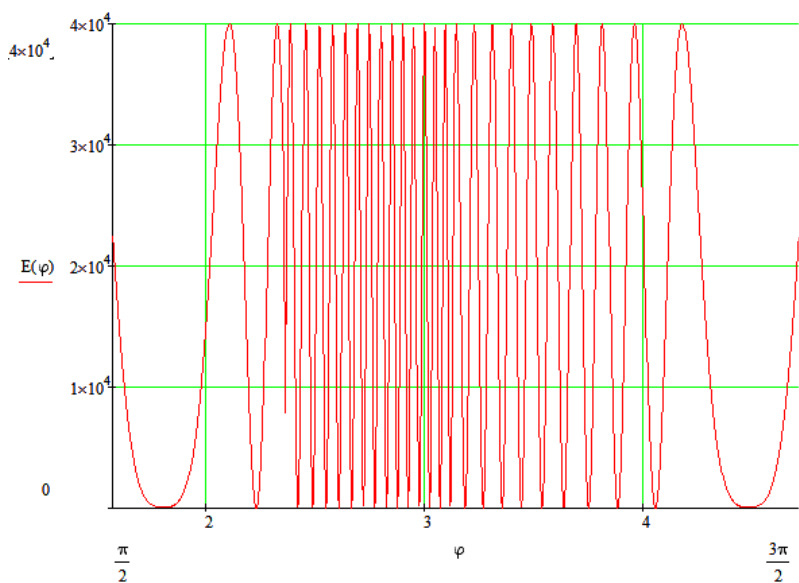


Рис. 1. Освещенность полуокружности при внесенном предмете [1]

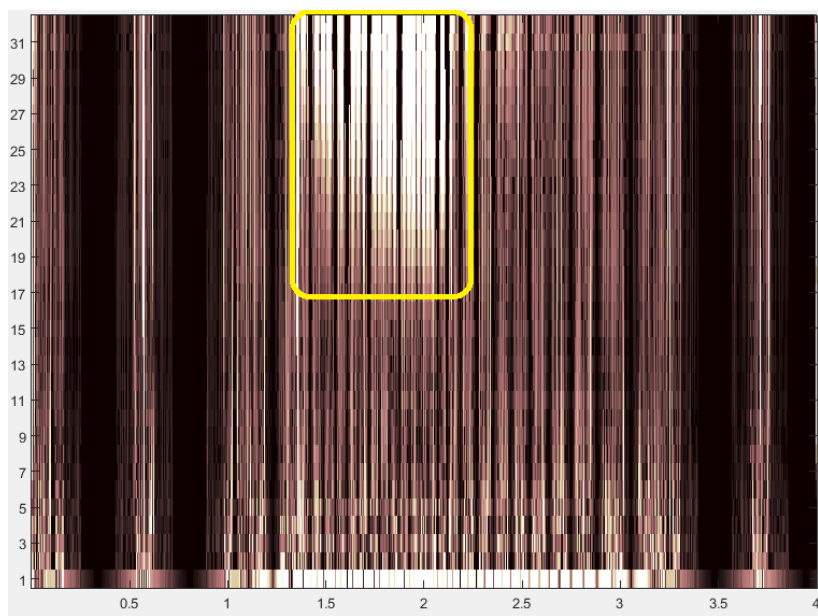


Рис. 2. Локализация неоднородности

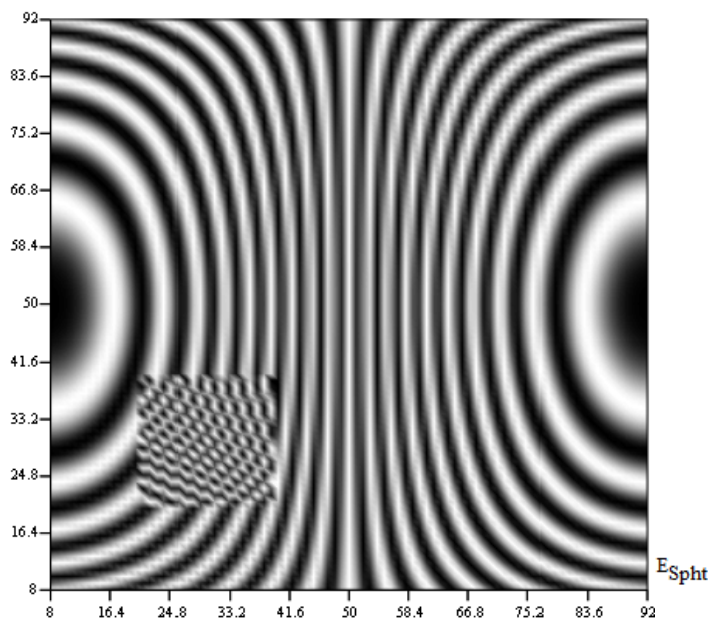


Рис. 3. Интерферограмма сферы с предметом

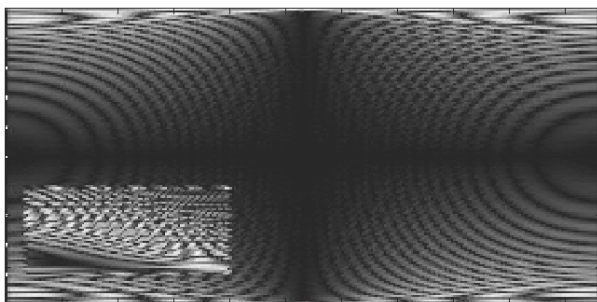


Рис. 4. Двумерное вейвлет-преобразование интерферограммы сферы с предметом

ЛИТЕРАТУРА

1. Заякин М.В., Зинченко М.В., Ивушкин К.В. и др. Радиоволновое сканирование // Научная сессия ТУСУР–2015: матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, 13–15 мая 2015 г. Ч. 1. Томск: В-Спектр, 2015. С. 41–43.
2. Заякин М.В., Зинченко М.В., Ивушкин К.В. и др. Зависимость интенсивности интерферограммы от размеров источников освещения // Электронные средства и системы управления: матер. XI Междунар. науч.-практ. конф., 25–27 ноября 2015. Томск: В-Спектр, 2015. Ч. 1. С. 48–51.

3. Дьяконов В.П. Вейвлет-преобразования от теории к практике. СПб.: Питер, 2005. 439 с.

4. Голиков А.М., Тихонов В.А. Вейвлеты и вейвлет-преобразования // Перспективы развития информационных технологий (ЦРНС–2015): сб. матер. XXIV Междунар. науч.-практ. конф. 15 июня 2015 г. Новосибирск. 2015. С. 36–41.

ПОГРЕШНОСТИ КВАЗИСТАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ДИОДА ПРИ ВИДЕОИМПУЛЬСНОМ ВОЗДЕЙСТВИИ

Г. Толен, магистрант каф. РЗИ

Научный руководитель Э.В. Семенов, проф. каф. РЗИ, д.т.н.

г. Томск, ТУСУР, gulzhaina.tolen@mail.ru

Емкость p – n -переходов зависит от формы воздействующих на них сигналов. Квасистатический метод измерения хорошо подходит для получения характеристик элементов, работающих с радиоимпульсными сигналами. При воздействии на диод квазистатическим или квазигармоническим сигналом получаем квазистатическую модель диода, верную только для установившегося режима.

Цель данной работы – рассмотреть влияние погрешности квазистатической модели диода на точность моделирования при видеоимпульсном воздействии.

В качестве объекта исследования были выбраны кремниевый выпрямительный диод MUR460 и его SPICE-модель. Ниже представлена вольт-амперная характеристика (ВАХ) диода $i(u)$ и вольт-фарадная характеристика (ВФХ) диода $C(u)$:

$$i(u) = IS \left[\exp\left(\frac{q}{N \cdot k \cdot T} u\right) - 1 \right],$$
$$C(u) = CJO \left(1 - \frac{u}{VJ}\right)^{-M} + TT \cdot IS \cdot \frac{q}{N \cdot k \cdot T} \cdot \exp\left(\frac{q}{N \cdot k \cdot T} u\right), \quad (1)$$

где IS – ток насыщения; N – коэффициент неидеальности; q – заряд электрона; k – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура, CJO – емкость при нулевом смещении, Ф; VJ – контактная разность потенциалов, В; M – коэффициент нелинейности ВФХ; TT – время переноса заряда (время жизни неосновных носителей) [1]. Во второй строке таблицы указаны значения этих параметров, приведенные для модели диода MUR460 в электронном ресурсе [2].

На рис. 1, *а* и *б* представлены ВАХ и ВФХ выбранного экземпляра диода MUR460 (кривые 1), измеренные с помощью прибора Е7-24 при частоте тестового сигнала 100 кГц.

По измеренным данным были определены SPICE-параметры данного диода и внесены в таблицу в третью строку. По стандарту ГОСТ 18986.8–73 [3] было измерено время обратного восстановления диода MUR460. Время жизни неосновных носителей составило $TT = 40$ нс, и оно совпадает со значением, которое представлено в электронном ресурсе (таблица). На рис. 1 кривые 2 – ВАХ и ВФХ диода MUR460, полученные классическим методом по экстрагированным из измеренных данных (с помощью прибора Е7-24 при частоте тестового сигнала 100 кГц) параметрам.

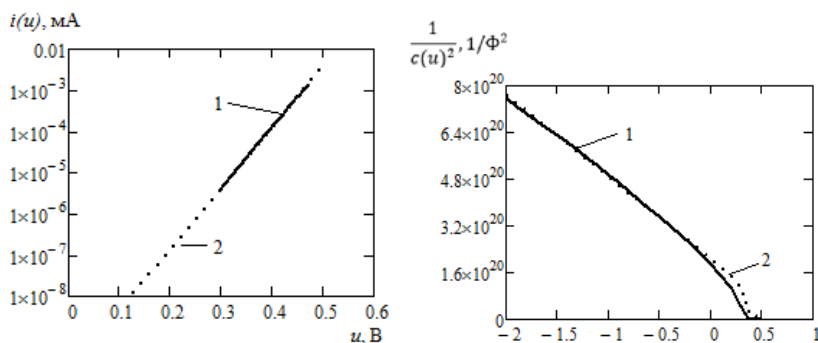


Рис. 1. ВАХ (а) и ВФХ (б) диода MUR460, полученные экспериментально (кривые 1) и по экстрагированным из эксперимента параметрам (кривые 2)

Параметры нелинейной модели диода MUR460

Источник значений параметров	IS , нА	N	CJO , пФ	VJ , В	M	TT , нс
Электронный ресурс [2]	48,8	2	53,6	0,73	0,49	40,96
ВАХ и ВФХ при 100 кГц	0,172	1,144	69,4	0,739	0,5	40

Видно, что параметры, записанные по первоначальным данным в электронном ресурсе, и параметры, полученные по ВАХ и ВФХ при 100 кГц, не совпадают. Есть различия в значениях параметров тока насыщения (IS), коэффициента неидеальности (N) и емкости при нулевом смещении (CJO).

На рис. 2 представлена зависимость тока через диод от времени $i(t)$ при воздействии на него видеоимпульсом напряжения $u(t)$ (кривая 3) амплитудой 414 мВ и длительностью 100 нс на уровне 0,5 его амплитуды. Кривая 1 получена по результатам эксперимента, кривая 2 получена по результатам моделирования в САПР AWR Design Environment с использованием параметров, которые приведены в таблице.

Из рис. 2 видно, что на участке *a*, где действует барьерная емкость, результаты моделирования и эксперимента совпадают достаточно хорошо и различия невелики. Основные различия наблюдаются при достаточно большом времени на участке *б*, где действует диффузионная емкость. Здесь результаты моделирования и эксперимента не совпадают, это обусловлено рекомбинацией диффузионного заряда.

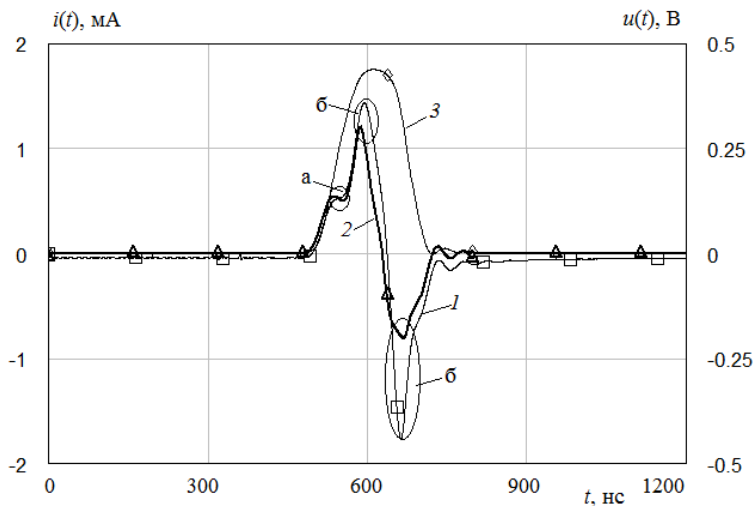


Рис. 2. Токи через диод MUR460: кривая 1 – результат эксперимента, кривая 2 – результат моделирования квазистатической моделью, кривая 3 – напряжение на диоде

Выше было сказано, что ВФХ диода определяется по (1) и состоит из барьерной и диффузионной емкости. Квазистатическая модель диода в видеоимпульсном режиме работает недостаточно хорошо, так как не учитывает задержку, с которой диффузионный заряд накапливается и рекомбинирует. Актуальным является создание модели диода, которая будет учитывать задержку диффузионного тока.

ЛИТЕРАТУРА

1. Семёнов Э.В., Бибииков Т.Х., Малютин Н.Д., Павлов А.П. Моделирование нелинейности преобразования видеоимпульсных сигналов полупроводниковым диодом // Доклады ТУСУРа, 2010. № 2 (22), ч. 1. С. 171–174.
2. MUR460 Spice model [Электронный ресурс]. URL: http://www.onsemi.ru.com/pub_link/Collateral/MUR460.LIB, свободный.
3. ГОСТ 18986.8–73. Диоды полупроводниковые. Метод измерения времени обратного восстановления. М.: Изд-во стандартов, 2000. 8 с.

РАЗРАБОТКА АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ РАДИОВОЛНОВОГО СКАНИРОВАНИЯ ПРЕДМЕТОВ

*И.О. Васильев, А.В. Максимов, А.Е. Фильберт, С.К. Завотпаев,
Н.Б. Накмухамедов, каф. РЗИ*

г. Томск, ТУСУР, brus__92@mail.ru, maksimovav@rzi.tusur.ru

Радиоволновые сканеры – новейшая технология в области бесконтактного досмотра, которая не оказывает вредного воздействия даже на людей с кардиостимуляторами, беременных женщин и детей. В рамках современных тенденций по импортозамещению разработка устройства представляет собой актуальную задачу.

В основу разработки положены принцип формирования интерференционной картины непосредственно на объекте и анализ неоднородностей на объекте [1].

Антенная система, используемая для сканирования, должна выполнять следующие функции: обеспечивать работу радиоволнового сканера в диапазоне 57–63 ГГц; обеспечивать требуемое количество строк интерференционной картины на объекте; производить анализ интерференционной картины в строке; обеспечивать необходимый сектор сканирования; иметь небольшие массогабаритные показатели и обеспечить сканирование не более чем за 5–10 с.

Вся суть формирования интерференционной картины заключена в использовании двух излучателей, возбужденных когерентно. Два излучателя на объекте формируют интерференционные максимумы и минимумы.

Электромагнитные волны от двух когерентных источников, находящихся на расстоянии d друг от друга, падают на экран, на котором наблюдается система интерференционных полос. Схематично опыт Юнга приведен на рис. 1.

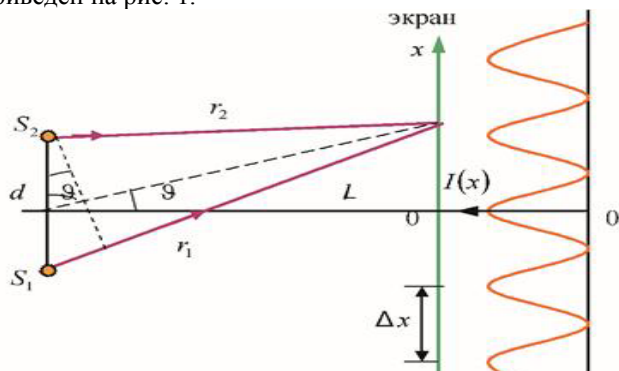


Рис. 1. Опыт Юнга по формированию интерференционной картины

Расстояние от источников до экрана равно L . Интерференция наблюдается в области, в которой перекрываются волны от этих источников (поле интерференции). На экране видно чередование полос с максимумом и минимумом интенсивности волн [2]. Расстояние между максимумом или минимумом составляет

$$\Delta x = \frac{L\lambda}{d}. \quad (1)$$

Таким образом, расстояние между интерференционными максимумами и минимумами прямо пропорционально изменению расстояния от источников до объекта. Если объект имеет форму, отличную от плоской, тогда в разностях расстояний имеется информация о форме объекта. Для реализации сканирования объекта необходимо создание интерференционной строки [3].

Антенная система состоит из двух основных частей – передающей и приемной. Антенная система просчитывается, строится её модель и производится компьютерное моделирование в программной среде CST studio.

Передающая антенна обуславливает высоту строки. При этом, реализуется сто строк на объекте высотой около 2 м. Передающая антенна в плоскости H , излучатель менее длины волны. Принимается, что E – секториальный рупор в паре с волноводом WG 24 удовлетворяет заданному условию.

Сканирующая приемная антенна необходима для оцифровки интенсивности по развертываемой строке. Приемная антенная система для радиоволнового сканера спроектирована на основе трех зеркал по типу телескопов брахиты (рис. 2).

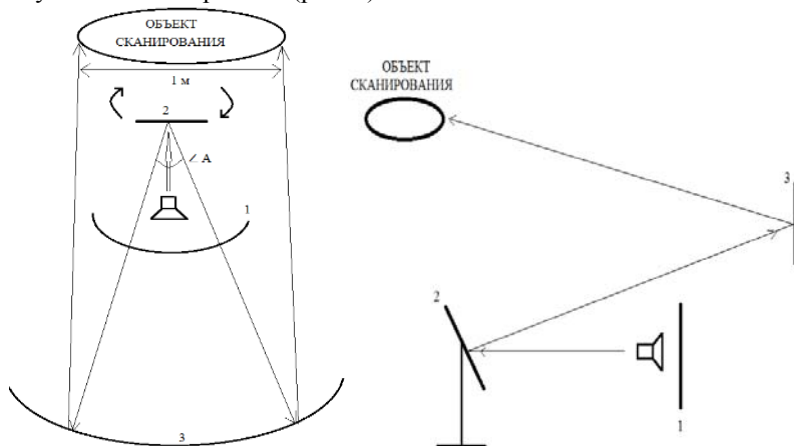


Рис. 2. Схематическое изображение конструкции приемной антенной системы

Зеркало 1 обеспечивает необходимую ширину ДН в плоскости H для считывающей антенны. Зеркало 2 расположено на штоке электродвигателя, который обеспечивает вращение зеркала в плоскости H , тем самым обеспечивая сканирование луча по горизонтали на $\angle A$. Зеркало 3 – цилиндрическое и служит для переотражения сканирующего луча непосредственно на объект [4].

Макет антенной системы состоит из трех параболических зеркал и одного цилиндрического (рис. 3).

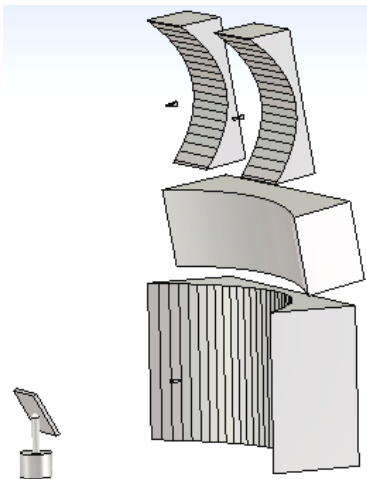


Рис. 3. Макет облучающей системы

Таким образом, сканер работает по принципу формирования интерференционных полос на сканируемом объекте с дальнейшей обработкой интерференционной картины на выявление запрещенных предметов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Фильберт А.Е. Исследование возможности разработки антенных систем для аппаратуры радиоволнового сканирования: дис. ... магистра техн. наук. Томск, ТУСУР, 2015.
2. Заякин М.В., Зинченко М.В., Ивушкин К.В. и др. Радиоволновое сканирование: матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых 13–15 мая 2015 г. В 5 ч. Ч. 1. Томск: В-Спектр, 2015. С. 41–43.
3. Материалы с интернет-ресурса. Код доступа: https://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%9E%D0%BF%D1%8B%D1%82_%D0%AE%D0%BD%D0%B3%D0%B0 (дата обращения: 18.02.2016).
4. Мякишев Г.Я., Сияков А.З. Физика 11. Колебания и волны. Гл. 2. М.: Дрофа, 2002. 134 с.

РАЗРАБОТКА ФИДЕРНОЙ ЧАСТИ АНТЕННЫ СЛУЖЕБНОГО КАНАЛА УПРАВЛЕНИЯ КОСМИЧЕСКИМ АППАРАТОМ

Р.Р. Вишняков, магистрант НИ ТГУ

г. Томск, НИ ТГУ, Vishn9-r@yandex.ru

Для приема с борта космического аппарата (КА) телеметрической и передачи на борт командной информации требуется антенна, отвечающая основным требованиям [1]. Существует множество конструкций и видов антенн. Описания таких антенн можно найти в классических книгах по антенной технике [2]. Наиболее подходящей конструкцией является антенна типа открытый конец круглого волновода. Такие антенны прочны электрически и механически, малы по объему и массе, позволяют сформировать близкую к полусферической диаграмму направленности, работают в СВЧ-диапазоне с левой и правой круговыми поляризациями. Однако для того чтобы волноводная антенна работала с круговой поляризацией, требуется поляризатор.

Для работы волновода с 2 поляризациями (правой и левой круговой) в 1973 г. М.Х. Чен и Г.Н. Тсандулас [4] предложили схему поляризатора в виде ступенчатой волноводной перегородки. Йеном Борнманном и В.А. Лабе [5] предложена конструкция для работы в С-, Х-, Ku- и К-диапазонах.

Данная конструкция поляризатора относительно проста, обеспечивает хорошее согласование и развязку между портами. Кроме того, перегородка является еще и поляризационным селектором, что положительно сказывается на габаритах устройства (рис. 1).

Принцип действия ступенчатой поляризующей перегородки. Описание принципа действия можно найти в работах [3, 6, 7]. Поляризатор устанавливается в круглый волновод с 2 полукруглыми секциями. Линейная мода в полукруглых секциях возбуждается с помощью портов А и Б. Перегородка обеспечивает конвертацию линейно поляризованных колебаний в колебания с круговой поляризацией непосредственно, без необходимости дополнительных внешних балансных и согласующих устройств.

Рассмотрим формирование круговой поляризации в секции 1 при подведении мощности только к порту А. Поле, соответствующее этому возбуждению, можно представить в виде суммы решений двух задач:

1. Порты А и Б возбуждаются половинной мощностью противофазно.
2. Порты А и Б возбуждаются половинной мощностью синфазно.

Электрическое поле при первом способе возбуждения направлено перпендикулярно перегородке (рис. 2, а) и при условии малости тол-

щины последней фазовая скорость $v_{\phi 1}$ этого возбуждения постоянна и не зависит от формы перегородки.

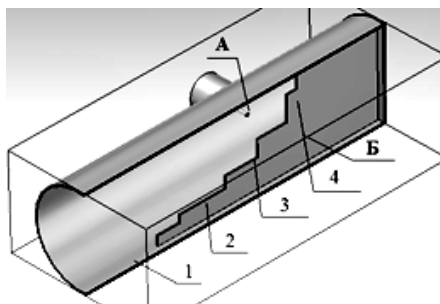


Рис. 1. Конструкция волновода с поляризатором: А и Б – коаксиальные порты в полукруглых сечениях; 2, 3, 4, – область поляризатора, 1 – круглый волновод

Иная картина наблюдается при синфазном возбуждении портов А и Б (рис. 2, б). Структура поля при таком возбуждении существенно зависит от высот h_i секций поляризатора.

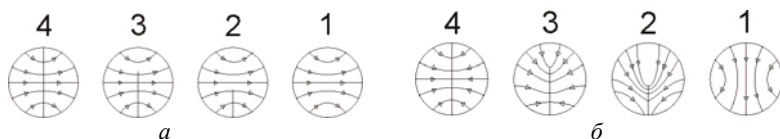


Рис. 2. Структура поля в различных сечениях круглого волновода: а – противофазное возбуждение, б – синфазное

Фазовая скорость v_{ϕ} таких мод меньше $v_{\phi 1}$. Подбор высот h_i и длин секций l_i поляризующей перегородки позволяет получить фазовый сдвиг 90° между линейными модами в круглой секции 1.

При возбуждении только порта А (сумма решений задач синфазного и противофазного возбуждений) в круглой секции 4 генерируется круговая поляризованная мода. Кроме того, при этом происходит компенсация поля в полукруглой секции Б, что определяет высокий коэффициент развязки по входам. Существует наклонная поляризационная перегородка, но в отличие от нее ступенчатая обеспечивает большую ширину полосы рабочих частот.

Одним из основных преимуществ такого поляризатора является простота: левая и правая поляризации круглой секции 1 получаются с помощью возбуждения разных каналов антенны непосредственно, без необходимости в дополнительных внешних цепях. Кроме того, рассматриваемый поляризатор обеспечивает высокую развязку между входными портами и близкую к 1 эллиптичность сигнала. Немаловажно и то, что рассматриваемое устройство получается компактным, так как фактически объединяет в себе функции поляризатора и селектора.

Было проведено моделирование волновода с поляризационной ступенчатой перегородкой. Для увеличения развязки между портами А и Б была проведена оптимизация путем изменения длины волновода в секции 1. Получен график, по которому можно определить оптимальную длину секции 1. Проведен расчет S -параметров волновода с поляризатором (рис. 3). Из графика видно, что максимальная развязка достигает 30 дБ и сохраняется в полосе 5 МГц с приемлемым уровнем. В силу симметрии конструкции параметры S_{12} , S_{22} , S_{32} , S_{13} , S_{23} не приведены, чтобы не загромождать графики. Они в точности повторяют графики симметричных им S -параметров.

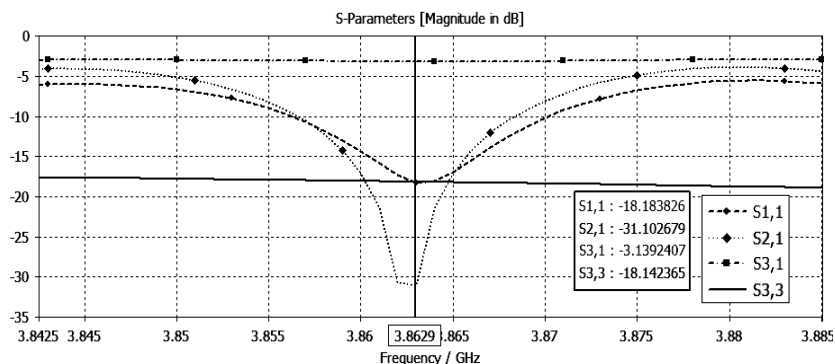


Рис. 3. S -параметры волновода с поляризатором

Заключение. В данной работе была рассмотрена конструкция фидерной части антенны, которая может быть использована в составе антенно-фидерных устройств бортовой аппаратуры служебного канала управления КА. Рассмотрен принцип действия волноводного ступенчатого поляризатора. Проведено моделирование, оптимизация длины волновода с целью максимизации развязки между входными портами. Получены S -параметры рассматриваемой конструкции. В дальнейшем разработанный волновод с поляризатором можно использовать в качестве части антенны типа открытый конец круглого волновода.

ЛИТЕРАТУРА

1. Вишняков Р.Р. Анализ требований к бортовым антеннам командно-телеметрической радиолинии космических аппаратов // Электронные средства и системы управления: матер. докл. XI Междунар. науч.-практ. конф. 25–27 ноября 2015 г. / Том. гос. унт. сис-м упр. и радиоэлектроники. Томск, 2015. Ч. 1. С. 163–167.
2. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ: учеб. для радиотехнических специальностей вузов / Д.М. Сазонов. М.: Высш. шк., 1988. 432 с.

3. Демин Д.А., Чубинский Н.П. Облучатель с двумя ортогональными поляризациями // Журнал радиоэлектроники. 2014. №6.
4. Chen M., Tsandoulas G. A wide-band square-waveguide array polarizer // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1973. Vol. 21, № 3. P. 389–391.
5. Bornermann J., Labay V.A. Ridge waveguide polarizer with finite and stepped thickness septum // IEEE Transaction on microwave theory and techniques. 1995. Aug. Vol. 43, № 8. P. 1782–1787.
6. Davis D., Digiondomenico O., Kempic J. A new type of circularly polarized antenna element // Antennas and Propagation Society International Symposium, 1967. Vol. 5. P. 26–33.
7. Franco M. A High-Performance Dual-Mode Feed Horn for Parabolic Reflectors with a Stepped-Septum Polarizer in a Circular Waveguide [Antenna Designer's Notebook] // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2011. Vol. 53, № 3. P. 142–146.

СОЗДАНИЕ СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТ НА ОСНОВЕ ADF4350

А.А. Залевский, студент каф. ТОР

г. Томск, ТУСУР, РТФ, zalevskiy.aleksey@gmail.com

Научный руководитель В.Д. Дмитриев, доцент каф. ТОР

В настоящее время во всей приемопередающей аппаратуре присутствует генератор опорного сигнала. За создание такого сигнала обычно отвечает кварцевый генератор, у которого низкие фазовые шумы. Но проблема в том, что такие генераторы не выпускают на произвольные частоты, поэтому есть необходимость получить из частоты опорного сигнала кварцевого генератора другую частоту, как правило, более высокую. Данную операцию выполняют схемы на основе фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Многие производители современной микроэлектроники выпускают чипы, в которых уже сформирована структура схемы ФАПЧ, например ADF4350. На основе данного чипа был сделан синтезатор частоты.

К основным элементам системы ФАПЧ относятся: генератор опорной частоты, генератор с управляемой выходной частотой напряжением (ГУН), система сравнения и выделения сигнала рассогласования между двумя генераторами. Этот сигнал подается на вход управляемого генератора, изменяя его частоту до тех пор, пока сигнал рассогласования не станет постоянным, а частота ГУНа постоянной. Функциональная схема системы ФАПЧ приведена на рис. 1.

Данная система используется для многих задач. Все зависит от того, какие сигналы подаются в качестве опорного и управляющего. Если к сигналу управления добавить сигнал модуляции, то получится схема частотного модулятора на определенной частоте. А если в каче-

стве опорного использовать сигнал, модулированный по частоте, то в результате работы ФАПЧ сигналом управления будет модулирующий сигнал. В данном случае система использовалась для умножения частоты на постоянный коэффициент для получения более высокочастотного колебания. Для этого необходимо иметь ГУН с диапазоном изменения выходной частоты, в который входит требуемая частота. Этот сигнал с помощью делителя частоты делится на такое число, чтобы в изменение поделённой частоты входила частота опорного генератора. Тогда на выходе ГУНа будет сигнал с частотой, равной опорной, умноженной на коэффициент деления.

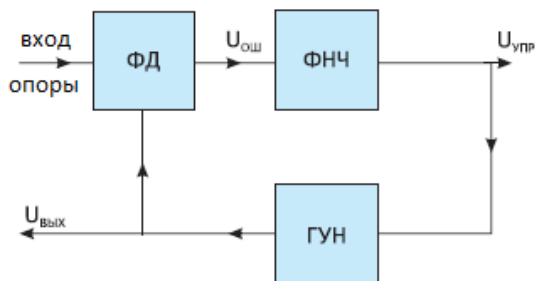


Рис. 1. Структура системы ФАПЧ

Использование системы ФАПЧ оправдано тем, что она уменьшает фазовый шум ГУНа, который создавался бы в выходном сигнале при подаче постоянного напряжения на управляющий вход. Степень уменьшения фазового шума зависит от качества исполнения системы ФАПЧ, в лучшем случае можно улучшить характеристику фазового шума до параметров опорного генератора.

На рис. 2 представлена функциональная схема микросхемы ADF4350. В ней помимо целочисленного делителя есть дробный, его используют, когда хотят, не уменьшая частоту опорного сигнала, уменьшить шаг перестройки выходной частоты. Перед устройством сравнения стоят делители частоты для выбора оптимальной частоты сравнения. Выходная частота ГУНа изменяется от 2 ГГц, для того чтобы расширить диапазон изменения частот в меньшую сторону, на выходе установлены делители частоты.

Для работы данной микросхемы необходимо обеспечить её требуемыми напряжениями питания, подать на вход REFin опорный сигнал и установить желаемые параметры через SPI-интерфейс.

В качестве источников питания в данной работе использовались микросхемы AD3330, они поддерживают необходимое напряжение и подавляют помехи по питанию. В роли источника опорного сигнала

использовалась микросхема кварцевого генератора с выходной частотой 10 МГц. На рис. 3 приведено фото сделанного синтезатора частот, к которому подключена плата управления регистрами. Программатор был сделан специально для этой платы, в нем используется микроконтроллер STM32f103.

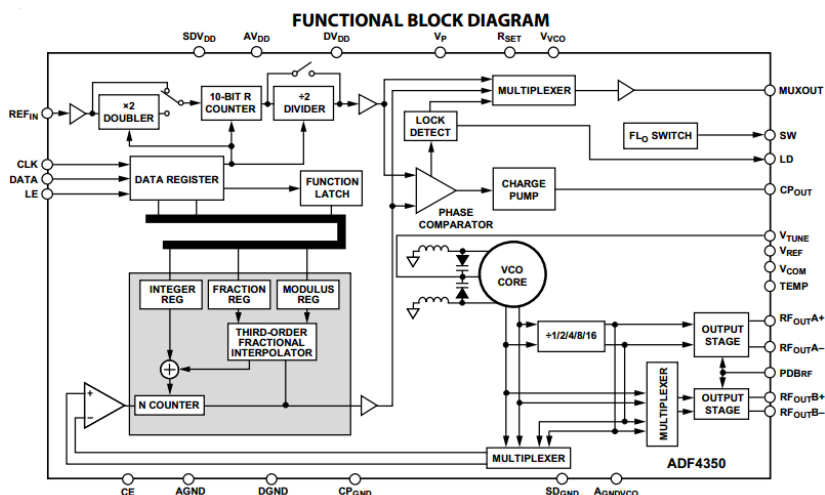


Рис. 2. Функциональная схема микросхемы ADF4350

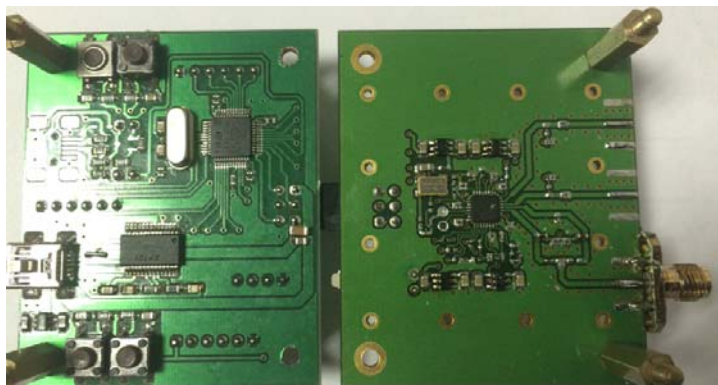


Рис. 3. Плата синтезатора с платой управления

Закключение. С помощью программатора удалось прошить регистры микросхемы системы ФАПЧ. Правильность работы схемы была проверена с помощью анализатора спектра. Стало ясно, что для минимизации фазовых шумов необходимо использовать оптимальные схе-

мы коррекции сигнала ошибки, а также соответствующие настройки работы схемы подкачки заряда. Результаты данной работы могут использоваться для создания систем связи в роли гетеродина.

ЛИТЕРАТУРА

1. *ADF4350*. URL: <http://www.analog.com/ru/products/rf-microwave/pll-synth/adf4350.html> Свободный доступ (дата обращения: 1.3.16).
2. *Интегральные* радиочастотные синтезаторы частот с ФАПЧ (URL: http://www.kit-e.ru/articles/elcomp/2006_1_50.php Свободный доступ (дата обращения: 1.3.16).

ИНТЕРФЕРЕНОГРАММЫ НА ОБЪЕКТАХ ПРОИЗВОЛЬНОЙ ФОРМЫ

М.В. Заякин, М.В. Зинченко, А.В. Максимов, В.А. Тихонов, каф. РЗИ
г. Томск, ТУСУР, valery_tikhonov@mail.ru

Данная статья является логическим продолжением цикла работ, посвященных радиоволновому сканированию. В первой статье по радиоволновому сканированию [1] представлены возможности интерференции радиоволн в области обнаружения скрытых объектов. В последующей работе [2] изложена теория, обосновывающая выбор реальных излучателей. Целью настоящей работы является математическое моделирование интерференционных картин на объектах сложной формы с учетом приближения, используемого в [2].

Интерференция волн – взаимное увеличение или уменьшение результирующей амплитуды двух или нескольких когерентных волн при их наложении друг на друга [3]. При интерференции происходит перераспределение интенсивности.

Пусть имеется две сферические волны, описываемые уравнением

$$E = \frac{E_0}{r} \cdot \exp[i(\omega t + kr + \phi)], \quad (1)$$

где E_0 – амплитуда, $\omega = 2\pi f$, $f = 60$ ГГц, $k = 2\pi \frac{f}{c}$ – волновое число, r – расстояние от излучателя до рассматриваемой точки, $\phi = 0$ – фаза.

По принципу суперпозиции в области пересечения этих волн результирующее поле будет определяться их суммой:

$$E = E_1 + E_2. \quad (2)$$

Интенсивность определяется соотношением

$$I = \sum_j \sum_k E_j E_k^* = E_1 E_1^* + E_1 E_2^* + E_2 E_1^* + E_2 E_2^*, \quad (3)$$

где $j, k = 1, 2, \dots, n$, n – число источников.

Для задания объекта сложной формы использовалось разложение по слоям и последующее математическое описание каждого слоя. Объект сложной формы и его интерферограмма представлены на рис. 1 и 2 соответственно.

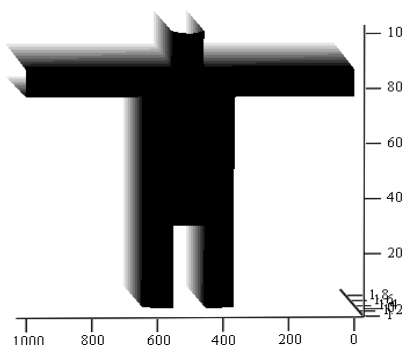


Рис. 1. Облучаемый объект без неоднородности

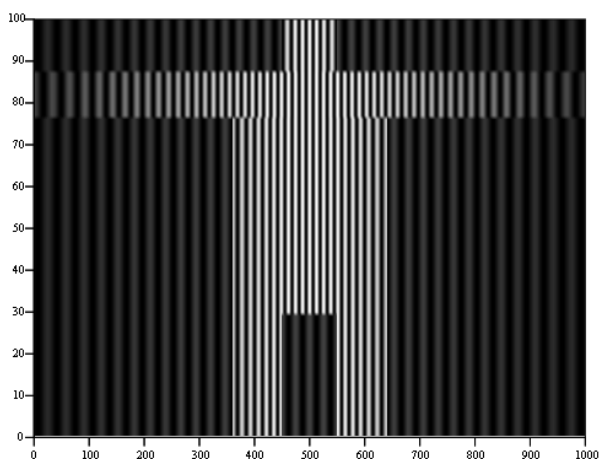


Рис. 2. Интерферограмма сложного объекта для точечных источников

Далее проведена имитация скрытого предмета под одеждой путём изменения математического описания объекта. В качестве неоднородности выбран предмет треугольной формы, размеры которого – основание 0,1 м, толщина 1 мм, высота 0,2 м. Получена интерферограмма для объекта со скрытым предметом (рис. 3).

Из интерферограммы видно, что есть незначительное смещение полос. Чтобы различить предмет, продифференцируем интерферограмму для получения скачков на границах резкого изменения интенсивности (рис. 4).

В результате проделанной работы удалось получить интерференционную картину на объектах сложной формы. Кроме того, локализована область нахождения неоднородности способом, описанным в [1].

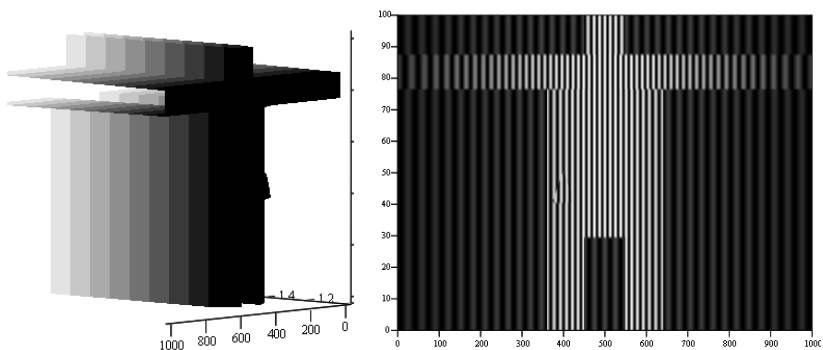


Рис. 3. Объект сложной формы и интерферограмма для антенн с конечными размерами

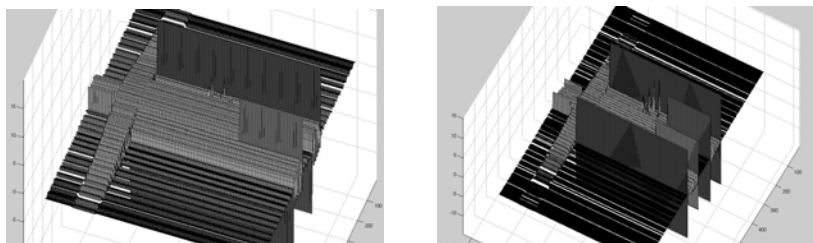


Рис. 4. Первая и вторая производные

ЛИТЕРАТУРА

1. Заякин М.В., Зинченко М.В., Ивушкин К.В. и др. Радиоволновое сканирование // Научная сессия ТУСУР–2015: матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, 13–15 мая 2015, г. Томск. Ч. 1. Томск: В-Спектр, 2015. С. 41–43.
2. Заякин М.В., Зинченко М.В., Ивушкин К.В. и др. Зависимость интенсивности интерферограммы от размеров источников освещения // Электронные средства и системы управления: матер. XI Междунар. науч.-практ. конф., 25–27 ноября 2015 г., Томск. Ч. 1. Томск: В-Спектр, 2015, С. 48–51.
3. Интерференция волн [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://ru.wikipedia.org/wiki/Интерференция_волн

ПОДСЕКЦИЯ 1.4.1

АУДИОВИЗУАЛЬНАЯ ТЕХНИКА И ЦИФРОВОЕ ТЕЛЕРАДИОВЕЩАНИЕ

*Председатель – Пустынский И.Н., проф. каф. ТУ, д.т.н.;
зам. председателя – Костевич А.Г., доцент каф. ТУ, с.н.с., к.т.н.*

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ МЕДИАННОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ШУМА НА ИЗОБРАЖЕНИИ

Б.Ц. Дамдинжапова, магистрант каф. ТУ

г. Томск, ТУСУР, damdinzharova94@mail.ru

*Проект ГПО ТУ-1505 «Разработка программных модулей
экспертной оценки изображения»*

Основной проблемой в обработке изображений является эффективное удаление шумов с сохранением важных деталей изображения. Важную роль играют задачи устранения шума, улучшения качества изображения, выделения полезной и подавление ненужной информации.

Шумоподавление служит для улучшения визуального восприятия. Цифровой шум проявляется в виде точек, имеющих размеры, близкие к размеру пикселя.

Медианные фильтры применяются для сглаживания изображений и для подавления шумов. В результате их применения наклонные участки и резкие перепады значений яркости на изображениях не изменяются, что является одним из важных свойств для изображений, контуры которых несут основную информацию. В то же время импульсные шумы, длина которых составляет меньше половины маски, будут подавлены.

Чтобы выполнить медианную фильтрацию для элемента изображения, необходимо сначала упорядочить по возрастанию значения пикселей внутри окрестности, затем найти значение медианы и присвоить полученное значение обрабатываемому элементу. Фильтр работает по алгоритму [1]

$$\hat{f}(x, y) = \underset{(s, t) \in S_{xy}}{\text{med}} \{g(s, t)\}.$$

Для того чтобы увидеть разницу между отфильтрованными изображениями, используем PSNR. При вычислении PSNR вычисляется

отношение максимально возможного сигнала по отношению к уровню шума, что также используется для измерения уровня искажений. Результат зависимости PSNR от уровня шума показан на рис. 1.

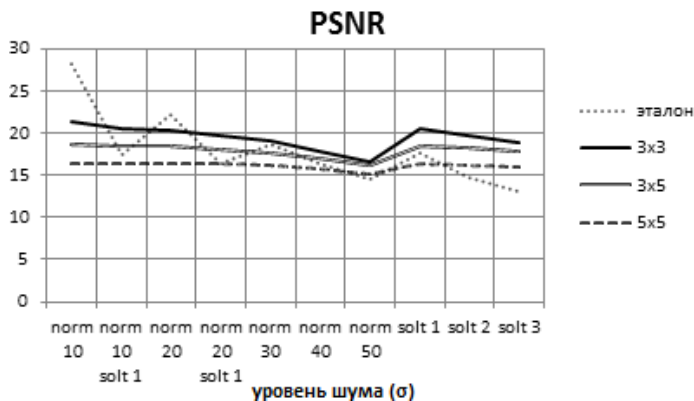


Рис. 1. Зависимость PSNR от уровня шума для разных размеров аперттуры (3×3; 3×5; 5×5)

Эксперимент показал, что наилучший результат получен при размере аперттуры 3×3 при нормальном шуме с σ , равной 10. Аперттура размером 5×5 не улучшает изображение. Чем больше размер аперттуры, тем больше теряется эффективность медианного фильтра. На рис. 2 показан результат обработки изображения с аддитивным шумом.

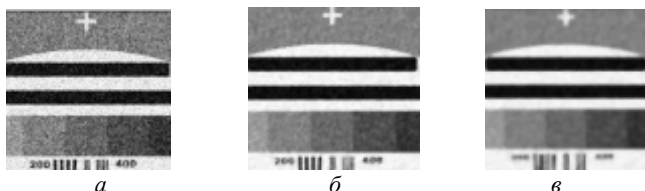


Рис. 2. Изображение с аддитивным шумом – а; отфильтрованное изображение с аперттурой размером 3×3 – б и 5×5 – в

Как видно, на отфильтрованных изображениях значительных изменений не наблюдается, что доказывает бесполезность использования данного фильтра при аддитивных шумах.

Наглядный пример обработки изображения с импульсным шумом с разными размерами аперттуры показан на рис. 3.

Степень сглаживания контуров объектов зависит от размеров аперттуры фильтра. При малых размерах аперттуры лучше сохраняются

контрастные детали изображения, но в меньшей степени подавляются импульсные шумы. Усреднение на границах черного и белого сокращает информативную часть изображения, и в результате этого пропадают четкие контуры.

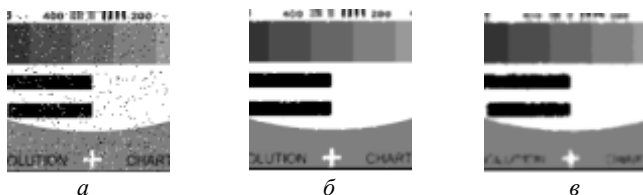


Рис. 3. Изображение с импульсным шумом – *а*; отфильтрованное изображение с апертурой размером 3×3 – *б* и 5×5 – *в*

На основе эксперимента делается вывод, что для фильтрации импульсных помех больше подходит медианный фильтр, который хорошо сохраняет границы объектов. При значительном увеличении апертуры изображение существенно размывается.

Использование медианного фильтра эффективно для импульсных шумов, которые выглядят как наложение на изображение случайных черных и белых точек.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России в рамках базовой части государственного задания № 2014/225 по НИР «Исследование и разработка методов и средств повышения качества изображений активно-импульсных телевизионно-вычислительных систем видения в сложных метеоусловиях и малопрозрачных средах» (код проекта 3643).

ЛИТЕРАТУРА

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

МЕТОДЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ БЕЗОПАСНОСТИ ПОСРЕДСТВОМ АНАЛИЗА ВИДЕОДАННЫХ

А.Е. Денисова, Р.Р. Хажибеков, В.Д. Шувалов, студенты каф. ТУ

г. Томск, ТУСУР, РТФ, vladsh.95@mail.ru

Проект ГПО ТУ-1203 «Интеллектуальные системы видеонаблюдения»

Детектор оставленных предметов (abandoned object – бесхозных или забытых вещей) предназначен для распознавания ситуаций, связанных с появлением в зоне наблюдения предметов, потенциально уг-

рожающих безопасности, например взрывного устройства. Обнаружение оставленного предмета в местах массового скопления людей является сложной научно-технической задачей, которая на текущий момент полностью не решена ни одним из производителей систем видеоаналитики [1].



Рис. 1. Детектор оставленных предметов

Тревожный сигнал формируется при условии выполнения трех правил: человек входит в зону наблюдения; рядом с человеком появляется неподвижный объект; человек выходит из зоны наблюдения. Ключевые преимущества данной системы: возможность обнаружения пропажи предметов; возможность детектирования оставленных предметов заданного размера; обнаружение владельца оставленного предмета.

Для распознавания опасных предметов (таких, как оружие, взрывчатка и т.д.) нами предложено применять малоизвестные методы, которые ранее могли применяться при распознавании лиц.

Рассмотрим подробнее метод Active Appearance Models (AAM). Активные модели внешнего вида – это статистические модели изображений, которые путем разного рода деформаций могут быть подогнаны под реальное изображение. Активная модель внешнего вида содержит два типа параметров: параметры, связанные с формой (параметры формы), и параметры, связанные со статистической моделью пикселей изображения или текстурой.

Разметка изображений производится вручную. Каждая метка имеет свой номер и определяет характерную точку, которую должна будет находить модель во время адаптации к новому изображению.

Процедура обучения ААМ начинается с нормализации форм на размеченных изображениях с целью компенсации различий в масштабе, наклоне и смещении. Для этого используется так называемый обобщенный «прокрустов анализ». Из всего множества нормирован-

ных точек затем выделяются главные компоненты с использованием метода Principal component analysis (PCA), показанного на рис. 2.



Рис. 2. Метод PCA (разметка дана точками по контуру)

Далее из пикселей внутри треугольников, образуемых точками формы, формируется матрица, такая что, каждый ее столбец содержит значения пикселей соответствующей текстуры. Стоит отметить, что используемые для обучения текстуры могут быть как одноканальными (градации серого), так и многоканальными (пространство цветов RGB или другое). В случае многоканальных текстур векторы пикселей формируются отдельно по каждому из каналов, а потом выполняется их конкатенация. После нахождения главных компонент матрицы текстур модель ААМ считается обученной.

С помощью ААМ можно моделировать изображения объектов, подверженных как жесткой, так и нежесткой деформации. ААМ состоит из набора параметров, часть которых представляют форму лица, остальные задают его текстуру. Под деформации обычно понимают геометрическое преобразование в виде композиции переноса, поворота и масштабирования. При решении задачи локализации лица на изображении выполняется поиск параметров (расположение, форма, текстура) ААМ, которые представляют синтезируемое изображение, наиболее близкое к наблюдаемому. По степени близости ААМ подгоняемому изображению принимается решение – есть опасный объект или нет.

Суть метода Active Shape Models (ASM) заключается в учете статистических связей между расположением антропометрических точек. На имеющейся выборке изображений лиц, снятых в анфас, на изображении эксперт размечает расположение антропометрических точек. На каждом изображении точки пронумерованы в одинаковом порядке.

Для того чтобы привести координаты на всех изображениях к единой системе, обычно выполняется так называемый обобщенный «прокрустов анализ», в результате которого все точки приводятся к одному масштабу и центрируются. Далее для всего набора образов

вычисляются средняя форма и матрица ковариации. На основе матрицы ковариации вычисляются собственные вектора, которые затем сортируются в порядке убывания соответствующих им собственных значений.

Локализации ASM-модели на новом, не входящем в обучающую выборку изображении осуществляется в процессе решения оптимизационной задачи. Практически во всех алгоритмах обязательным этапом, предваряющим классификацию, является выравнивание, под которым понимается выравнивание изображения объекта во фронтальное положение относительно камеры или приведение совокупности объектов (например, в обучающей выборке для обучения классификатора) к единой системе координат. Для реализации этого этапа необходима локализация на изображении характерных для всех лиц антропометрических точек – чаще всего это центры зрачков или уголки глаз. Разные исследователи выделяют разные группы таких точек. В целях сокращения вычислительных затрат для систем реального времени разработчики выделяют не более 10 таких точек [2].

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России в рамках базовой части государственного задания 2014/ 225, код проекта 3643.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Синезис*: видеоаналитика. Свободный доступ (дата обращения: 01.03.16). <http://synesis.ru/security/detektor-ostavlennyyih-predmetov>.
2. Анализ подходов к распознаванию лиц. Свободный доступ (дата обращения: 05.03.16). <https://habrahabr.ru/company/synesis/blog/238129/>

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ СРЕДНЕГЕОМЕТРИЧЕСКОГО ФИЛЬТРА ПРИ УСТРАНЕНИИ ШУМА

М.А. Дроголов, магистрант каф. ТУ

г. Томск, ТУСУР, samfiddler@mail.ru

*Проект ГПО ТУ-1505 «Разработка программных модулей
экспертной оценки изображений»*

Основные источники шума на цифровом изображении – это сам процесс его получения (оцифровка), а также процесс передачи. Работа сенсоров зависит от различных факторов, таких как внешние условия в процессе видеосъемки и качество сенсоров. В процессе изображения с помощью фотокамеры с ПЗС-матрицей, основными факторами, влияющими на величину шума, являются уровень освещенности и температура сенсоров. В процессе передачи изображения могут искажаться помехами, возникающими в каналах связи [1, 2].

При осуществлении фильтрации яркостные характеристики каждой точки цифрового изображения заменяются другим значением яркости, которое признается в наименьшей степени искаженным помехой. При осуществлении линейной фильтрации отклик маски задается суммой произведений пикселей в области покрытия фильтра. В качестве линейного сглаживающего фильтра используется усредняющий фильтр, выходным значением которого является среднее значение по окрестности маски фильтра. Подобный фильтр используется для задач удаления зернистости изображения, вызванной импульсным шумом.

Здесь значение восстановленного изображения в каждой точке (x, y) является корнем степени mn из произведения значений в точках окрестности S_{xy}

$$\hat{f}(x, y) = \left[\prod_{(s, t) \in S_{xy}} g(s, t) \right]^{1/mn}.$$

Цель исследования – выяснить, какой шум данный фильтр подавляет лучше. Для выяснения этого было взято за эталон изображение, размеры которого составляют 720×576 пикселей.

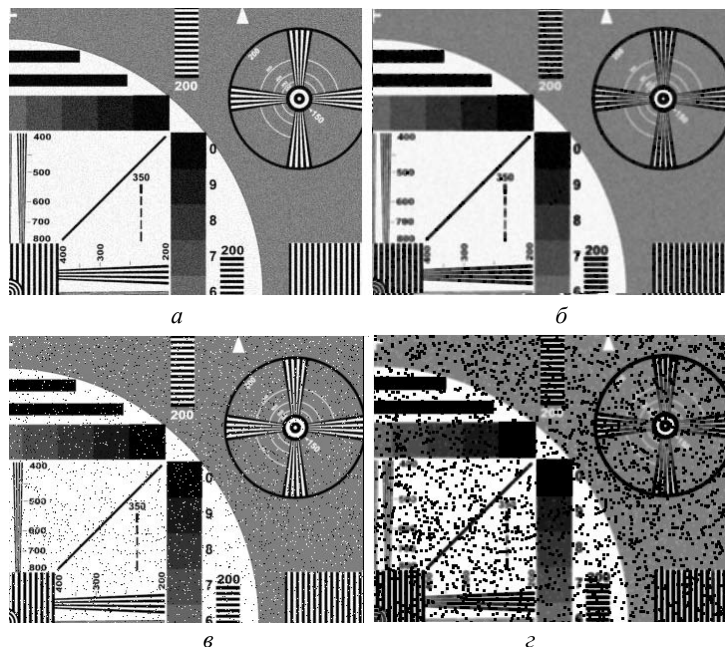


Рис. 1. Изображение «до» и «после» фильтрации: а – изображение с нормальным шумом; б – отфильтрованное изображение; в – изображение с импульсным шумом; г – отфильтрованное изображение

На эталонное изображение поочередно наложен импульсный и нормальный шум. Изображения будут отфильтрованы маской с размером апертуры 3×3 .

Оценка работы фильтра проходит по следующим характеристикам: среднеквадратическое отклонение (СКО) и пиковое отношение сигнал/шум (PSNR). Результаты фильтрации представлены на рис. 1, а результаты измерений – в таблице.

Результаты измерений		
	СКО	PSNR
До фильтрации	9,88	28,23
Нормальный шум	33,07	17,74
До фильтрации	33,89	17,52
Импульсный шум	84,58	9,58

На основе реализованных методов фильтрации делается вывод, что фильтр плохо справляется как с нормальным шумом, так и импульсным. Среднеквадратичное отклонение должно уменьшиться у отфильтрованного изображения, а PSNR должен увеличиться. Визуально видно, что с нормальным шумом фильтр справляется, зернистость сглажена, но изображение становится размыто, многие детали теряются при фильтрации, цифры становятся слабо различимы. С импульсным шумом фильтр справляется хуже, изображение более размыто, цифры не различимы, а также после фильтрации черные точки стали более крупными.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России в рамках базовой части государственного задания 2014/225, код проекта 3643.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2005.
2. Грузман И.С., Киричук В.С., Косых В.П., Перетягин Г.И., Спектор А.А. Цифровая обработка изображений в информационных системах: учеб. пособие. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. 352 с.

РАЗРАБОТКА ПОЛИДИСПЛЕЙНЫХ ОЧКОВ ДОПОЛНЕННОЙ РЕАЛЬНОСТИ

Д.С. Каракулев, студент каф. ССИБ

*Научный руководитель А.П. Аверченко, ассистент каф. ССИБ
г. Омск, ОмГТУ, daniil.karakulev@gmail.com*

При работе на персональном компьютере пользователю бывает недостаточно одного монитора. Ему приходится переключаться между

открытыми окнами и страницами, что препятствует быстрой и продуктивной работе. Эта проблема может быть решена подключением нескольких мониторов к одному системному блоку. Но у данного решения есть два основных минуса:

- высокая цена покупки нескольких мониторов;
- большое количество мониторов занимает много места на рабочем столе.

На волне развития дополненной и виртуальной реальности появились такие устройства, как Google Glass, Microsoft Hololens, Oculus Rift. Но они не выполняют всех функций ПК и служат только для развлечений.

Предлагаемое нами устройство включает в себе функционал персонального компьютера и возможности гарнитур виртуальной реальности. С помощью полидисплейных очков может осуществляться работа с программами и документами, но рабочая область уже не ограничена одним монитором: очки могут отображать сразу несколько виртуальных экранов (отсюда и название «полидисплейные очки»), причем экраны могут быть любого размера. Таким образом, полидисплейные очки способны заменить один или несколько реальных мониторов и способны отображать 3D-контент.

Устройство включает в себя два компонента: очки и системный блок. Стекла очков представляют собой два прозрачных экрана, которые отображают часть видимой в поле зрения пользователя виртуальной рабочей среды. Экраны могут быть выполнены по технологии прозрачных электролюминесцентных дисплеев (TFEL), т.е. с использованием люминофоров, которые излучают свет под действием электрических полей.

Системный блок в свою очередь моделирует виртуальную рабочую среду, а также играет роль метки, относительно которой строится среда. То, как будет отображаться виртуальная среда в очках, зависит от следующих параметров: расстояние от очков до метки; угол поворота очков относительно виртуальной рабочей среды; угол наклона головы.

Схематически виртуальная рабочая среда изображена на рис. 1.

Стоит отметить, что к одному системному блоку сможет подключаться несколько очков, и на каждые очки блок будет транслировать одно и то же изображение, но под разными углами.

Еще одним преимуществом перед аналогами является то, что в полидисплейных очках может формироваться полностью непрозрачное изображение. Это позволит не только накладывать объекты дополненной реальности на реальные предметы, но и моделировать виртуальную реальность.

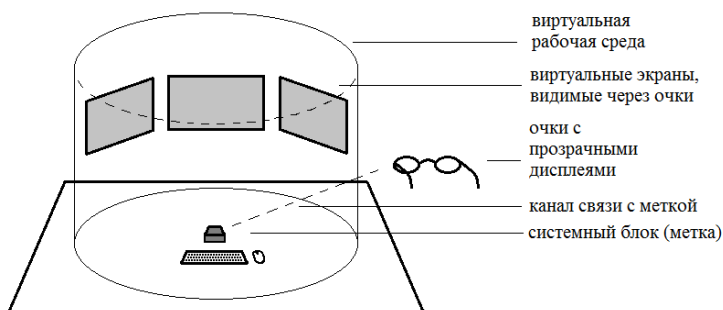


Рис. 1. Схема виртуальной рабочей среды

Основная область применения полидисплейных очков – работа с информацией в офисе и дома. Но, помимо этого, они могут найти применение на производстве, в медицине, игровой индустрии и для навигации. Возможность взаимодействия с 3D-объектами облегчит работу дизайнерам и архитекторам.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Google Project Glass* [Электронный ресурс]. URL: <http://4pda.ru/2012/04/04/59032/> (дата обращения: 17.03.2016).
2. *Microsoft Hololens* [Электронный ресурс]. URL: <https://www.microsoft.com/microsoft-hololens/en-us> (дата обращения: 17.03.2016).
3. *Oculus Rift* [Электронный ресурс]. URL: <https://www.oculus.com/en-us/rift/> (дата обращения: 17.03.2016).
4. *Абилих А. Прозрачные электролюминесцентные дисплеи* [Электронный ресурс] / А. Абилих, К. Харконен, А. Паккала, Д. Смид // Современная электроника. 2008. № 4. URL: <https://www.prosoft.ru/cms/f/374770.pdf> (дата обращения: 17.03.2016).

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ФИЛЬТРАЦИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ СРЕДНЕАРИФМЕТИЧЕСКИМ ФИЛЬТРОМ С ОГРАНИЧЕНИЕМ АМПЛИТУДЫ ВХОДНОГО СИГНАЛА

К.С. Карымов, магистрант каф. ТУ

г. Томск, ТУСУР, fhist@yandex.ru

*Проект ГПО ТУ-1505 «Разработка программных модулей
экспертной оценки изображения»*

Цифровые изображения подвержены воздействию различных типов шумов, которые могут возникать от способа получения изображений, технологий передачи информации, методов оцифровывания данных. Цифровая обработка изображений произрастает из двух основ-

ных областей её применения, которыми являются повышение качества изображений для улучшения его визуального восприятия человеком и обработка изображений для их хранения. Данный фильтр относится к области улучшения визуального восприятия изображений.

Фильтр, основанный на вычислении среднего арифметического, является простейшим среди усредняющих фильтров. Пусть S_{xy} обозначает прямоугольную окрестность (множество координат точек изображения) размерами $m \times n$ с центром в точке (x, y) . Процедура фильтрации предполагает вычисление среднего арифметического значения искаженного изображения $g(x, y)$ по окрестности S_{xy} . Значение восстановления изображения в произвольной точке (x, y) представляет собой среднее значение арифметических значений в точках, принадлежащих окрестности S_{xy} . Фильтр работает по алгоритму

$$\hat{f}(x, y) = \frac{1}{mn} \sum_{(s, t) \in S_{xy}} g(s, t).$$

Данную операцию можно реализовать с помощью свертки с маской, все коэффициенты которой равны $1/mn$. Усредняющий фильтр сглаживает локальные вариации яркости на изображении. Уменьшение шума происходит в результате этого сглаживания [1, 2].

Для проверки эффективности фильтра выбрано изображение тестовой таблицы с размером 720×576 элементов.

На изображение наложен нормальный шум с $\sigma = 50$. Полученное изображение обработано фильтром с ограничением амплитуды входного сигнала от 10 до 100% (таблица) при апертуре 3×3 , 3×9 , 7×7 . До фильтрации пиковое отношение сигнал/шум (PSNR) составляет 14,55 дБ.

PSNR от порогового значения при различных размерах апертур

	10%	20%	40%	60%	80%	100%
3×3	14,7	15,5	16,9	17,1	16,6	16,4
3×9	14,9	15,8	17,1	16,4	15,2	14,7
7×7	14,7	15,2	15,5	13,9	11,7	10,1

Оптимальный порог амплитуды входного сигнала для фильтрации с апертурой 3×3 возникает при 49,4%, PSNR = 17,17 дБ; 3×9 – 43,14%, PSNR = 17,11 дБ; 7×7 – 40%, PSNR = 15,5 дБ.

При увеличении апертуры PSNR уменьшается, что приводит к более низкому результату и более сильному размытию изображения по сравнению с апертурой 3×3 при оптимальном пороге значения амплитуды входного сигнала.

Исходя из данных, приведённых на графиках (рис. 1) и гистограммах (рис. 2), фильтр «справляется» с нормальным шумом при $\sigma = 50$.

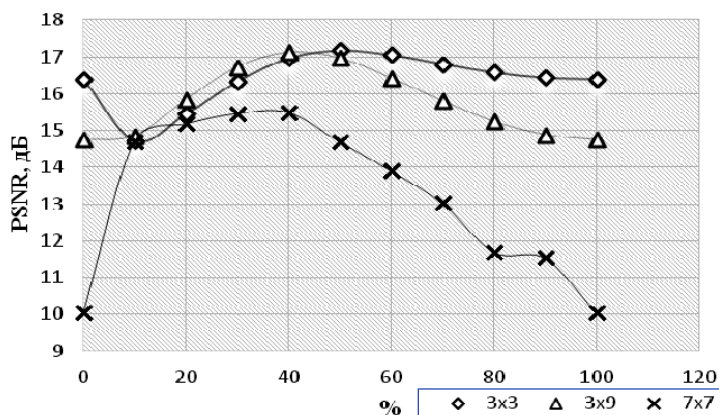


Рис. 1. Зависимость PSNR от порогового значения амплитуды входного сигнала

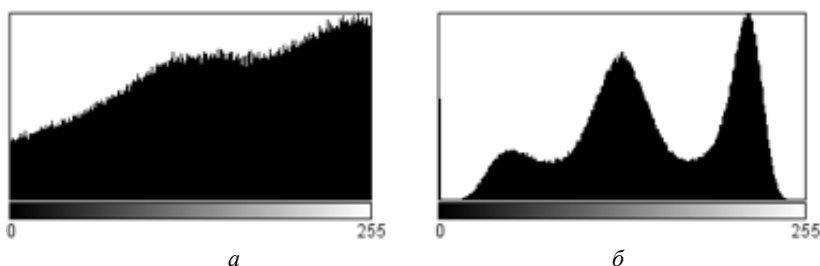


Рис. 2. Гистограммы с нормальным шумом $\sigma = 50 - a$; результат фильтрации с апертурой $3 \times 3 - б$

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России в рамках базовой части государственного задания 2014/ 225, код проекта 3643.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2006. 1072 с.
2. Грузман И.С., Киричук В.С., Косых В.П. и др. Цифровая обработка изображений в информационных системах: учеб. пособие. Новосибирск.: Изд-во НГТУ, 2003. 352 с.

ЭФФЕКТИВНОСТЬ УДАЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНОГО И НОРМАЛЬНОГО ШУМА СРЕДНЕГЕОМЕТРИЧЕСКИМ ФИЛЬТРОМ

Диас Кисметулы, магистрант каф. ТУ

г. Томск, ТУСУР, РТФ dman.07@mail.ru

*Проект ГПО ТУ-1505 «Разработка программных модулей
экспертной оценки изображения»*

При передаче информации изображения подвергаются воздействию различных помех, что приводит к ухудшению визуального качества и потере каких-либо частиц изображения. Быстрый прогресс в области программных приложений для цифровых системах связи дает возможность для актуальности решения задач восстановления изображений, полученных с помощью фото- и видеокамер, с целью фильтрации изображений. На практике часто встречаются изображения искаженные шумом, которые появляются на этапах формирования и передачи его по каналу связи.

Целью работы является выбор фильтра и использование его для улучшения изображения, выявление его преимуществ и определение, в каких случаях его можно использовать. Источники шума могут быть самыми различными. В большинстве случаев размытие границ является побочным эффектом, но если на изображении содержится большое количество малоразмерных объектов, не представляющих интереса, то усредняющие фильтры могут привести к их исчезновению.

Описание фильтра, основанного на вычислении среднего геометрического, приведено в [1].

Результат обработки этим фильтром задается выражением

$$\hat{f}(x,y)=\left[\prod_{(s,t)\in S_{xy}} g(s,t)\right]^{1/mn}.$$

Применение этого фильтра приводит к сглаживанию изображения. Фильтр среднего геометрического особенно хорошо справляется с «черным» и «белым» шумом. Контргармонические фильтры подходят для фильтрации импульсного шума, но их применение затруднено тем, что необходимо заранее знать, является ли шум «черным» или «белым», поскольку необходимо выбрать правильный знак порядка фильтра Q . Неправильный выбора знака может привести к «катастрофическим» результатам.

Для данного фильтра проведены следующие исследования.

В качестве входного выбрано эталонное изображение, размеры которого составляют 720×576 пикселей. Далее на изображение добавлен шум. На рис. 1 показано, как фильтр на основе среднего геометри-

ческого с матрицей 3×3 «справляется» с нормальным и импульсным шумами.

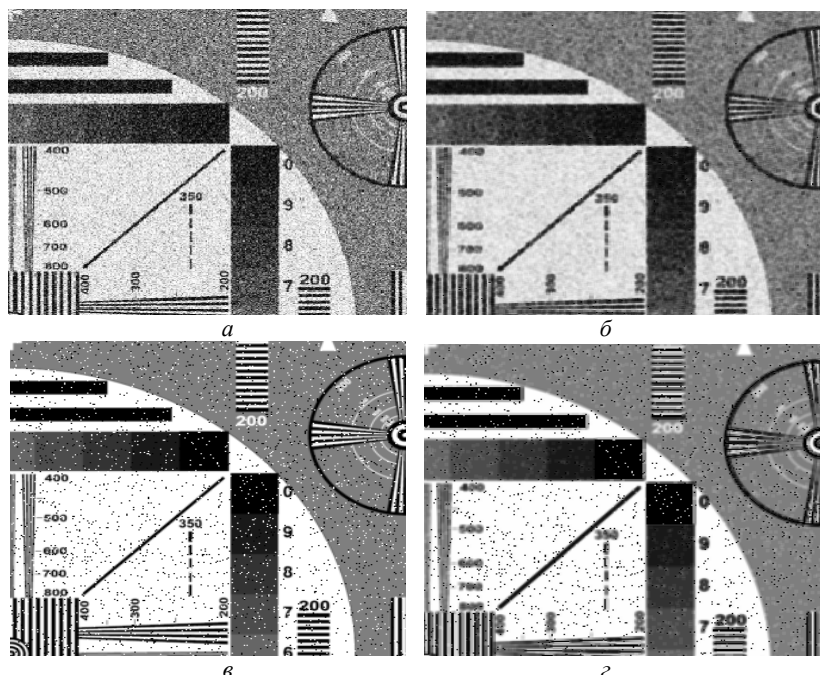


Рис. 1. Исходное изображение с нормальным шумом – *а*; отфильтрованное изображение среднегеометрическим фильтром – *б*; исходное изображение с импульсным шумом – *в*; отфильтрованное изображение среднегеометрическим фильтром – *г*

Явно наблюдается, что после фильтрации происходит сглаживание черных и белых точек. В изображении происходит «замывание», картинка становится более приятной для восприятия, несмотря на то, что уменьшается контраст. Недостатки такой фильтрации в том, что при обработке изображения цифры становятся слегка размытыми. Для получения лучших результатов была предложена версия замены всех перемноженных элементов матрицы с 0 на 1. В результате этого произошли следующие изменения. При обработке «белый» шум исчез полностью; «черный» шум почти не виден при обработке нормального шума. Далее, исходя из полученных результатов, построены графики (рис. 2), в которых рассматривается 5 видов картинок с шумом по воз-

растанию, показывающие, как изменяются среднеквадратичное отклонение и пиковое отношение сигнал/шум с увеличением уровня шумов.

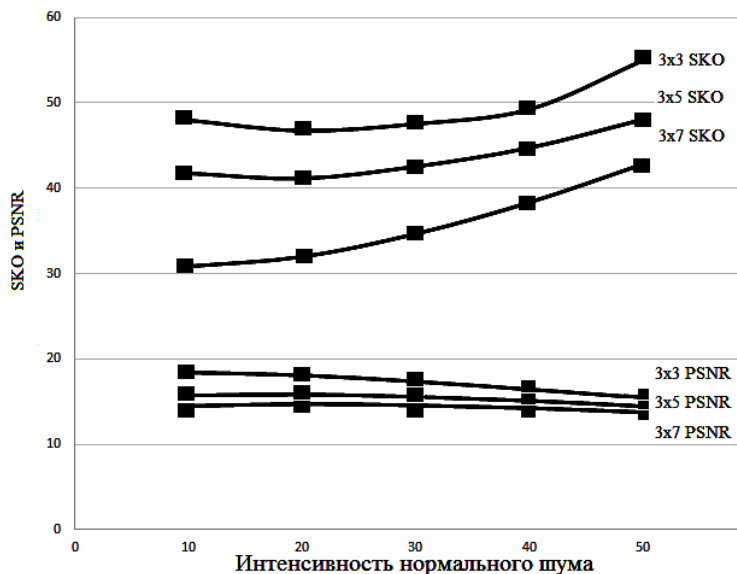


Рис. 2. Зависимости среднеквадратического отклонения (SKO) и пикового отношения сигнал/шум (PSNR) от интенсивности шума

В ходе проведённых исследований обнаружено уменьшение контраста, удален шум, произошло сглаживание, придавая изображению больше четкости, что является более приятным для восприятия. Полученные результаты показывают, что среднеквадратическое отклонение увеличивается, а пиковое отношение сигнал/шум понижается, что является не самым положительным результатом, но в целом фильтр «справляется» с нормальными и импульсными шумами.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России в рамках базовой части государственного задания 2014/ 225, код проекта 3643.

ЛИТЕРАТУРА

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

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ГЕНЕРАТОРА КВАЗИБЕЛОГО ШУМА

А.К. Мовчан, магистрант каф. ТОР,

В.В. Капустин, аспирант каф. ТУ

г. Томск, ТУСУР, mr.movchann@mail.ru

Целью данного исследования является получение пороговых значений отношения сигнал/шум аддитивной смеси полезного сигнала и квазирелегантнх гауссовского шума на входе приемника, соответствующих максимально допустимому значению вероятности битовой ошибки на выходе декодера приемника, при котором еще возможен достоверный прием передаваемой информации.

Для проведения эксперимента в рамках данного исследования в качестве полезного сигнала используется сигнал, снятый непосредственно с выхода DVB-T-формирователя.

Параметры полезного сигнала приведены в табл. 1.

Т а б л и ц а 1

Параметры сигнала на выходе DVB-T-формирователя

Параметр	Значение
Центральная частота	562 МГц
Полоса	8 МГц
Уровень	57 дБмкВ

В качестве источника квазирелегантнх гауссовского шума [1] выступает специально разработанное устройство, которое включает в себя широкодиапазонный источник шумового напряжения и полосовой усилитель.

Источник шумового напряжения образован обратнх смещенным эмиттерным переходом высокочастотного транзистора, работающего на границе лавинного пробоя.

Основные технические характеристики генератора шума представлены в табл. 2.

Т а б л и ц а 2

Технические характеристики генератора шума

Параметр	Значение
Частотный диапазон генерируемых шумов	(400...600) МГц
Неравномерность шумовой полосы частот в рабочем диапазоне	±2 дБ
Неравномерность шумовой полосы частот шириной 8 МГц в диапазоне рабочих частот	±0,5 дБ
Номинальный уровень шума	50 дБмкВ
Выходное сопротивление	75±2 Ом

Структурная схема экспериментального макета представлена на рис. 1.



Рис. 1. Структурная схема эксперимента

С помощью аттенуатора производится ступенчатое ослабление сигнала с генератора шума.

Анализатор IT-15T2 производит измерение параметров поступающего на него сигнала DVB-T и передает данные на ПК для визуального наблюдения и анализа.

Исследование помехоустойчивости DVB-T-сигналов производится для двух режимов, соответственно с максимальной и минимальной помехоустойчивостью системы, которая определяется видом модуляции и кодовой скоростью.

Результаты эксперимента для режима с максимальной помехоустойчивостью представлены на рис. 2, для режима с минимальной помехоустойчивостью – на рис. 3.

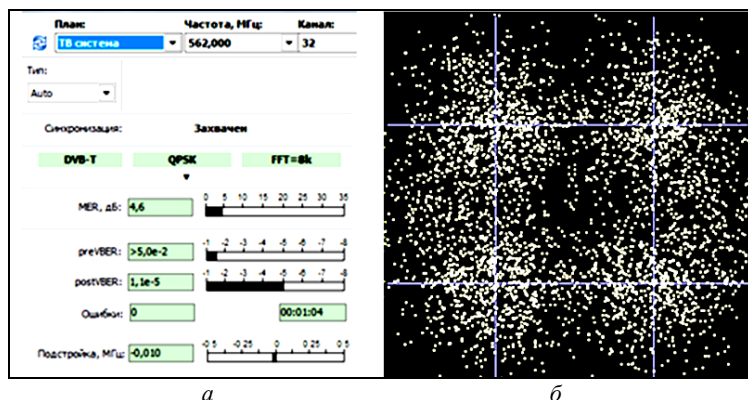


Рис. 2. Параметры суммарного сигнала – а, звездная диаграмма – б

Также результаты эксперимента сведены в табл. 3.

Следует отметить, что для стандарта DVB-T максимально допустимое значение битовой ошибки на выходе декодера Витерби (post-VBER) должно быть не более $2 \cdot 10^{-4}$ [2].

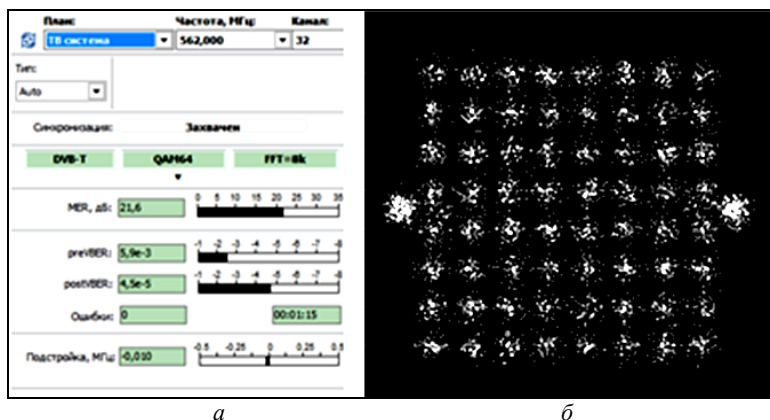


Рис. 3. Параметры суммарного сигнала – а, звездная диаграмма – б

Таблица 3

Результаты эксперимента

Модуляция	Кодовая скорость	Уровень полезного сигнала, дБмкВ	Уровень шума, дБмкВ	PostVBER	С/Ш, дБ
QAM-64	7/8	57	33,7	$4,5 \cdot 10^{-5}$	23,3
QPSK	1/2	55,3	48,7	$1,1 \cdot 10^{-5}$	6,6

Сравнивая результаты эксперимента из табл. 3 с расчетными данными, приведенными в [3], можно констатировать, что расхождение по такому параметру, как отношение сигнал/шум, является незначительным, этот факт говорит о пригодности разработанного генератора шума для измерений помехоустойчивости сигналов цифрового телевидения. Полученные в ходе эксперимента данные могут быть использованы для оценки зоны уверенного приема при планировании сетей цифрового телевидения.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России в рамках базовой части государственного задания 2014/ 225, код проекта 3643.

ЛИТЕРАТУРА

1. Денисенко А.Н. Статистическая теория радиотехнических систем. М.: АРИ, 2007. 200 с.
2. Попов А.С. Оценка уровня помехоустойчивости одночастотных систем цифрового эфирного телевизионного вещания // Докл. Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. 2013. № 3 (29). С. 175–179.
3. Серов А.В. Эфирное цифровое телевидение DVB-T/H. СПб.: БХВ-Петербург, 2010. 464 с.

ГЕНЕРАТОР КВАЗИБЕЛОГО ШУМА ДЛЯ ОЦЕНКИ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ

А.К. Мовчан, магистрант каф. ТОР,

В.В. Капустин, аспирант каф. ТУ

г. Томск, ТУСУР, mr.movchann@mail.ru

В данной статье описаны результаты разработки генератора квазибелого шума [1] для расширения функциональности автоматизированных измерительных комплексов в лаборатории «Цифровое телерадиовещание».

Исходные данные для разработки генератора шума включающие в себя параметры из [2], а также некоторые дополнительные параметры и их значения приведены в табл. 1.

Таблица 1

Требуемые параметры генератора шума

Параметр	Значение
Центральная частота	550 МГц
Ширина шумовой полосы по уровню -3 дБ	200 МГц
Номинальный уровень шума	50 дБмкВ
Неравномерность шумовой полосы в рабочем диапазоне частот	± 1 дБ
Выходное сопротивление	75 Ом

Структурная схема разработанного генератора шума, представленная на рис. 1, включает в себя шумящий p - n -переход образованный обратносмещённым эмиттерным переходом СВЧ-транзистора, работающего на границе области лавинного пробоя, и являющийся источником шумового напряжения, генерирующего случайный сигнал с высокой спектральной плотностью в широком диапазоне частот.



Рис. 1. Структурная схема генератора шума

ФВЧ – фильтр высоких частот, подавляющий низкочастотную составляющую шумового напряжения источника шума.

ОЭ-ОБ – усилительный каскад, образованный последовательным соединением транзисторных каскадов, включённых по схеме с общим эмиттером и по схеме с общей базой [3].

Следующий по структурной схеме ФВЧ является нагрузкой каскада ОЭ-ОБ.

Комбинация из ФВЧ на входе каскада ОЭ-ОБ и ФВЧ в качестве его нагрузки определяют всю частотную характеристику генератора шума.

ОК – транзисторный усилительный каскад по схеме с общим коллектором, позволяющий согласовать низкое входное сопротивление последующего каскада с более высоким выходным сопротивлением предыдущего каскада, что в свою очередь позволяет получить наибольшее усиление в предыдущем каскаде.

ОЭ – транзисторный усилительный каскад по схеме с общим эмиттером, обеспечивающий необходимый уровень выходного сигнала.

СЦ – согласующая цепь, преобразует выходное сопротивление каскада ОЭ в требуемое выходное сопротивление генератора шума.

На рис. 2 изображена структурная схема, согласно которой измерялась частотная характеристика разработанного генератора шума.



Рис. 2. Структурная схема измерения частотной характеристики генератора шума

Полученная частотная характеристика разработанного генератора шума представлена на рис. 3.

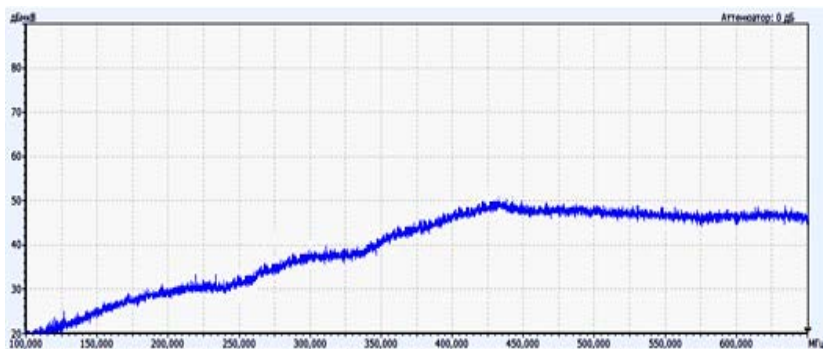


Рис. 3. Амплитудно-частотная характеристика разработанного генератора шума

Основные технические характеристики разработанного генератора приведены в табл. 2.

Таблица 2

Технические характеристики разработанного генератора шума

Параметр	Значение
Центральная частота	550 МГц
Ширина шумовой полосы по уровню –3 дБ, не уже	200 МГц
Номинальный уровень шума, не менее	48,7 дБмкВ
Неравномерность шумовой полосы в рабочем диапазоне частот	±2 дБ
Неравномерность шумовой полосы шириной 8 МГц в диапазоне рабочих частот, не более	±0,5 дБ
Выходное сопротивление	75±2 Ом
Диапазон питающих напряжений	(10,5–30) В
Коэффициент пульсаций источника питания, не более	20%
Потребляемая мощность во всем диапазоне питающих напряжений, не более	300 мВт

Сравнивая табл. 1 требуемых параметров с табл. 2 измеренных характеристик разработанного устройства, можно сделать вывод о том, что параметры разработанного устройства с достаточной для практических целей точностью соответствуют заданным параметрам, что в свою очередь говорит о целесообразности выбора структурного и схемного решений разработанного генератора шума.

Разработанный прототип генератора шума может успешно применяться при измерениях сигналов цифрового телевидения с целью получения отношения несущая/шум в гауссовом канале при различных параметрах передачи.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России в рамках базовой части государственного задания 2014/ 225, код проекта 3643.

ЛИТЕРАТУРА

1. Денисенко А.Н. Статистическая теория радиотехнических систем. М.: АРИ, 2007. 200 с.
2. ГОСТ Р 55947–2014. Приемники для эфирного цифрового телевизионного вещания. Основные параметры. Технические требования. Методы измерений и испытаний DVB-T2. М., 2014. 48 с.
3. Степаненко И.П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем: 4-е изд., перераб. и доп. М.: Энергия, 1977. 672 с.

БУДУЩЕЕ ТЕХНОЛОГИИ КМОП

Е.С. Жечев, А.В. Киселёва, Р.Р. Мусабаев, студенты каф. ТУ

г. Томск, ТУСУР, РТФ, geopath@mail.ru

Проект ГПО ТУ-1203 «Интеллектуальные системы видеонаблюдения»

В течение последних сорока лет производительность интегральных схем росла экспоненциально. Чтобы сохранить темпы развития на том же уровне, компьютерной индустрии необходимо преодолеть ряд трудностей технологического плана [1].

Как показало исследование, проведенное Я.Д. Тауром и др. [2], темпы роста производительности наиболее часто используемых в настоящее время транзисторов (комплементарные полевые транзисторы, называемые КМОП) по мере уменьшения их размеров снижаются.

Современные темпы повышения производительности можно сохранить еще в течение нескольких лет, но только посредством поиска новых материалов и структур транзисторов. Кроме того, чтобы транзисторы продолжали уменьшаться в размерах, необходимы коренные изменения в литографии. Ключ к успешному прогнозированию будущего технологий КМОП лежит в понимании факторов, влияющих на величину «стоимость на функцию». КМОП будет доминировать и развиваться до тех пор, пока себестоимость на функцию будет падать. Важнейшими составляющими этой тенденции являются:

- обеспечение возможности формирования элементов все меньшего размера за счет развития литографии. Как указал Г.Э. Мур, это основной фактор, влияющий на рост числа элементов на кристалле;
- улучшение конструкции транзистора, необходимое для достижения большей производительности при меньших размерах; разработка новых топологий схем;
- совершенствование межэлементных соединений, ведущее к повышению плотности упаковки;
- разработка новых семейств интегральных схем;
- создание новых, более компактных ячеек памяти.

В своем первоначальном прогнозе Г.Э. Мур указал, что удвоение числа элементов в интегральных схемах будет происходить за счет трех факторов: на 50% за счет увеличения разрешающей способности литографии; на 25% за счет увеличения размера кристалла благодаря улучшению производственных процессов и литографии; и на остающиеся 25% за счет разного рода инноваций, в частности появления новых методов формирования элементов на кристалле (из которых подавляющее число составляют транзисторы). Эти три фактора являются движущими силами тенденции к увеличению числа элементов на кристалле.

Литография – это метод переноса рисунка с фотошаблонов на кремниевые пластины. Ее совершенствование – основная движущая сила уменьшения размера транзисторов. На рис. 1 показаны графики прогноза и реального роста разрешающей способности литографического процесса. Когда-то считалось, что предел возможностей оптической литографии (в которой засветка производится излучением с длиной волны, примерно соответствующей видимому свету) чуть более 1 микрона, но уже сейчас индустрия освоила величину в 0,045 микрона [3].



Рис. 1. Сложившиеся и новые тенденции в изменении разрешающей способности литографического процесса. Здесь полушаг – это минимальный размер литографических параметров на кристалле (SIA – Semiconductor Industry Association)

Технология КМОП, по всей видимости, продолжит свое развитие и будет доминировать еще в течение ближайших лет. Однако на пути развития каждой из составляющих технологии стоят серьезные препятствия. Так, потребуются радикальное расширение возможностей оптической литографии и, вероятно, переход на неоптические методы. Необходимы также принципиально новые конструкции транзисторов и материалы, используемые для их формирования. Проводники формировать придется в спроектированных иерархических структурах на основе материалов с низкой диэлектрической проницаемостью. Снижение расходов по-прежнему будет зависеть от способности интегрировать больше функций на кристалл. Это потребует серьезных скачков в развитии средств автоматизации проектирования и разработки технологии, оптимальной для интеграции систем.

Наиболее перспективным направлением дальнейшего развития видится способность к интеграции систем. Основным компонентом вычислительных систем будущего станет не микропроцессор, а одно-

кристалльная микросистема, реализующая большее число функций. Высокоскоростные процессоры необходимо проектировать в контексте с остальной частью системы и соотносить ее особенностям. При условии существенных подвижек в области литографии индустрия, вероятнее всего сумеет сохранить действие закона Г.Э. Мура [1]. В таблице представлены сравнительные характеристики систем IBM S/390 на биполярных и КМОП-микросхемах.

**Сравнение физических характеристик систем IBM S/390
на биполярных и КМОП-микросхемах**

Технология	ES/9000 9X2 биполярная	S/390 G6 КМОП
Общее число микросхем	5000	31
Общее число компонентов	6659	92
Масса, кг	14109	932
Потребляемая мощность, кВА	153	5,5
Кристаллов на процессор	390	1
Максимальная емкость памяти, Гб	10	32
Занимаемая площадь, м ²	62,3	4,8

ЛИТЕРАТУРА

1. Рэндэлл Айзек. Будущее технологии КМОП // Открытые системы, 2000. № 10. <http://www.osp.ru/os/2000/10/178239/> Открытый доступ 28.02.2016.
2. Yuan Taur, Douglas A. Buchanan, Wei Chen et al. CMOS Scaling into the Nanometer Regime, Proc. / IEEE–85. 1997. № 4. P. 486–504.
3. Spas Nedev, Alexander S. Urban, Andrey A. Lutich, and Jochen Feldmann. Optical Force Stamping Lithography / Nano Lett., DOI: 10.1021/nl203214n; Publication Date (Web): October 12, 2011.
4. Wann Shalom J. Wind, and Hon-Sum Wong. CMOS Scaling into the Nanometer Regime, Proc. // IEEE–85, 1997. № 4. P. 486–504.

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ФИЛЬТРАЦИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ СРЕДНЕГАРМОНИЧЕСКИМ ФИЛЬТРОМ С ОГРАНИЧЕНИЕМ АМПЛИТУДЫ ВХОДНОГО СИГНАЛА

А.В. Нестеров, магистрант каф. ТУ

г. Томск, ТУСУР, joker12717@gmail.ru

*Проект ГПО ТУ-1505 «Разработка программных модулей
экспертной оценки изображений»*

Методы цифровой обработки позволяют преобразовывать изображения для улучшения их визуального восприятия. Также в данной области решаются задачи изменения представления изображений для

обеспечения их хранения, передачи, визуализации в электронном виде и дальнейшего анализа заложенной в них информации. Цифровая обработка изображений является бурно развивающейся областью науки. Избавление от шума и помех – проблема, нередко всплывающая при работе с фото, видео. Исследование и разработка методов и алгоритмов обработки и анализа информации, представленной в виде цифровых изображений, являются очень актуальной задачей.

В статье рассмотрена работа среднегармонического фильтра. Гармонический фильтр описывается выражением

$$f(x,y) = \frac{mn}{\sum_{(s,t) \in S_{xy}} \frac{1}{g(s,t)}}.$$

Гармонический средний фильтр хорошо подавляет шум типа «соль», но не фильтрует шум типа «перец». Этот фильтр также эффективен с другими типами шума, такими как шум Гаусса.

Обработаем изображение фильтром среднего гармонического с апертурой 3×3 . На обработанных изображениях фильтром среднегармонический шум, состоящий из белых точек, исчез, а шум, состоящий из черных точек, наоборот, усилился. После проведенного эксперимента было выяснено, что фильтры гармонического среднего хорошо справляются с «белым» шумом типа соль, солнечные блики, но совершенно не справляются с шумом черного цвета типа перец. Из чего следует вывод, что повсеместное использование фильтра среднего гармонического невозможно по техническим причинам и разнообразию шумов.

Продолжим эксперимент с разными видами шумов и их степенью, пример указан на рис. 1, слева зашумленное изображение, справа отфильтрованное.

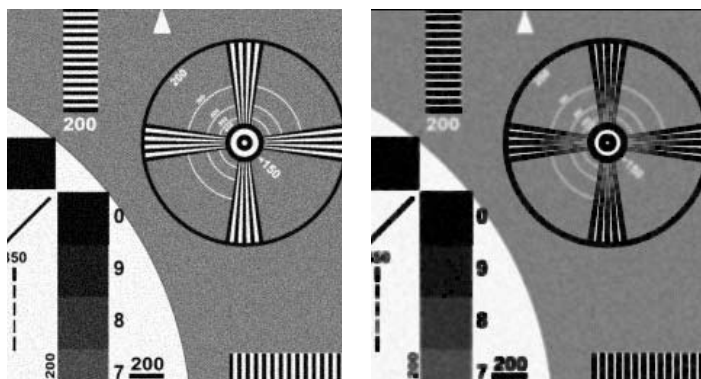


Рис. 1

В ходе эксперимента проделана работа с изображениями с разными видами шумов и их степенью. С ростом интенсивности шума фильтрация изображения становится сложнее. В случае появления черных пикселей на изображении при фильтрации изображения их размеры увеличиваются на маску фильтра. Следовательно, применение среднегармонического фильтра в изображения с шумом типа «перец» нецелесообразно. Однако с шумом типа «соль» фильтр справляется прекрасно. Проводя эксперимент, были сняты показания СКО и PSNR с каждого отфильтрованного изображения с разными уровнями шума. Эти показания подтвердили визуальные отличия изображений цифровыми и графическими данными. С увеличением интенсивности шума показания СКО увеличиваются, а показания PSNR уменьшаются. По полученным данным СКО и PSNR с каждого изображения построены графики, показанные на рис. 2.

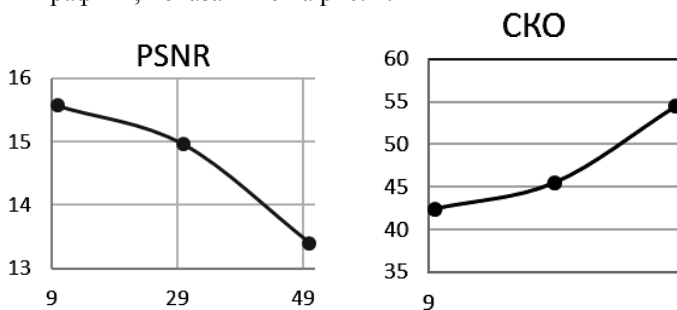


Рис. 2

Фильтр гармонического среднего не предназначен для устранения шума типа «перец» (пиксели черного цвета), но прекрасно справляется с шумом типа «соль» (пиксели белого цвета). При увеличении сигмы нормального шума или интенсивности импульсного шума количественные показатели СКО растут, а PSNR уменьшаются. Это происходит из-за пикселей черного цвета. При попадании в маску пикселей черного цвета (численное значение равно нулю) вся апертура фильтра приравнивается нулю. Из чего следует вывод, что повсеместное использование фильтра среднего гармонического невозможно по техническим причинам и разнообразию шумов.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России в рамках базовой части государственного задания №2014/225 по НИР «Исследование и разработка методов и средств повышения качества изображений активно-импульсных телевизионно-вычислительных систем видения в сложных метеоусловиях и малопрозрачных средах» (код проекта 3643).

ЛИТЕРАТУРА

1. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2006. 1072 с.
2. Грузман И.С., Киричук В.С., Косых В.П., Перетягин Г.И., Спектор А.А. Цифровая обработка изображений в информационных системах: учеб. пособие. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. 352 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ УСРЕДНЯЮЩЕГО ФИЛЬТРА С УСЕЧЕНИЕМ МАКСИМАЛЬНЫХ И МИНИМАЛЬНЫХ ЗНАЧЕНИЙ

А.Р. Романова, А.А. Сашина, магистранты каф. ТУ

г. Томск, ТУСУР, ayupna.romanova@mail.ru

Проект ГПО ТУ-1505 «Разработка программных модулей экспертной оценки изображения»

Методы цифровой обработки позволяют преобразовывать изображения для улучшения их визуального восприятия. В данной работе применяется усредняющий фильтр с размером апертуры 3×3 с усечением максимальных и минимальных значений. Данный фильтр относится к фильтру, основанному на порядковых статистиках, где берутся все уровни яркости пикселей, которые принадлежат маске фильтра, которые сортируются по возрастанию уровней [1]. В зависимости от того, какой эффект необходимо получить, нужно отсечь максимальные или минимальные значения, после чего оставшиеся элементы суммируются и делятся на количество оставшихся элементов. Пример сортировки показан на рис. 1.

4	2	7	1	2	3	4	5	6	7	8	9
5	1	9									
3	8	6									
			<i>a</i>						<i>b</i>		

Рис. 1. Пример сортировки пикселей в усредняющем фильтре с усечением максимальных – *a* и минимальных – *b* значений (апертура 3×3)

Усредняющий фильтр работает по следующему алгоритму:

$$f(x, y) = \frac{1}{mn - d} \sum_{(s, t) \in S_{xy}} g_r(s, t),$$

где $g_r(s, t)$ – оставшиеся элементы изображения; $mn - d$ – количество оставшихся элементов.

Фильтры этой группы позволяют эффективно бороться с импульсными шумами. Фильтр, вычисляющий максимальное значение в

скользящем окне, делает изображение более темным, а фильтр, вычисляющий минимальное значение, – более светлым, при этом у обоих фильтров теряются мелкие детали изображения.

Проведена фильтрация изображений испытательной телевизионной таблицы. Вычислены параметры: среднеквадратическое отклонение (СКО) и пиковое отношение сигнал/шум (PSNR).

Ниже представлены результаты фильтрации изображений с биполярным импульсным шумом, иногда его называют шумами «соль» и «перец», которые выглядят как наложение на изображение случайных черных и белых точек [1]. Результаты представлены на рис. 2 и 3.

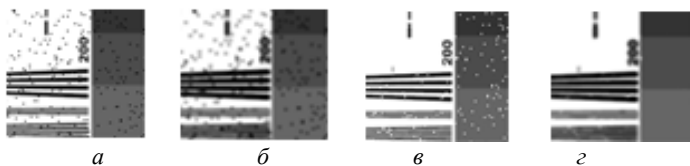


Рис. 2. Фрагменты испытательной таблицы: с наложением импульсного шума типа «перец» с малой интенсивностью (а); результат обработки усредняющим фильтром, отсекающий максимальные значения (б); с наложением импульсного шума типа «соль» с малой интенсивностью (в); результат обработки усредняющим фильтром, отсекающий максимальные значения (г)

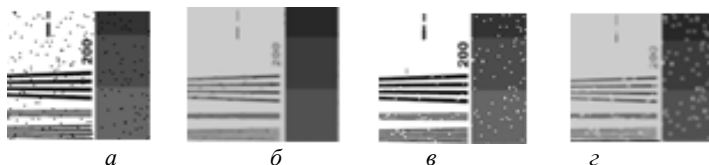


Рис. 3. Фрагменты испытательной таблицы с наложением импульсного шума типа «перец» с малой интенсивностью (а); результат обработки усредняющим фильтром, отсекающий минимальные значения (б); с наложением импульсного шума типа «соль» с малой интенсивностью (в); результат обработки усредняющим фильтром, отсекающий минимальные значения (г)

Визуальные изменения после фильтрации изображений можно увидеть на рис. 2 и 3. При отсечении максимальных значений легко подавить шумы типа «соль» (рис. 2, г). Подавление шума типа «перец» производится фильтром с усечением минимального значения (рис. 3, б).

В таблице представлены для сравнения результаты вычислений СКО и PSNR. Третий и пятый столбцы – значения СКО и PSNR, вычисленные фильтром с усечением максимальных значений (СКО max, PSNR max). Соответственно (СКО min, PSNR min) – результаты, вычисленные фильтром с усечением минимальных значений.

**Результаты фильтрации усредняющим фильтром
с усечением максимальных и минимальных значений**

Тип шума	Виды изображений	СКО max	СКО min	PSNR max	PSNR min
«Соль»	Зашумленное изображение с малой интенсивностью	19,86	19,95	22,16	22,13
	Отфильтр. изображение с малой интенсивностью	33,06	47,04	17,74	14,68
	Зашумленное изображение со средней интенсивностью	27,70	27,72	19,72	19,71
	Отфильтр. изобр. со средней интенсивностью	32,49	48,57	17,89	14,40
	Зашумленное изображение большой интенсивностью	33,6	33,8	17,65	17,58
	Отфильтр. изобр. с большой интенсивностью	31,92	53,31	18,04	14,09
«Перец»	Зашумленное изображение с малой интенсивностью	27,47	27,26	19,35	19,4
	Отфильтр. изобр. с малой интенсивностью	39,91	45,42	16,1	14,98
	Зашумленное изображение со средней интенсивностью	38,39	38,41	16,44	16,47
	Отфильтр. изобр. со средней интенсивностью	46,09	45,17	14,85	15,03
	Зашумленное изображение с большой интенсивностью	46,44	46,46	14,79	14,68
	Отфильтр. изобр. с большой интенсивностью	52,01	44,94	13,8	15,07

Закключение. По результатам проведенных экспериментов можно сделать вывод, что фильтр усеченного среднего хорошо подавляет полярный импульсный шум. Из таблицы видно, что СКО «после фильтрации» хуже, чем «до фильтрации», так как значения этого параметра после фильтрации не уменьшаются. PSNR «после фильтрации» должен давать высокие значения, в данном случае PSNR уменьшается. Так как данный фильтр отсекает некоторые значения, из-за этого происходит «втягивание» изображения, поэтому СКО и PSNR могут давать неверные значения, и данные параметры в качестве оценки изображения не подходят.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гонсалес Р.С., Вудс Р.Э. Цифровая обработка изображений: пер. с англ. П.А. Чочиа. М.: Техносфера, 2005. 1070 с.

РЕАЛИЗАЦИЯ РАСТРОВОГО ГРАФИЧЕСКОГО РЕДАКТОРА С ФИЛЬТРОМ КОНТРАСТНОСТИ НА ПЛАТФОРМЕ .NET

К.В. Шипунова, К.А. Рылов, Д.Е. Головина, студенты каф. ТУ

г. Томск, ТУСУР, РТФ, shipunovakseniya@mail.ru

Проект ГПО ТУ-1203 «Интеллектуальные системы видеонаблюдения»

Растровый графический редактор был реализован в Microsoft Visual Studio с помощью объектно-ориентированного языка программирования C# [1].

Microsoft Visual Studio – линейка продуктов компании Microsoft, включающих интегрированную среду разработки программного обеспечения и ряд других инструментальных средств [2]. Проектирование производилось на языке графического описания для объектного моделирования в области разработки программного обеспечения, моделирования бизнес-процессов, системного проектирования и отображения организационных структур UML [3].

Проектирование программы строилось на основе MVC. Model-view-controller (MVC, «модель–представление–контроллер», «модель-вид–контроллер») – схема использования нескольких шаблонов проектирования, с помощью которых модель приложения, пользовательский интерфейс и взаимодействие с пользователем разделены на три отдельных компонента таким образом, чтобы модификация одного из компонентов оказывала минимальное воздействие на остальные. Класс – это логическая структура, позволяющая создавать свои собственные пользовательские типы путем группирования переменных других типов, методов и событий. Метод – это блок кода, содержащий ряд инструкций. Программа инициирует выполнение инструкций, вызывая метод и указывая все аргументы, необходимые для этого метода. В C# все инструкции выполняются в контексте метода [4].

Программа содержит 6 классов. За компонент Controller (контроллер) отвечают классы: Controller – в котором реализованы такие методы, как CreateImage, GenerateRandomImage, которые генерируют случайное изображение и выводят его на форму, а также методы Open и Save, которые открывают и сохраняют файлы. Filter представляет собой реализованный алгоритм работы фильтра контрастности.

За компонент View (представление) отвечают классы: MainForm, в котором обрабатываются все события при нажатии кнопок на форме, а также реализованы методы рисования на форме, Form2 – также обработка события нажатия кнопки и ползунка, отвечающего за значение контрастности и передача этого значения классу MainForm и применение фильтрации.

Соответственно за модель отвечают классы: Image реализует метод Random, который генерирует случайное изображение из значений пикселей. Pixel – класс, отвечающий за цвет изображения, здесь же генерируются значения RGB-пикселей.

Алгоритм работы фильтра контрастности основывается на том, что в функцию изменения контрастности передается значение цвета текущего пикселя, текущее положение ползунка (poz) изменения контрастности и максимальное значение, которое он может принимать (length). Данный алгоритм представлен на рис. 1.

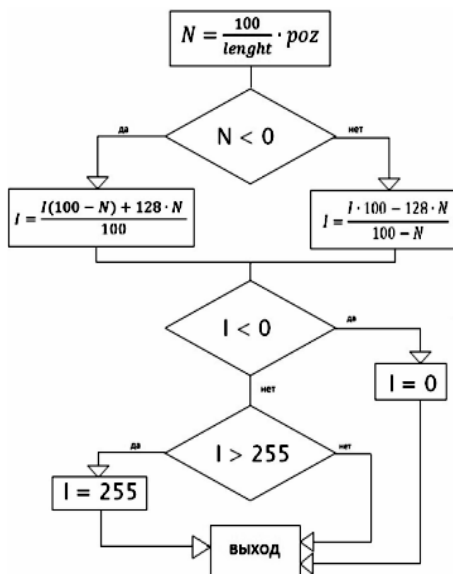


Рис. 1. Блок-схема алгоритма работы фильтра контрастности

На рис. 2 показан результат фильтрации изображения в графическом редакторе с максимальным значением контрастности.

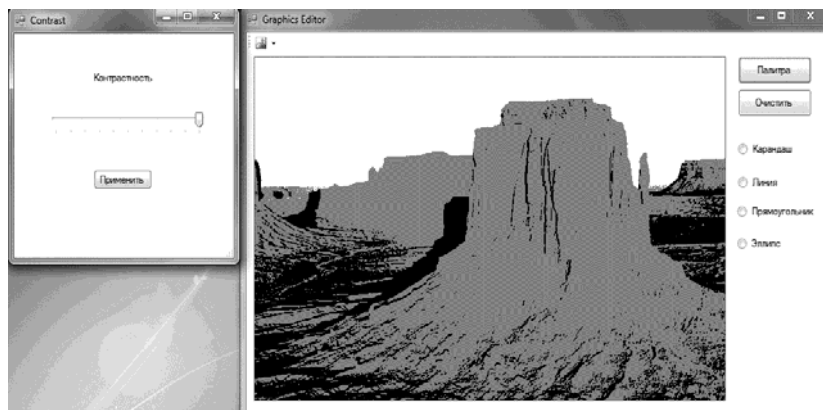


Рис. 2. Результат фильтрации изображения с максимальным значением контрастности

На рис. 3. представлен результат фильтрации изображения в графическом редакторе при среднем значении контрастности.

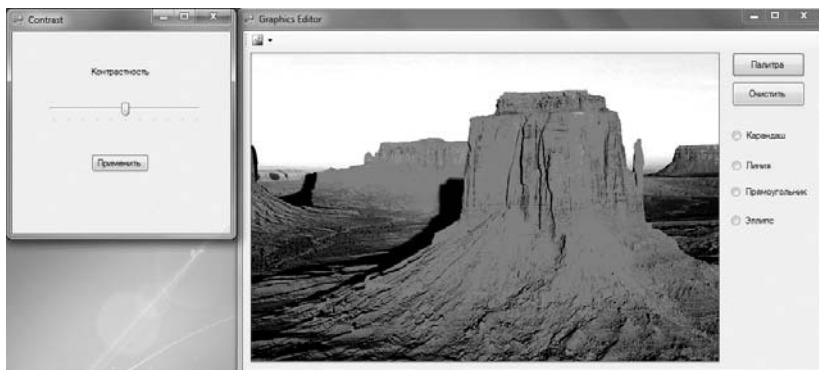


Рис. 3. Результат фильтрации изображения со средним значением контрастности

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России в рамках базовой части государственного задания 2014/ 225, код проекта 3643.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шилдт Г. С# 4.0. Полное руководство. М.: Вильямс, 2015. 1056 с.
2. Общие сведения о Microsoft .Net Framework [Электронный ресурс] // Microsoft | Developer Network. 2015. Режим доступа: <https://msdn.microsoft.com> (дата обращения: 17.12.2015).
3. Буч Г., Рамбо Д., Якобсон А. UML. Руководство пользователя. М.: ДМК, 2001. 432 с.
4. Троелсен Э. Язык программирования С# 5.0 и платформа .NET 4.5. М.: Вильямс, 2015. 1312 с.

РАСТРОВЫЙ ГРАФИЧЕСКИЙ РЕДАКТОР С ФИЛЬТРОМ ЯРКОСТИ ИЗОБРАЖЕНИЯ НА ПЛАТФОРМЕ .NET

Н.С. Сивцев, К.Д. Бондаренко, студенты каф. ТУ

г. Томск, ТУСУР, РТФ, kolyasivcev@gmail.com

Проект ГПО ТУ-1203 «Интеллектуальные системы видеонаблюдения»

Видеоаналитика (video analytics) – технология, использующая методы компьютерного зрения для автоматизированного сбора данных на основании анализа потокового видео (видеоанализа). Видеоаналитика опирается на алгоритмы обработки изображения и распознавания

образов, позволяющие анализировать видео без прямого участия человека. Алгоритмы видеоаналитики могут быть интегрированы в различные бизнес-системы, чаще всего используются в видеонаблюдении и других сферах безопасности.

В ходе группового проектного обучения был изучен объектно-ориентированный язык программирования C#, среда разработки Microsoft Visual Studio 2012 и принципы работы с растровой графикой, реализован растровый графический редактор с фильтром яркости. В данном графическом редакторе можно рисовать некоторые графические примитивы: линия, прямоугольник, окружность, точка, карандаш; сохранять нарисованное изображение и загружать новое в форматах BMP, JPG, PNG, изменять яркость изображения [1–3].

Благодаря использованию среды разработки Microsoft Visual Studio 2012, процесс написания и отладки программы становится проще, это достигается встроенными средствами Microsoft Visual Studio.

Для создания удобного и понятного интерфейса пользователя был использован встроенный конструктор Windows Forms, который предоставляет для проекта такие компоненты, как диалоговые окна, меню, кнопки и многие другие элементы управления, являющиеся частью стандартного пользовательского интерфейса (UI) Windows. По существу эти элементы управления являются просто классами из библиотеки .NET Framework.

В функцию изменения яркости передается значение цвета текущего пикселя, текущее положение ползунка (*poz*) изменения яркости и максимальное значение, которое он может принимать (*length*).

Для изменения яркости на *N* процентов используется следующая формула:

$$I = (I + 128 \cdot N) / 100, \quad (1)$$

где *I* – соответственно *R*-, *G*-, *B*-каналы каждой точки изображения.

Алгоритм:

1) вычисляется количество процентов

$$N = 100 / \text{length} \cdot \text{poz}; \quad (2)$$

2) по формуле (1) для каждого цветового канала рассчитывается новое значение;

3) контролируем переполнение переменных:

ЕСЛИ *I* меньше 0, ТО *I* = 0, ЕСЛИ *I* больше 255, ТО *I* = 255,

где *I* – соответственно *R*-, *G*-, *B*-пиксели;

4) *return* значения цвета пикселя.

На рис. 1 представлено изображение до изменения яркости. На рис. 2, а яркость данного изображения увеличена, а на рис. 2, б уменьшена.

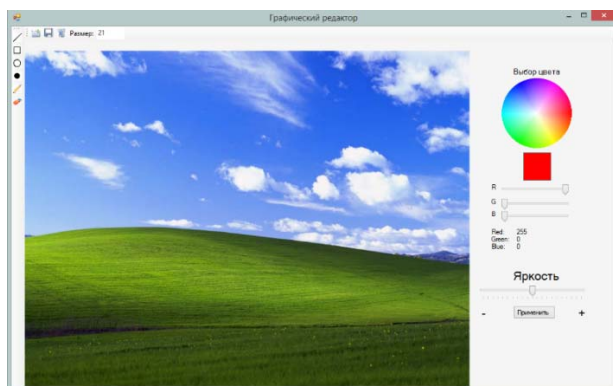
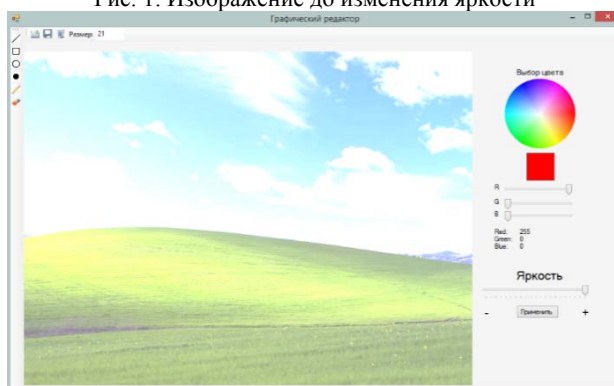


Рис. 1. Изображение до изменения яркости



a



б

Рис. 2. Яркость увеличена – *a*, яркость уменьшена – *б*

Изучены объектно-ориентированный язык программирования C# и принципы работы с растровой графикой. Научились работать в программном обеспечении Microsoft Visual Studio 2012, а также рассмотрели встроенные средства данной среды разработки, благодаря которым процесс написания и отладки становится проще.

Представлен простой растровый графический редактор с возможностью рисования графических примитивов, выбора цвета рисования. Также был реализован растровый фильтр регулировки яркости.

В дальнейшем планируется более глубокое изучение языка программирования C# для создания разработок и алгоритмов в области видеоаналитики.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шилдт Г. C# 4.0. Полное руководство. М.: Вильямс, 2015. 1056 с.
2. Троелсен Э. Язык программирования C# 5.0 и платформа .NET 4.5. М.: Вильямс, 2015. 1312 с.
3. Общие сведения о Microsoft .Net Framework [Электронный ресурс] // Microsoft Developer Network. 2015. <https://msdn.microsoft.com/ru-ru/library/zww4w595w%28v=vs.110%29.aspx?f=255&MSPPError=-2147217396> (дата обращения: 5.03.2016). Свободный доступ.

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ФИЛЬТРАЦИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ ФИЛЬТРА СРЕДИННОЙ ТОЧКИ

А. Сладков, магистрант каф. ТУ

г. Томск, ТУСУР, anton.sladkov@gmail.com

*Проект ГПО ТУ-1505 «Разработка программных модулей
экспертной оценки изображения»*

Исследование и разработка методов и алгоритмов обработки и анализа информации представленной в виде цифровых изображений, является очень актуальной задачей. Они позволяют преобразовывать изображения для улучшения их визуального восприятия. Цифровая обработка изображений является бурно развивающейся областью науки.

Отклик данного фильтра вычисляется как среднеарифметическое значение минимальной и максимальной яркости в пределах апертуры [1]:

$$L_{\text{out}}(i, j) = \frac{1}{2} \left[\max_{(i, j) \in D} \{L(i, j)\} + \min_{(i, j) \in D} \{L(i, j)\} \right].$$

Применение фильтра срединной точки заключается в вычислении среднего между максимальным и минимальным значениями в соответствующей окрестности точки. Такой фильтр сочетает в себе методы порядковых статистик и усреднения, что делает его хорошо применимым в случае распределенных шумов.

Очевидно, что данный фильтр совмещает в себе свойства порядковых и усредняющих фильтров, но, к сожалению, он объединяет не только их достоинства, но и недостатки. Применение этого фильтра к изображению позволяет избавиться от шумов, но также приводит к довольно сильному размытию контуров. Принцип работы фильтра приведен на рис. 1.

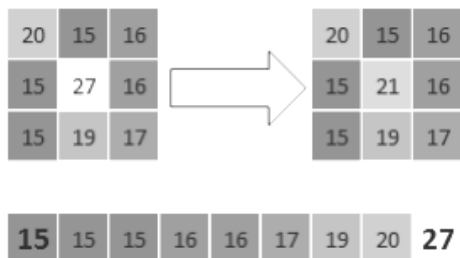


Рис. 1. Пояснение работы фильтра срединной точки

Для того чтобы количественно определить различия между обработанными изображениями, вычисляли среднеквадратичное отклонение (СКО) и пиковое отношение сигнал/шум (PSNR). Результаты вычислительного эксперимента приведены на рис. 2 и 3.

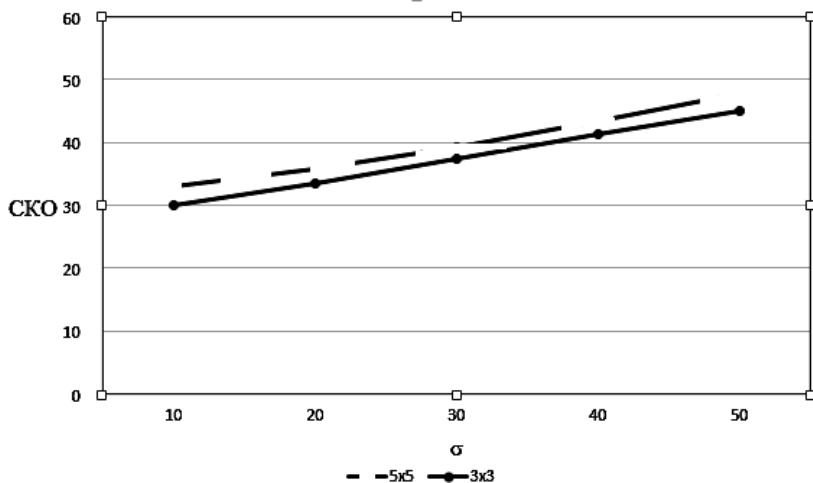


Рис. 2. Зависимость СКО от σ аддитивного шума

После обработки изображения с аддитивным шумом значение СКО растет, а значение PSNR уменьшается. С увеличением значения σ фильтр работает хуже, а увеличение апертюры влияет на значения СКО

и PSNR в худшую сторону. Результаты работы фильтра приведены на рис. 4 и 5.

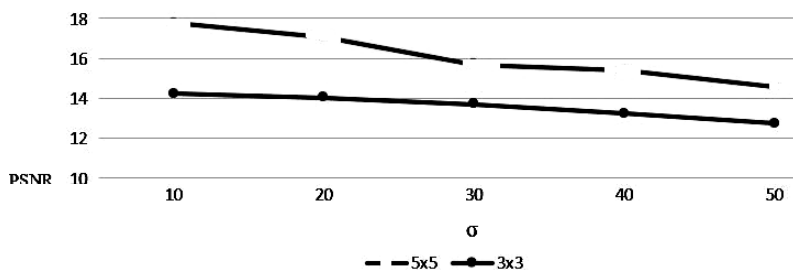


Рис. 3. Зависимость PSNR от σ аддитивного шума

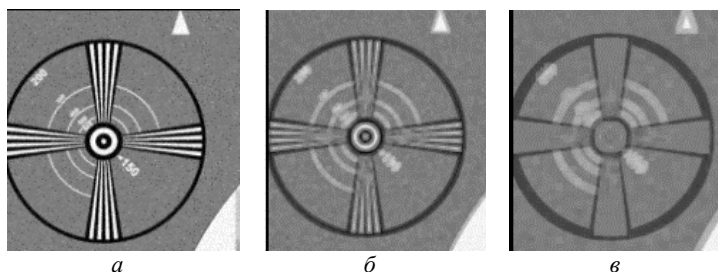


Рис. 4. Фрагменты испытательной таблицы:

с наложением аддитивного шума — *а*; результат обработки фильтром с размером апертуры 3×3 — *б* и обработки фильтром с размером апертуры 5×5 — *в*

На изображениях видно, что фильтром не было достигнуто желаемого результата, что делает его применение к аддитивному шуму неэффективным.

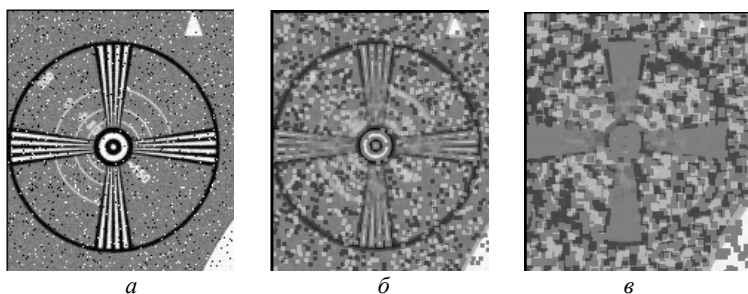


Рис. 5. Фрагменты испытательной таблицы: с наложением импульсного шума — *а*; результат обработки фильтром с размером апертуры 3×3 — *б* и обработки фильтром с размером апертуры 5×5 — *в*

Обработка изображения данным методом показывает его неэффективность к устранению импульсного шума. Можно сделать вывод, что увеличение размера апертюры делает изображение более сглаженным. Чем больше ее размер, тем больше это приводит к размытию контура изображения.

Фильтр срединной точки работает с импульсным шумом хуже, чем с аддитивным. В обработанных изображениях с импульсными шумами нельзя разглядеть деталей. Фильтр срединной точки размывает мелкие детали, величина которых меньше размера апертюры.

ЛИТЕРАТУРА

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

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК МЕДИАННОГО ФИЛЬТРА ПРИ РАЗЛИЧНЫХ ШУМАХ

А.Р. Софронова, магистрант каф. ТУ

г. Томск, ТУСУР, sof.aisena@mail.ru

*Проект ГПО ТУ-1505 «Разработка программных модулей
экспертной оценки изображения»*

Изображения могут «повреждаться» шумами и помехами различного происхождения. Основные источники шума на цифровом изображении – это сам процесс его получения и цифровки, а также процесс передачи. Для устранения различных видов шумов используют фильтрацию, которая сводится к замещению исходного значения пикселя (в центре маски) на полученное значение отклика фильтра [1].

Медианный фильтр является наиболее известным из фильтров, основанных на порядковых статистиках. Этот фильтр, как следует из названия, заменяет значение пикселя на значение медианы распределения яркостей всех пикселей в окрестности (включая и исходный) [1]:

$$\hat{f}(x,y)=\underset{(s,t)\in S_{xy}}{\text{med}}\{g(s,t)\}.$$

Целью работы является исследование эффективности медианного фильтра при устранении шума. Исследуем изображение, зашумленное различными типами шумов. Эти изображения обрабатываем медианным фильтром с масками 3×3 , 5×3 , 5×5 . Чтобы увидеть разницу до фильтрации и после, измерено СКО и PSNR (рис. 1 и 2).

Из графиков видно, что при σ нормального шума меньше 30 медианный фильтр независимо от размеров апертюры не улучшает изображение.

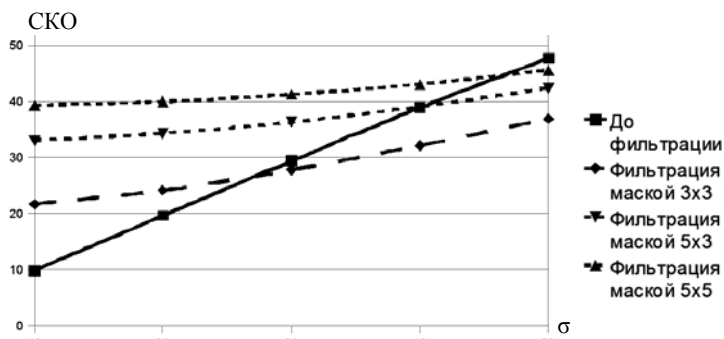


Рис. 1. Зависимость СКО от σ нормального шума

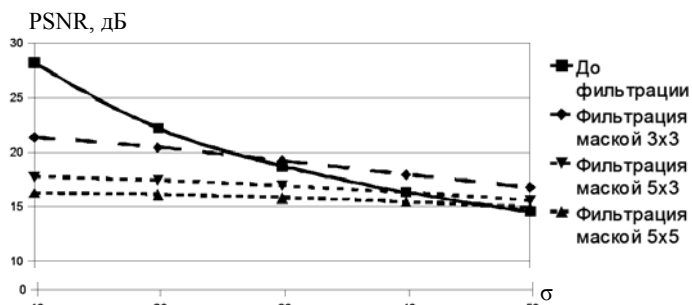


Рис. 2. Зависимость PSNR от σ нормального шума

При нормальном шуме с σ , равной 30, фильтры с масками 5×3 и 5×5 не улучшают изображение, а с σ , равной 40, не улучшает фильтр с маской 5×5.

Лучше всего медианный фильтр обработал изображение с нормальным шумом с σ , равной 50, маской 3×3, СКО уменьшилось с 47,7 до 35,2, PSNR увеличился с 14,5 до 17,2 дБ.

Результаты исследований характеристик фильтра при импульсном шуме приведены на рис. 3 и 4.

Исследования показали, что медианный фильтр очень хорошо фильтрует импульсный шум. При этом размер апертуры фильтра должен соответствовать интенсивности шума. При больших апертурах фильтра отрицательный вклад от размытия изображения превышает положительный вклад от устранения шума.

Лучше всего медианный фильтр обработал изображение с большой интенсивностью импульсного шума, маской 3×3, СКО уменьшилось с 57,4 до 22,7, PSNR увеличился с 12,9 до 20,9 дБ.

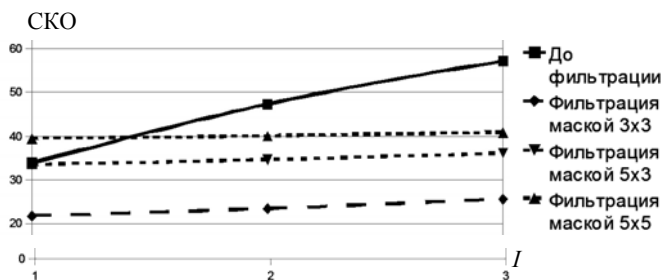


Рис. 3. Зависимость СКО от интенсивности импульсного шума (I)

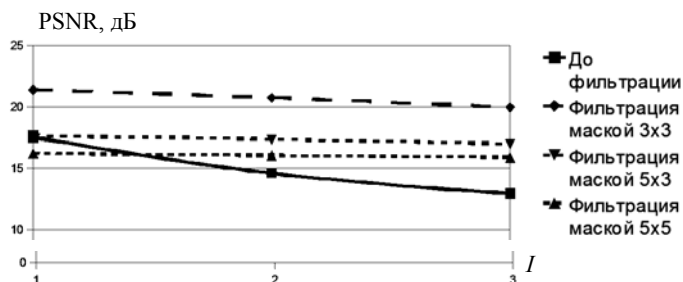


Рис. 4. Зависимость PSNR от интенсивности импульсного шума (I)

В изображениях с импульсными шумами, обработанных фильтром с апертурами 5×3 , 5×5 , практически не видно мелких деталей, это связано с тем, что медианный фильтр размывает мелкие детали, величина которых меньше размера окна для поиска медианы.

Заключение. Медианный фильтр хорошо сохраняет перепады яркости (контуры), если они велики по сравнению с дисперсией нормального шума. Особенно эффективным медианный фильтр является в случае импульсного шума. Применив к изображению медианную фильтрацию с маской N отсчетов, медианный фильтр полностью устраняет одиночные импульсы, удаленные друг от друга минимум на половину апертуры фильтра, и подавляет импульсные помехи, если количество импульсов в пределах апертуры не превосходит $(N-1)/2$.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России в рамках базовой части государственного задания 2014/ 225, код проекта 3643.

ЛИТЕРАТУРА

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

АНАЛИЗ РАБОТЫ ЭКСТРЕМАЛЬНОГО ФИЛЬТРА ПРИ ОБРАБОТКЕ ЗАШУМЛЕННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Е. Теплов, магистрант каф. ТУ

г. Томск, ТУСУР, РТФ, Elaman.kz1@mail.ru

*Проект ГПО ТУ-1505 «Разработка программных модулей
экспертной оценки изображения»*

Задачей фильтрации изображений является устранение различных видов шумов. Наиболее адекватными с точки зрения использования в практических задачах являются модели аддитивного Гауссова и импульсного шума. Аддитивный гауссов шум характеризуется добавлением к каждому пикселю изображения значений из соответствующего нормального распределения с нулевым средним значением. Такой шум обычно вводится на этапе формирования цифровых изображений. Импульсный шум характеризуется заменой части пикселей на изображении значениями фиксированной или случайной величины. Такая модель шума связана, например, с ошибками при передаче изображений [1].

Чаще всего фильтрация служит для улучшения визуального восприятия, но может также использоваться для каких-то специализированных целей – например, в медицине для увеличения четкости изображения на рентгеновских снимках, в качестве предобработки для последующего распознавания и т.п. Также шумоподавление играет важную роль при сжатии изображений. При сжатии шум может быть принят за детали изображения, и это может отрицательно повлиять на результирующее качество сжатого изображения.

Медианные фильтры, безусловно, принадлежат к числу наиболее часто используемых в обработке изображений фильтров, основанных на порядковых статистиках, это отнюдь не единственный пример таких фильтров. Медиана представляет собой 50-й процентиль упорядоченного набора чисел, однако использование иных статистических характеристик предоставляет много других возможностей. Например, использование 100-го перцентиля приводит к фильтру, основанному на выборе максимального значения (или фильтру максимума), который задается выражением

$$f(x,y)=\max_{(s,t)\in S_{xy}}\{g(s,t)\}.$$

Такой фильтр полезен при обнаружении наиболее ярких точек на изображении. Кроме того, поскольку униполярный «черный» импульсный шум принимает минимальные значения, применение этого фильтра приводит к уменьшению такого шума, так как в процессе фильтрации из окрестности S_{xy} выбирается максимальное значение.

Использование 0-го перцентиля приводит к фильтру, основанному на выборе минимального значения (или фильтру минимума)

$$f(x,y)=\min_{(s,t)\in S_{xy}}\{g(s,t)\}.$$

Такой фильтр полезен при обнаружении наиболее темных точек на изображениях. Кроме того, применение этого фильтра приводит к уменьшению униполярного «белого» импульсного шума вследствие операции выбора минимума.

На рис. 1 проведены результаты исследования работы экстремального фильтра на практике с различными шумами.

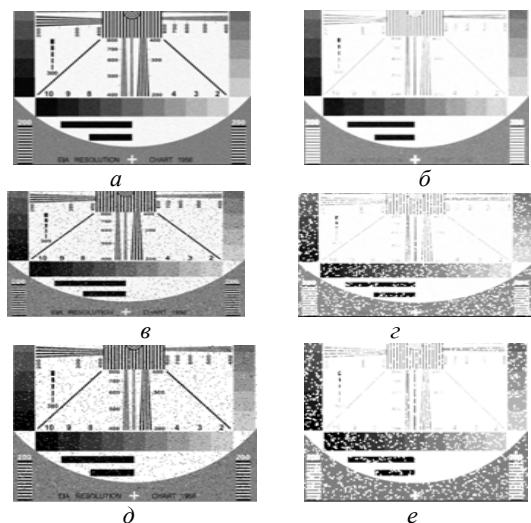


Рис. 1. Исходное изображение с нормальным шумом – *а*; отфильтрованное изображение – *б*; исходное изображение с комбинированным шумом – *в*; отфильтрованное изображение – *г*; исходное изображение с импульсным шумом – *д*; отфильтрованное изображение – *е*

Свойства данного фильтра очень полезны на практике, так как фильтр позволяет не только компенсировать шум, но и устранять (частично) последствия смаза изображения. На рис. 1 показано, как фильтруется изображение. Видно, что происходит размытие картинки и увеличивается контраст черных и белых точек. Результат обработки изображения более полезен не для субъективного восприятия, а для проведения каких-либо экспериментов, например в медицине, когда мы хотим что-то увидеть или отличить одно от другого.

Далее в таблице приведены среднеквадратичное отклонение (SKO), пиковая мощность (SNR) и отношение сигнал/шум (PSNR).

Измерение SKO, SNR, PSNR с различными шумами

Апертура		SKO	SNR	PSNR
Нормальный шум 3×3	До фильтрации	9,88	49,65	28,23
	После фильтрации	58,13	12,84	21,13
Комбинированный шум 3×3	До фильтрации	34,72	27,86	17,31
	После фильтрации	76,62	17,42	10,44
Импульсный шум 3×3	До фильтрации	33,89	28,56	17,52
	После фильтрации	75,54	17,39	10,56

Из таблицы видно, что среднеквадратичное отклонение увеличивается, отношение сигнал/шум уменьшается и пиковая мощность уменьшается при обработке изображения с нормальным шумом экстремальным фильтром, что является хорошим результатом для обработки изображений.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России в рамках базовой части государственного задания 2014/ 225, код проекта 3643.

ЛИТЕРАТУРА

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

ИССЛЕДОВАНИЕ КОМБИНИРОВАННОГО ОСВЕЩЕНИЯ НА РАБОЧЕМ МЕСТЕ МЕХАНИКА

Т.С. Паушкина, А.В. Воробьёва,

А.Н. Бахолдина, студентки каф. РЭТЭМ

Научный руководитель И.А. Екимова, доцент каф. РЭТЭМ, к.х.н.

г. Томск, ТУСУР, ekimova_ira80@mail.ru

Правильно спроектированное и выполненное производственное освещение улучшает условия зрительной работы, снижает утомляемость, способствует повышению производительности труда, благотворно влияет на производственную среду, оказывая положительное психологическое воздействие на работника.

Недостаточность освещения приводит к напряжению зрения, ослабляет внимание, приводит к наступлению преждевременной утомленности. Чрезмерно яркое освещение вызывает ослепление, раздражение и резь в глазах. Неправильное направление света на рабочем месте может создавать резкие тени, блики, дезориентировать работающего. Все эти причины могут привести к несчастному случаю или профзаболеваниям, поэтому столь важен правильный расчет освещенности.

Требования к освещению помещений промышленных предприятий (КЕО, нормируемая освещенность, допустимые сочетания показателей ослепленности и коэффициента пульсации освещенности) следует принимать по значениям, которые находятся в СНиП 23-05-95.

Требования к освещенности в помещениях, где установлены компьютеры, следующие: при выполнении зрительных работ высокой точности общая освещенность должна составлять 300 лк, а комбинированная – 750 лк; аналогичные требования при выполнении работ средней точности – 200 и 300 лк соответственно.

Расчет уровня освещения проводили в кабинете «контрольного механика». Измерение освещения производили в пяти точках, которые обозначены в схеме (рис. 1) соответствующей нумерацией.

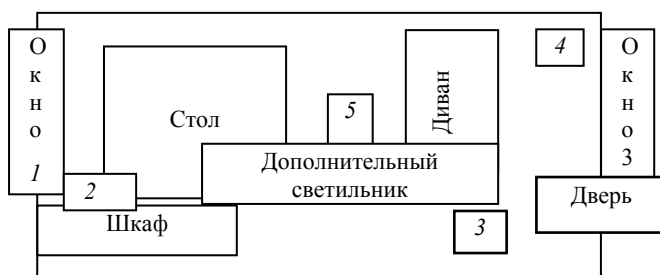


Рис. 1. Схема кабинета «контрольного механика»

Площадь помещения 15 м^2 . Высота помещения – 3 м. Количество ламп – 2 шт. Результаты замера: точка 1 = 55 лк; точка 2 = 60 лк; точка 3 = 370 лк; точка 4 = 110 лк; точка 5 = 335 лк.

Далее необходимо было рассчитать среднюю освещенность помещения ($E = 186 \text{ лк}$) и индекс помещения ($I = 0,8$). Зная индекс помещения I , находим коэффициент использования светильника $n = 0,44$. Определив световой поток F , который составил 13950 лм, сравним это значение с СНиП 23-05-95 – наиболее близким является 11400 лм. Выберем светильник, тип ARS/R 2x57 W, растровый, встраиваемый на 2 люминесцентные лампы 57 Вт, в одном встраиваемом растровом светильнике 2 лампы $F = 2800 \text{ лм}$ (для люминесцентной лампы 200 Вт). Рассчитаем необходимое количество светильников, оно равно 2,49 шт.

Таким образом, при исследовании комбинированного освещения на рабочем месте механика средняя освещенность составляет 186 лк. Характеристика зрительной работы требует высокой точности и относится к категории зрительного разряда III, подразряда В, который равен 200–750 лк. Отсюда следует, что необходимо установить посередине кабинета встраиваемый светильник с двумя лампами, мощность которых должна составлять не менее 200 Вт.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Строительные нормы и правила 23-05-95* (СНиП 23-05-95).
2. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.svet.org.ua/item/obschee-i-kombinirovannoe-osveschenie.html> (дата обращения: 3.03.2016).
3. [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://itemk.mpei.ac.ru/bgd/_private/Svet_pr/Vidy_osv_3/IV_3_vidy_pr.htm (дата обращения: 5.03.2016).

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ СРЕДНЕГАРМОНИЧЕСКОГО ФИЛЬТРА ПРИ УСТРАНЕНИИ ШУМОВ НА ИЗОБРАЖЕНИИ

И.А. Зубарев, магистрант, каф. ТУ

г. Томск, ТУСУР, Zublg2409@yandex.ru

*Проект ГПО ТУ-1505 «Разработка программных модулей
экспертной оценки изображения»*

Проблема шумоподавления является одной из самых актуальных и распространенных проблем в области обработки изображений. Наблюдаемое изображение часто бывает искажено шумами и помехами различного физического происхождения. Существуют следующие типы шумов: аддитивный, импульсный (непостоянный шум, проявляется на изображениях в виде точек с белой и черной яркостью, белые точки называют «соль», а черные – «перец») и мультипликативный.

Фильтр, основанный на вычислении среднего гармонического, относится к группе пространственных фильтров для подавления шумов. Сглаживающие фильтры применяются для расфокусировки изображения и подавления шума.

Отклик простейшего линейного сглаживающего пространственного фильтра есть среднее значение элементов по окрестности, покрытой маской фильтра. Принцип работы достаточно прост, исходное значение элементов изображения заменяется на средние значения по маске фильтра, за счет чего достигается сглаживание резких перепадов уровней яркости.

Результат обработки изображения с применением среднегармонического фильтра задаётся выражением [1]

$$f(x,y)=\frac{mn}{\sum_{(s,t)\in S_{xy}} g(s,t)}.$$

Среднегармонический фильтр при обработке изображения, искаженного тремя видами шумов, наилучшие результаты показывает при работе с аддитивным шумом. Использование исследуемого фильтра для изображения, искаженного импульсным и комбинированным шу-

мом, демонстрирует возникновение необработанных пикселей, а с увеличением апертуры результаты только ухудшаются (рис. 1).

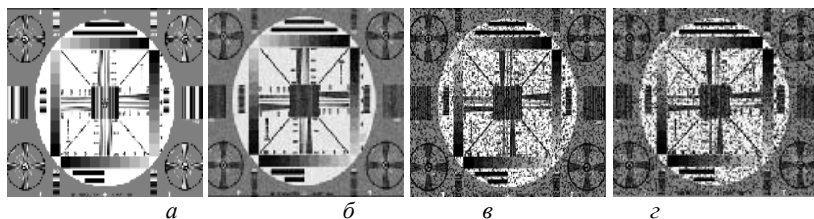


Рис. 1. Изображение, используемое в качестве исходного – *а*; результат обработки среднегармоническим фильтром эталонного изображения с аддитивным шумом – *б*; результат обработки изображения с импульсным шумом – *в*; результат обработки изображения с комбинированным шумом – *г*

На рис. 2 приведены зависимости СКО от уровня шума для разных размеров апертур.

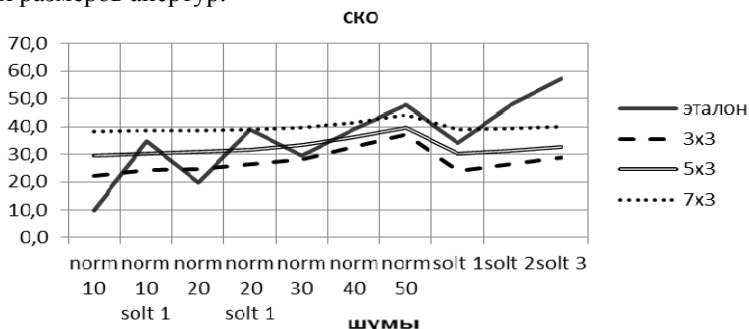


Рис. 2. Результат вычислений СКО при разных апертурах

Из графиков следует, что фильтрация изображения с апертурой 3×3 показывает наилучшие результаты.

Среднегармонический фильтр на приемлемом уровне справляется с аддитивными шумами при апертуре 3×3 , а с увеличением апертуры возникают проблемы в фильтрации (остается много непроработанных пикселей). Из вышесказанного следует, что применение среднегармонического фильтра с апертурами 3×3 , 5×3 и 7×3 элементов возможно только при аддитивном шуме. Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России в рамках базовой части государственного задания 2014/ 225, код проекта 3643.

ЛИТЕРАТУРА

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

ПОДСЕКЦИЯ 1.4.2

ИНФОРМАЦИОННЫЙ СЕРВИС

*Председатель – Идрисов Ф.Ф., проф. каф. ТУ, д.т.н.
зам. председателя – Семглазов В.А., доцент каф. ТУ, к.т.н.*

ИНФОРМАЦИОННОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ КОМПЛЕКСНОЙ СИСТЕМЫ БЕЗОПАСНОСТИ ПРЕДПРИЯТИЯ

С.О. Голубева, Ю.Е. Ермакова, студенты каф. ТУ

Научные руководители: Г.В. Дементьева, доцент,

А.Н. Дементьев, доцент, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, golybeva-svetlana@mail.ru

В современных условиях частью эффективной деятельности предприятия является обеспечение его безопасности от внутренних и внешних угроз.

Обеспечение всесторонней защиты предприятия представляет собой комплексную систему безопасности. Такая система является совокупностью следующих подсистем: правовая безопасность; кадровая безопасность; экономическая безопасность; финансовая безопасность; информационная безопасность; информационно-аналитическая безопасность; инженерно-техническая безопасность; технологическая безопасность; экологическая безопасность; противопожарная безопасность; физическая безопасность и др.

Целью данной работы является изучение информационного обеспечения комплексной системы безопасности предприятия.

Рассмотрение данного вопроса представляет собой решение следующей задачи: изучение и информационное сопровождение нормативно-правовой базы, регламентирующей обеспечение комплексной системы безопасности.

Правовые основы безопасности предприятия базируются на соответствующих положениях Конституции Российской Федерации и других нормативных актах. Так, в соответствии со ст. 37 Конституции РФ каждый работник имеет право на безопасные и безвредные условия труда или на отказ от выполнения работы в случае возникновения опасности для его жизни и здоровья, а также на неприкосновенность частной жизни, личную и семейную тайну, защиту своей чести и доб-

рого имени (ст. 23 Конституции РФ). Основные принципы обеспечения безопасности и содержание деятельности по обеспечению безопасности приведены в гл. 1 Закона РФ «О безопасности».

Правовая защита сотрудников, материальных и экономических интересов компании и их клиентов от преступных посягательств обеспечивается законом Российской Федерации о прокуратуре, о федеральной службе безопасности, о милиции, об оперативно-розыскной деятельности, о частной детективной и охранной деятельности, об оружии, нормами Уголовного и Уголовно-процессуального кодексов и др.

Защиту имущественных и иных материальных интересов и деловой репутации призваны обеспечивать также гражданское, гражданско-процессуальное, арбитражное и арбитражно-процессуальное законодательство.

Обеспечение информационной безопасности на предприятии регулируется законами Российской Федерации: «О коммерческой тайне», «Об информации, информатизации и защите информации».

Кроме перечисленных выше нормативно-правовых актов, требования к системам безопасности предъявляются следующими законодательными документами:

- Закон РФ от 25.07.1998 г. № 130-ФЗ «О борьбе с терроризмом»;
- Закон РФ от 06.03.2006 г. № 35-ФЗ «По противодействию терроризму»;
- Постановление Правительства РФ от 10.12.2002 г. № 1040 «О мерах по противодействию терроризму»;
- Закон РФ от 11.03.1992 г. № 2487-1-ФЗ «О частной детективной и охранной деятельности в Российской Федерации»;
- Федеральный закон РФ от 21 декабря 1994 года № 69-ФЗ «О пожарной безопасности»;
- Указ Президента РФ от 6 марта 1997 г. № 188 «Об утверждении перечня сведений конфиденциального характера».

На сегодняшний день любая система безопасности нуждается в информационном сопровождении в связи с изменяющейся законодательной базой, появлением новых технических требований к обеспечению безопасности и другими факторами, влияющими на качество и легитимность функционирования систем безопасности.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Захаров О.Ю.* Менеджмент безопасности бизнеса. М.: ЛитРес, 2012. 390 с.
2. *Федеральный закон от 28 декабря 2010 г. № 390-ФЗ «О безопасности»* [Электронный ресурс]. URL: <http://base.garant.ru/12181538/> (дата обращения: 3.03.16).

3. Щербина В.И., Андреев А.В., Любимов К.М. О техническом регулировании в области обеспечения комплексной безопасности объектов промышленности и энергетики // Мониторинг. Наука и безопасность. 2014. № 2. С. 56–68.

4. Ракина М.Н. Особенности разработки обоснования безопасности опасного производственного объекта // Мониторинг. Наука и безопасность. 2014. № 2. С. 68–74.

5. Родичев Ю.А. Информационная безопасность: нормативно-правовые аспекты: учеб. пособие. СПб.: Питер. 2012. С. 10–22.

ЗАДАЧА ПО ОПТИМИЗАЦИИ РАСХОДОВ СРЕДСТВ РЕКЛАМНОЙ КОМПАНИИ НА ПРИМЕРЕ ИП СУВАРЯН, ГАЛЕРЕЯ «КОФЕЙНАЯ КАНТАТА»

Ю.Е. Кривошеева, студентка каф. ТУ

Научный руководитель В.А. Семиглазов, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, vladim.tusur@mail.ru

Проект ГПО ТУ-1402 «Компьютерное моделирование
управленческих решений»

Данная работа посвящена решению задачи по оптимизации расходов средств рекламной компании ИП Суварян. Компания имеет проблемы в области коммуникационной политики предприятия. В связи с этим предприятие приняло решение о запуске рекламной компании, используя различные виды рекламы.

Необходимо оценить эффективность каждого вида рекламы, выявить их минимальную стоимость и рационально распределить на каждый вид.

Задачу по оптимизации расходов решим с помощью MS Excel, используя симплекс-метод [1]. Были собраны данные по каждому виду рекламы. С помощью симплекс-метода данные были подсчитаны и проанализированы, а затем была найдена эффективность каждого вида рекламы, которая приведена в табл. 1.

Т а б л и ц а 1

Данные по каждому виду рекламы

Вид рекламы	Радио	Буклет	Соц. сети	Пресса	Презентация	Транспорт
Эффективность	0,002	0,03	0,007	0,02	0,04	0,001
Размер аудитории	185 007	150	7 800	545	570	450
Цена рекламы, \$ (c_j)	5000	2093	5 400	5000	4800	3000
Мак кол. объемов (b_{2j})	5	100	1	100	5	4
Мин кол. объемов (b_{1j})	1	4	1	4	2	1

Затем по формуле был подсчитан эффективный размер аудитории:

Dj = эффективность * размер аудитории [2].

Данные для нахождения эффективного размера аудитории взяты из среднего чека предприятия и проходимости людей в галерею в день. Получили следующие данные, представленные в табл. 2.

Таблица 2

Эффективный размер аудитории

Вид рекламы	Радио	Буклет	Соц. сети	Печать	Презентация	Транспорт
Эфф. разм. аудитории (dj)	370	5	55	11	23	0

Целевая функция: $Z = \sum dj * xj \rightarrow \max$,
где dj – эффективный размер аудитории; xj – переменная.

Ограничения: $bj(\min) \leq xj \leq bj(\max)$; $\sum Cj * Xj \leq V$;

M (бюджет) ≤ 60000 ; $Xj \geq 0$, где bj – количество объемов, cj – цена рекламы, V – объем рекламы, M – бюджет.

В результате решения задачи получены следующие результаты (табл. 3):

Таблица 3

Затраты по видам рекламы

Затр. по рекл. носит.	10000	10465	5400	20000	9600	3000
Мин. затраты	5000	8372	5400	20000	9600	3000
Привлеченные	740	23	55	44	46	0

Эффективный размер аудитории равен – 906,778, оптимальное распределение единиц на каждый вид рекламы: радио – 2 ед., буклет – 5 ед., соц. сети – 1 ед., пресса – 4 ед., презентация – 2 ед., реклама в транспорте – 1 ед.

Следовательно, основные средства будут направлены на буклеты и прессу. Оставшиеся средства будут распределены по остальным видам рекламы.

Вычислим:

- затраты по рекламным носителям (L);
- минимальные затраты (K);
- привлеченное количество аудитории (N).

Используем следующие формулы [3–6]:

$$L = Cj * Xj, \quad K = bj(\min) * Cj, \quad N = Xj * dj.$$

По итогам разработки решений по проблемам предприятия «Кофейная Кантата» руководству фирмы были предоставлены все расчеты, данные по задачам и результаты расчетов.

На данный момент количество аудитории в галерею увеличилось в 20%. Самым неэффективным видом рекламы оказалась реклама в транспорте. Данный вид рекламы относительно новый для компании и

приносит немалые затраты, не неся при этом пока что никакой прибыли. Поэтому было принято решение оставить эту рекламу до марта 2016 года.

ЛИТЕРАТУРА

1. Семиглазов В.А. Инновационный менеджмент: учеб.-метод. пособие по практ. занятиям и самостоятельной работе. Томск: ЦПП ТУСУР, 2014. 39 с.
2. Трубоченинова И.А., Евдокимова Т.Е., Кривошеева Ю.Е. и др. Отчет по дисциплине ГПО, Проект: ТУ-1301 «Компьютерное моделирование бизнес-процессов», направление: информационный менеджмент, тема: Подготовка к внедрению инновационного проекта. Томск, каф. ТУ, ТУСУР, 2015. 38 с.
3. Семиглазов А.М., Семиглазов В.А. Сборник задач по дисциплине «Компьютерное моделирование управленческих решений»: учеб. пособие. Томск: каф. ТУ, ТУСУР, 2012. 53 с.
4. Кривошеева Ю.Е., Евдокимова Т.Е., Морозова О.Н. и др. Отчет по дисциплине ГПО, Проект: ТУ-1402 «Компьютерное управление управленческих решений», направление: информационный менеджмент, тема: Математическое моделирование рекламной кампании на примере сети кафетериев «Буланже». Томск, каф. ТУ, ТУСУР, 2014. 36 с.
5. Морозова О.Н., Кривошеева Ю.Е., Горева П.А. Математическое моделирование рекламной кампании сети кафетериев «Буланже» // Конференция участников ГПО ТУСУР-2014. 2014. 5 с.
6. Трубоченинова И.А., Евдокимова Т.Е. Использование методов математического моделирования в разработке рекламной кампании сети кафетериев «Буланже» // Научная сессия ТУСУР-2015: матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 13–15 мая 2015 г. в 5 ч. Ч. 1. Томск: В-Спектр. 2015. 328 с.

ПРОБЛЕМА БЕЗРАБОТИЦЫ В СОВРЕМЕННОЙ РОССИИ

М.О. Лившинская, студентка каф. ТУ

*Научный руководитель А.Э. Лебедева, ст. преподаватель
г. Томск, ТУСУР, livshinskaia@mail.ru*

Проблема безработицы и ее динамика в России являются одной из наиболее актуальных в настоящее время проблем. Ведь безработица приводит к растрате в огромных масштабах рабочей силы – главной производительной силы страны, к существенному сокращению потенциального валового продукта и национального дохода страны, влечет за собой значительные государственные расходы на уплату пособий по безработице, перекалфикацию и трудоустройство безработных.

Безработица представляет собой макроэкономическую проблему, оказывающую наиболее прямое и сильное воздействие на каждого человека. Потеря работы для большинства людей означает снижение жизненного уровня и наносит серьезную психологическую травму.

Таким образом, показатель безработицы является одним из ключевых показателей для определения общего состояния экономики, для оценки его эффективности. В силу всего вышесказанного проблема безработицы в России приобретает исключительную актуальность.

Говоря о динамике безработицы в России, следует отметить, что ее уровень на протяжении последних лет имеет разные тенденции. На начало 2013 г. она составляла 5,6%, в 2014 г. была на уровне 5,2%, а в настоящее время – около 5,5%. С начала осени 2014 г. и до начала 2015 г. наблюдался рост безработицы ввиду сокращения персонала. Уровень безработицы в 2014 г. – 3,9 млн человек экономически активного населения. Процент безработицы в январе 2014 г. (5,6%) был равен декабрьскому показателю 2013 г. Уровень безработицы плавно снижался до середины года. С середины лета до конца года наблюдался рост безработицы в связи с ухудшением экономической ситуации в стране и сокращением персонала.

Численность экономически активного населения в возрасте 15–72 лет в ноябре 2015 г. составила 75,9 млн человек, или 52% от общей численности населения страны. В численности экономически активного населения 71,8 млн человек классифицировались как занятые экономической деятельностью и 4,2 млн человек – как безработные [1].

«Негативные тренды в экономике заставляют компании оптимизировать все производственные и бизнес-процессы, оптимизировать структуру штатного расписания. Падение выручки не позволяет компаниям проводить индексацию заработных плат действующим сотрудникам, а также двузначная инфляция – всё это вкуче формирует падение реальных доходов», как объяснила руководитель отдела аналитики рекрутингового портала Superjob.ru Валерия Чернецова.

Что касается наиболее уязвимых отраслей с точки зрения сокращений, эксперты прежде всего выделяют автомобильный бизнес (поскольку наблюдается спад продаж их продукции), а также отрасли, не связанные напрямую с прибылью компаний. То есть выполняющие вспомогательные функции – это может быть маркетинг, управление персоналом, бухгалтерия.

«Но в нынешней ситуации речь скорее может идти не о сокращениях, а об ограничении спроса на этих специалистов. И действительно, в сентябре мы наблюдаем снижение количества вакансий в этих сферах на 2–5 % по сравнению с августом», – резюмирует старший аналитик портала Rabota.ru Андрей Павлюченко.

В кризисные 2008–2009 гг. уровень безработицы также увеличился, однако потом начал сокращаться. Так, по данным Росстата, безработица в сентябре 2008 г. составила порядка 4,7 млн человек, а по итогам апреля 2009 г. подскочила почти в полтора раза, до 6,3 млн человек.

Но к концу 2014 г. безработица в России достигла исторического минимума и составила 5,2% от экономически активного населения страны. На фоне сложившегося кризиса происходит повышение численности безработных граждан, заявила заместитель министра труда и соцзащиты Татьяна Блинова [2].

Российская экономика пострадала от падения мировых цен на сырьевые товары и находится под напряжением от санкций, наложенных на нее в основном западными странами.

В течение ближайших двух лет в России будет фиксироваться поступательный рост безработицы, считают эксперты Еврокомиссии.

«Резкое ухудшение перспектив в экономике также повлияет на рынок труда, сокращение занятости, как ожидается, произойдет и в 2016 г. в результате предстоящей рецессии и сокращения населения трудоспособного возраста», – говорится в прогнозе, подготовленном аналитиками исполнительного органа Евросоюза.

По их мнению, в 2016 г. оно увеличится до 6,4%. В конце 2014 г., по данным Росстата, этот показатель был равен 5,3%.

В свою очередь, заместитель министра труда и социальной защиты РФ Андрей Пудов заявил, что его ведомство, благодаря принимаемым мерам, не допустит роста безработицы в стране.

Как отмечал глава комитета Совета Федерации по социальной политике Валерий Рязанский, на российских биржах труда на сегодняшний день зарегистрировано более 873 тыс. граждан. При этом количество свободных вакансий в стране почти вдвое больше – 1,3 млн.

Тем временем общее количество рабочих мест, уже заявленных работодателями к сокращению, приближается в России к 270 тыс. [3].

Кроме того, на сегодняшний день число россиян, работающих неполный рабочий день или находящихся в простое по инициативе администрации, составляет 331,5 тыс. человек [4].

Российский рынок труда имеет свои особенности. Например, в России безработица измеряется не с помощью обследования, а количеством безработных, зарегистрированных государственной службой занятости, но из-за низких пособий по безработице люди не спешат регистрироваться. Низкие пособия способствуют сохранению невысокого официального уровня безработицы.

Таким образом, реальный уровень безработицы занижен, что происходит в связи с действующей системой регистрации безработицы, чрезвычайно низким пособием по безработице, ограниченными возможностями переподготовки безработных и низкой вероятностью последующего трудоустройства, предложением, как правило, низкооплачиваемых рабочих мест, которое сдерживает поступление квалифицированной рабочей силы на рынок труда.

Главный принцип и политики занятости, и составляемых программ – соответствие предлагаемых мер стратегической цели: создание условий для полной, эффективной и свободно избираемой занятости.

Государство должно уделять особое внимание проблемам занятости. Ориентация государственной политики в области регулирования рынка труда, отслеживание процессов в сфере труда, прогноз их развития должны быть направлены прежде всего на предупреждение возникновения кризисных ситуаций, смягчение напряженности на рынке труда.

В молодежной политике разрабатываются программы, касающиеся вопросов невостребованности выпускников на рынке труда. Данное направление работы осуществляется не в полноценном объеме из-за отсутствия постоянного финансирования, что может привести к ухудшению вопросов трудоустройства. Для успешного и долгосрочного трудоустройства молодых людей дальнейшая работа по их профориентации должна осуществляться совместно профконсультантами службы занятости, представителями образовательных учреждений и работодателями. Каждая из этих трех сторон может и должна вносить в нее свой неоценимый вклад для предотвращения ущерба жизненным интересам молодых людей, системе общественных ценностей, а тем самым и стабильности государства.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Занятость и безработица в Российской Федерации* [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.gks.ru/> (дата обращения: 02.02.2016).
2. *Деловая газета «Взгляд»: В России не хватает рук* [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.vz.ru/economy/2013/1/22/616958.print.html> (дата обращения: 17.02.2016).
3. *Обещания.ru* [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.obeschania.ru/documents/forecasts/evrokomissia-bezrabotica-rossia> (дата обращения: 20.02.2016).
4. *Кризис–2015* [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.krizis-2015.ru/putin-nazval-rost-bezrobotitsy-statisticheskoy-pogreshnostyu.html> (дата обращения: 05.03.2016).

ОПТИМИЗАЦИЯ ПЛАНА ПРОИЗВОДСТВА

И.В. Манягина, студентка каф. ТУ

Научный руководитель В.А. Семиглазов, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, irina.manyagina@mail.ru

Современное производство требует широкого применения методов экономико-математического моделирования, особенно оптимизационного. Методы математического моделирования, в частности ме-

тоды задач линейного программирования, основным способом решения которых является симплекс-метод, широко используются для решения задач планирования и оптимизации производственной деятельности [1].

Цель работы заключается в разработке математической модели, решение которой при помощи средств MS Excel позволит рассчитать оптимальный план выпуска хлебобулочных изделий на предприятии ООО «Житница».

Для достижения поставленной цели определены следующие задачи:

1. Постановка проблемы и подбор входящей информации.
2. Разработка математической модели.
3. Нахождение оптимального решения с помощью соответствующего метода математического программирования.
4. Анализ расчетов и принятие решения по внедрению.

Математическая модель представляет собой систему математических и логических соотношений, описывающих структуру и функции реальной системы. Большинство экономико-математических моделей включает в себя систему уравнений и неравенств, состоящих из набора переменных и параметров. Математические зависимости устанавливают зависимость между известными и искомыми величинами [2]. Примером математической модели может служить линейная зависимость

$$f(X) = \sum_{j=1}^n c_j x_j,$$

где c_j – параметр, x_j – переменная, $f(X)$ – искомая величина.

Томская пекарня «Житница» выпускает бездрожжевой хлеб на закваске, домашнее печенье и сухарики. Имеется информация о заключении договоров на поставки на следующий месяц.

По основным видам производимого хлеба известны:

- расход сырья на производство продукции;
- цена на единицу продукции;
- спрос на продукцию каждого вида;
- месячный запас сырья на складе.

Исходя из экономической постановки задачи, разработана экономико-математическая модель, учитывающая все факторы, от которых зависит решение.

На первом этапе работы необходимо определить критерий оптимальности. Для данной задачи необходимо определить план выпуска продукции. Мерой эффективности производственной программы выбран показатель прибыли предприятия (F_1).

Переменные представляют собой количество продукции каждого вида $x_1, x_2, \dots, x_{17}$. Целевая функция, характеризующая максимизацию прибыли, будет иметь вид

$$F_1 = \sum_{i=1}^n c_i x_i \rightarrow \max ,$$

где x_i – оптимальное количество i -й продукции; c_i – цена i -й продукции (руб.).

Помимо целевой функции, необходимо определить ограничения. При производстве необходимо учесть, что потребности в сырье не должны превышать существующие:

$$x_i \leq a_{ij} ,$$

где a_{ij} – количество j -го вида сырья для i -го вида продукции.

Количество производимой продукции должно отвечать требованиям спроса:

$$x_i \geq s_i ,$$

где s_i – уровень спроса для каждого i -го вида продукции.

Также все переменные $x_1, x_2, \dots, x_{17}$ не должны быть отрицательными, потому что невозможно производить отрицательное количество продукции.

Математическая модель оптимизации производства хлеба будет иметь следующий вид:

$$F(x) = 29,5x_1 + 40x_2 + 27,8x_3 + 30,5x_4 + 34x_5 + 36,9x_6 + 37x_7 + 41,8x_8 + \\ + 43,5x_9 + 28,5x_{10} + 41,8x_{11} + 42,5x_{12} + 49x_{13} + 58x_{14} + 45x_{15} + 47x_{16} + \\ + 57x_{17} \rightarrow \max.$$

Решение поставленной задачи найдено при использовании пакета MS Excel, надстройки «Поиск решения».

В результате проведения оптимизации был определен оптимальный план объемов производства хлебобулочных изделий для ООО «Житница». Найдено, что максимально возможная выручка может составить 1403000 руб. Для этого сверх договорных поставок необходимо произвести количество продукции, представленное таблицей.

Руководству предприятия для принятия управленческого решения относительно плана выпуска продукции необходимо перейти обратно от модели к реальной ситуации. Стоит ли изготавливать лишнюю продукцию и сколько сырья при этом останется на складе? На основе данного анализа руководитель принимает решение о создании запасов как буферных, т.е. для компенсации задержек в поставках, так и гарантийных, т.е. запасов продукции для удовлетворения ожидаемого спроса.

Количество продукции сверх договорных поставок

Название	Количество, шт.
Полюшко	1658
Светозарушка	505
Велес	1574
Алеша Попович	1
Бокато	1386
Сырное	765
Домашний	282
Семушка	312
Емеля	763

В том случае, если не удастся реализовать продукцию, произведенную сверх потребности, выручка будет равна только сумме, перечисленной от покупателей по договорным обязательствам. Для этого следует изменить ограничение по требованиям спроса. В результате решения определено, что выручка от продажи продукции по договорным поставкам составит 1116940 руб.

Разработанная математическая модель позволила определить, что планируемая максимальная выручка 1403000 руб. обеспечена сырьевыми ресурсами пекарни. Производство продукции только по договорным поставкам уменьшит выручку до 1116940 руб. При этом остатки сырья на складе увеличатся.

ЛИТЕРАТУРА

1. Минюк С.А. Математические методы и модели в экономике: учеб. пособие / С.А. Минюк, Е.А. Ровба, К.К. Кузьмич. Мн.: ТетраСистемс, 2002. 432 с.
2. Бережная Е.В., Бережной В.И. Математические методы моделирования экономических систем: учеб. пособие. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Финансы и статистика, 2006. 432 с.

МОДЕЛЬ ОТБОРА НОВЫХ ИДЕЙ ДЛЯ ИХ РЕАЛИЗАЦИИ НА ПРЕДПРИЯТИИ ООО «СМАРТ-ДРИЛЛИНГ»

О.Н. Морозова, студентка каф. ТУ

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

г. Томск, ТУСУР, Olechka_2707@mail.ru

*Проект ТУ-1402 «Компьютерное моделирование
управленческих решений»*

Главная задача инновационного менеджмента – это эффективная проработка каждой инновационной идеи, анализ каждой инновации и определение наиболее перспективной для организации. В данной работе объектом внедрения инновации будет служить бурильная организация.

После проведения анализа возможностей «Смарт-Дрилинг» было решено рассмотреть следующие варианты идей:

- 1) объект А (прокладка трубы под рекой Вах, метод ГНБ);
- 2) объект Б (прокладка трубы под рекой Чижалпа, метод ГНБ);
- 3) объект В (подготовка скважины для добычи сверхвязкой нефти, г. Альметьевск. Метод ННБ (инновационный).

Приведем существенные характеристики объектов (табл. 1).

Таблица 1

Параметры сравнения конкурирующих идей

Наименование параметра (i)	Объект А р. Вах (μ_{Ai})	Объект Б р. Чижалпа (μ_{Bi})	Объект В г. Альметьевск (μ_{Ci})	Вес (β)	Приоритет (α_i)
Доход, руб.	24 306 590 (1,00)	8 474 576 (0,35)	13 000 000 (0,53)	10	0,11
Затраты, руб.	17 858 304 (0,44)	7 872 922 (1,00)	8 580 285 (0,92)	10	0,11
Обеспеченность кадрами (%)	100 (1,00)	100 (1,00)	27,5 (0,28)	7	0,07
Техническая обеспеченность (%)	100 (1,00)	100 (1,00)	80 (0,8)	9	0,10
Перспективность отрасли (верб.)	Высокая (0,7)	Высокая (0,7)	Очень высокая (1)	9	0,07
Время, затраченное на скважину (сут.)	36 (0,39)	21 (0,67)	14 (1,00)	8	0,09
Конкурентоспособность фирмы в данном направлении	Удовлетворительная (0,5)	Удовлетворительная (0,5)	Высокая (0,7)	7	0,07
D трубы (мм)	219 (0,51)	426 (1)	0* (1)	8	0,09
Длина скважины (п.м)	890 (0,67)	442 (0,33)	1326 (1)	9	0,1
Расстояние до объекта (км)	758 (0,53)	400,5 (1,00)	0** (1)	7	0,07
Экологичность (верб.)	Высокая (0,7)	Высокая (0,7)	Очень высокая (1)	5	0,05
Уровень подряда (верб.)	Субсубподряд Низкий (0,3)	Субсубподряд Низкий (0,3)	Субподряд Удовлетворительный (0,5)	7	0,07

* В данной технологии этот показатель не имеет значения и не влияет на прибыль.

** Все транспортные расходы несет заказчик.

В табл. 1 представлены как численные, так и словесные характеристики параметров, взятые из табл. 2 УМП [1].

Нормировка параметров изделия

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

В последней колонке табл. 1 проставлены значения приоритетов характеристик, которые рассчитываются по формуле

$$\alpha_i = \frac{\beta_i}{\sum_{i=1}^n \beta_i}, \quad (1)$$

при этом $\sum \alpha_i = 1,0$.

Решение:

1. Рассчитываем математическое ожидание

$$M = \sum_{i=1}^k \mu_i \times \alpha_i, \quad (2)$$

где k – количество сравниваемых параметров.

У идеи лидера значение M будет наибольшим.

$$M_A = 0,65; M_B = 0,67; M_V = 0,75.$$

По параметру M лидером является идея В. Если значение M_B принять за единицу, то превосходство идеи В по параметру M над идеями А и Б будет представлено следующим образом:

$$A_M = 0,87; B_M = 0,89; V_M = 1.$$

2. Сравним идеи А, Б и В по степени их отклонения δ_k от идеальной идеи, у которой по всем характеристикам $\mu_i = 1,00$, тогда для идеальной идеи $M_{ид} = 1,00$ и, следовательно,

$$\delta_A = 1,00 - M_A = 0,35; \delta_B = 1,00 - M_B = 0,33; \delta_V = 1,00 - M_V = 0,25.$$

Превосходство идеи В по параметру δ :

$$A_\delta = 0,71; B_\delta = 0,73; V_\delta = 1,00.$$

3. Сравним идеи по степени изменчивости (γ):

$$\gamma_k = \frac{\delta_k}{M_k}, \quad (3)$$

где δ_k – среднеквадратичное отклонение случайных величин μ_i от математического ожидания M .

Среднеквадратическое отклонение характеристик для каждой идеи определяется следующим образом:

$$\delta_k = \sqrt{\sum (u_i - M)^2 \times \alpha_i}. \quad (4)$$

Получим следующие результаты сравнения идей по степени ко-
леблемости:

$$Y_A = 0,37; Y_B = 0,42; Y_V = 0,32.$$

Превосходство идеи В по параметру Y составляет:

$$A_Y = 0,86; B_Y = 0,76; V_Y = 1,00.$$

4. Сравним идеи по наиболее важным параметрам (V_k): доход, перспективность и время – и получим по формуле (5) следующее:

$$V = \mu_1 \times \alpha_1 + \mu_5 \times \alpha_5 + \mu_6 \times \alpha_6, \quad (5)$$

$$V_A = 0,19; V_B = 0,76; V_V = 0,42.$$

Превосходство идеи В по важным параметрам:

$$A_V = 0,25; B_V = 1,00; V_V = 0,55.$$

5. Подсчитаем суммарное значение превосходства для каждой идеи по всем критериям сравнения [формулы (6)–(8)]:

$$A = A_M + A_\delta + A_Y + A_V = 2,69, \quad (6)$$

$$B = B_M + B_\delta + B_Y + B_V = 3,38, \quad (7)$$

$$V = V_M + V_\delta + V_Y + V_V = 3,55. \quad (8)$$

Проведя анализ всех идей по четырем критериям, приходим к выводу, что по суммарному значению превосходства по всем критериям выигрывает идея В–ННБ. Суммарное значение превосходства составляет 0,17.

В результате работы над проектом было устранено сомнение фирмы, какой объект выбрать для реализации. Выбранная идея поможет обеспечить стабильную выручку на протяжении реализации проекта, повысить узнаваемость компании и обеспечить развитие фирмы в целом.

ЛИТЕРАТУРА

1. Семиглазов В.А. Инновационный менеджмент: учеб.-метод. пособие по практ. занятиям и самостоятельной работе. Томск: ЦПП ТУСУР, 2014. 39 с.

ВЛИЯНИЕ ПРОГРАММЫ ОБУЧЕНИЯ И КАЧЕСТВА ОБЩЕГО СРЕДНЕГО ОБРАЗОВАНИЯ НА ВЫБОР СФЕРЫ ПРОФЕССИОНАЛЬНОЙ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ АБИТУРИЕНТОВ

К.И. Никитина, Р.А. Петрушин, студенты каф. ТУ

Научный руководитель А.Э. Лебедева, ст. преподаватель каф. ТУ

г. Томск, ТУСУР, kseni.nikitina.booo@yandex.ru

*Проект ГПО ТУ-1401 «Инновационные методы организации
сервисной деятельности»*

Выбор профессии – очень важный шаг в жизни человека, сложный и ответственный. Очень часто люди выбирают себе профессию

под влиянием внешних обстоятельств, учитываются мнение близких, внешняя атрибутика профессии, престижность и ее экономическая выгодность. Но в основном эти обстоятельства никак не связаны с индивидуальными особенностями и склонностями человека. Актуальность данной темы, в первую очередь, связана с тем, что сегодня большинство школьников не имеют полного осознания того, кем они хотят стать и чем заниматься после школы и университета.

Цель данной работы – выявить, насколько влияет такой фактор, как современное школьное образование, на самоопределение учеников, а также изучить такой аспект, как профориентация – его суть, значение и влияние на абитуриентов и их будущий выбор профессии.

Получение школьного образования в современной России является основополагающим процессом для формирования основной базы знаний у детей и подростков в возрасте от 6 до 17 лет. Данный возрастной период жизни индивида характеризуется не только высоким уровнем обучаемости, но и активным формированием основных составляющих личности, определением наклонностей и интересов. Крайне важно, чтобы ребёнок с ранних лет начинал развиваться и пробовать себя в различных сферах деятельности, чтобы уже к более зрелому возрасту он мог определить, чем он хочет заниматься в течение долгого периода жизни.

Итак, какой смысл вложен в понятие самоопределения? Это индивидуальный процесс осмысления собственных профессиональных возможностей, соответствия определённым требованиям, заключённым в минимальном уровне знаний для возможности осуществления профессиональной деятельности, а также понимание человеком собственных интересов и мотивов для занятости в данной сфере.

Объектом исследования данной работы являются учащиеся 11-х классов школ г. Томска, а также студенты первого курса ТУСУРа. В течение двух месяцев было проведено анкетирование в пяти томских школах. Итого в опросе приняло участие 86 школьников.

Каждому был задан ряд вопросов, нацеленный на выявление уровня профориентационной деятельности в школе. После получения необходимых данных и анализа был выявлен средний показатель профессионального самоопределения учащихся. В половине случаев для ребят проводились различные тесты, но этим всё и ограничивалось. Многие лично заявляли, что им не хватает более детальной проработки с психологом, а другие говорили об отсутствии интереса у учителей. Но в целом общение с учениками и учителями говорит о том, что в больше половины случаев школа отводит на это время.

Опрос первокурсников ТУСУРа расширил диапазон исследования, т.к. большинство из них приезжие из других областей, а также сёл

и городов Томской области. В данном опросе был сделан упор на обстоятельства при поступлении в вуз – чем руководствовался абитуриент, хотел ли он изначально на эту специальность, почему именно на неё.

В ходе опроса стало очевидно, что на некоторых абитуриентов повлияли внешние факторы, а не их собственное желание. Престижность специальности очень часто является практически главным критерием оценивания. В погоне за будущей большой заработной платой поступающие совершенно забывают, что те, кто получают большие деньги, в первую очередь отличные специалисты своего дела и зачастую инноваторы. А чтобы достичь этой вершины, нужно в первую очередь любить и жить своим делом.

Показатели тех, кому школьная программа помогла определиться с будущей специальностью, и тех, кому нет, очень близки по своему значению. Тем не менее подобная ситуация даже не требует разъяснений, т.к. некоторые отзывались крайне негативно о преподавании в их школах и положительно выделяли лишь специализированные предметы (черчение, программирование). Также на запрос – оценить работу учителей по 7-балльной шкале – большинство студентов выбрали ответ «3», который говорит сам за себя. Положительным является тот факт, что в большинстве школ проводятся профориентационные тесты, но по комментариям опрашиваемых можно сделать вывод, что этого недостаточно.

В целом уровень самоопределения студентов средний. Более половины студентов планировали поступать на свою специальность, и более половины ею довольны. Конечно, стоит учитывать специфику вуза. Каждый факультет, кафедра и специальность имеют свою точную сферу деятельности, например, радиотехника, конструирование и производство радиоаппаратуры, фотоника, оптоинформатика и т.д. Это значит, что большинство студентов действительно планируют своё поступление, что говорит о большей вероятности того, что на выходе получатся хорошие специалисты, отлично знающие свою сферу деятельности. Единственное, что сама школа никакого участия в этом практически не принимает.

Благодаря живому диалогу со школьниками и учителями удалось выявить некоторые возможные пути решения выявленной проблемы.

Итак, большинство считают лучшим вариантом профильное обучение. В школах, в которых ведётся подобная практика, уровень самоопределения учеников гораздо выше как минимум из-за того, что перед разделением с ребятами работает психолог, помогая ребёнку разобраться в собственных интересах и наклонностях. Так как прямой обязанности профориентирования школьников у учителей нет, основная

ответственность возлагается именно на психолога. В некоторых школах психологи не уделяют должного внимания такому вопросу, как профориентация, из-за чего дети попросту даже не слышали о таком понятии. Помимо этого, поступило предложение, проводить отдельные классные часы в 7–8-х классах, посвящая время целого урока знакомству с различными современными профессиями.

Стало очевидным, что основной причиной диспрофориентации является современная школьная программа, в которой абсолютно не учитываются особенности того или иного ученика, а основной упор сделан на срочную выдачу материала и подготовку к единому государственному экзамену в течение всей старшей школы. Поэтому если основная проблема заключается в рамках, выставленных школьной программой, то менять нужно именно её. Как минимум необходим больший упор на практику, нежели на бесконечную зубрёжку теории, которая без практического опыта зачастую просто не воспринимается школьниками.

ЛИТЕРАТУРА

1. Люблинская А.А. Детская психология: учеб. пособие для студентов педагогических институтов. М.: Просвещение, 1971.
2. Пряжников Н.С. Профессиональное и личностное самоопределение. М.: Институт практической психологии, 1996.
3. Климов Е.А. Психология профессионального самоопределения: учеб. пособие для студентов высш. учеб. завед. М.: Академия, 2010.

УПРАВЛЕНИЕ ПЕРСОНАЛОМ НА ПРЕДПРИЯТИИ В УСЛОВИЯХ КРИЗИСА

А.В. Парёнкина, Д.А. Мозгова, студентки каф. ТУ

*Научный руководитель А.Э. Лебедева, ст. преподаватель каф. ТУ
г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, parenkina_anastasiya@mail.ru*

Управление предприятием в условиях кризиса предъявляет особые требования к системе управления персоналом. Необходимо отметить, что они сильно отличаются от тех, которые используются при регулярном управлении.

Стратегия, осуществляющаяся для вывода предприятия из кризисной ситуации, предполагает сосредоточить силы на таких факторах, как увеличение объема выпускаемой продукции, разработка нового продукта, оказание дополнительных услуг, сокращение расходов, зачастую именно за счет рабочего персонала. Это приводит к ещё большему упадку. Необходимо наладить максимально плотное взаимодействие между руководителями, специалистами и рабочими этого предприятия, в этом и заключается задача службы персонала.

Управление предприятием в условиях кризиса является предметом заботы его собственников, руководителей, множества взаимодействующих с ним предприятий и организаций. Кризисное управление по своей природе возлагает дополнительные риски на множество экономических структур, без участия которых предприятие не может выжить. В случае несостоятельности предприятия и переживания им кризиса обычно основное внимание уделяется финансовым и правовым механизмам, используемым в рамках антикризисного управления.

В отношении персонала, как правило, проводится сокращение штата – это единственное мероприятие, цель которого – уменьшение затрат на персонал. Однако все признают ценность и важность собственно человеческого ресурса и значимость его вклада в успех деятельности организации.

Когда организация находится в тяжелых условиях финансовой нестабильности, вопросы управления персоналом в системе приоритетов выбора действующих антикризисных механизмов уходят на последние места. В особенности страдают вопросы контроля над системой управления персоналом.

Антикризисное управление персоналом включает в себя: формальную организацию работы с персоналом (планирование, отбор, подбор, расстановку), совокупность различных факторов социально-психологического, нравственного характера, другими словами – демократический стиль управления, а также внимательное отношение к нуждам человека, учет его индивидуальных особенностей и прочие факторы.

Цель: составить список рекомендаций по формированию антикризисной кадровой стратегии на конкретном предприятии.

Задачи:

1. Раскрыть понятие антикризисного управления персоналом
2. Проанализировать сущность и принципы антикризисной кадровой политики.
3. Рассмотреть виды кадровой политики в условиях кризиса, которые используются на данном предприятии.

Актуальность данной темы обусловлена тем, что в условиях нынешней экономической ситуации для предприятия управление людьми становится как никогда важным. Невозможно достичь поставленных целей и «удержаться на плаву» без профессионально подготовленных человеческих ресурсов. В этом и заключается основополагающая концепция антикризисного управления.

ЛИТЕРАТУРА

1. Смирнов В.Н. Психология управления персоналом в экстремальных условиях: учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений. М.: Изд. центр «Академия», 2007. 256 с.

2. *Анцупов А.Я., Ковалев В.* Социально-психологическая оценка персонала. М.: Юнити-Дана, 2008. 392 с.

3. *Сайт HR-Life* [Электронный ресурс]. Электрон. дан. Томск, 2016. URL: <http://www.hr-life.ru/hrm/main> (дата обращения: 24.02.2016).

4. *Сайт Grandars* [Электронный ресурс]. Электрон. дан. Томск, 2016. URL: <http://www.grandars.ru/college/biznes/upravlenie-personalom.html> (дата обращения: 24.02.2016).

СКИММИНГ. СПОСОБЫ ЗАЩИТЫ КЛИЕНТОВ ОТ СКИММИНГА

Н.М. Плужникова, студентка каф. ТУ

*Научный руководитель А.Э. Лебедева, ст. преподаватель каф. ТУ
г. Томск, ТУСУР, plujnikova.natasha@yandex.ru*

Сегодня проблема защиты от мошеннических действий злоумышленников является одной из наиболее актуальных задач для большинства российских банков. Это связано с ростом финансовых потерь кредитных организаций вследствие несанкционированных действий злоумышленников, направленных на кражу денежных средств со счетов клиентов банка.

Цель данной работы: рассмотреть технологии защиты от скимминга, а также выявить основные способы защиты банковской карты.

Скимминг (от англ. *skimming*) – кража данных карты при помощи специального считывающего устройства (скиммера). Скиммером может быть пластиковая накладка, прикрепляемая к кардридеру, и миниатюрная видеокамера. Также распространены специальные наклейки на клавиатуру, считывающие порядок набора ПИН-кода. К банкоматам скиммеры крепятся с помощью обычного двустороннего скотча или застешки-«липучки». Злоумышленники копируют всю информацию с магнитной полосы карты (имя держателя, номер карты, срок окончания срока ее действия, CVV- и CVC-код). Стать жертвой скимминга можно не только снимая наличные, но и оплачивая покупки в торговых точках [1].

Производители банкоматов в последние годы стали устанавливать на банкоматы специальные устройства, позволяющие распознавать скиммеры. В борьбе со скиммингом банки обычно используют три технологии – физический мониторинг, пассивный антискимминг и активный антискимминг (таблица).

Физический мониторинг банкоматов – включает в себя периодический осмотр банкомата сотрудниками банка, инкассаторами либо специалистами сервисной службы на аутсерсинге. Физический мони-

торинг по факту оказывается самым ненадежным и дорогим способом борьбы со скиммингом.

Пассивный антискимминг – банк устанавливает на щель картоприемника специальные антискимминговые накладки, препятствующие установке посторонних устройств. Пассивный антискимминг – это бюджетный, компромисный, но не лучший вариант борьбы со скиммингом. Недостаток пассивного антискимминга в том, что многие держатели карт, увидев постороннее устройство, боятся пользоваться таким банкоматом. Частично успокоить держателей карт удастся, разместив на экране банкомата или на специальной наклейке под картоприемником изображения правильного вида картоприемника.

Активный антискимминг – это самый дорогой, но эффективный способ борьбы со скиммингом. Устройство устанавливается внутри банкомата и незаметно снаружи. Активный антискиммер контролирует пространство перед банкоматом и позволяет моментально выявить несанкционированную установку на него посторонних устройств [2].

Защита банкоматов путем пассивного и активного антискиммера

Функции	Пассивный антискиммер	Активный антискиммер
Защита от установки скиммера	Помеха физической установке. Подача сигнала о повреждении устройства	Модуль электромагнитной защиты. Индукционный датчик металла. Другие датчики
Защита от передачи данных	Нет	Электромагнитная защита. Детектор посторонних предметов в картридере
Защита от захвата карты	Физическая помеха установки ливанской петли	Блокиратор карты. Защита от захвата карты
Защита от захвата денег	Нет	Определение денежной ловушки
Мониторинг состояния банкомата	Контроль состояния электроцепи датчиков	Множество различных вариантов

Не всегда банки борются со скиммингом успешно, держателю карты необходимо самостоятельно принимать меры к безопасности своей карты.

Существует ряд способов защиты банковской карты:

1. По возможности ограничьте использование банкоматов в принципе, т.к. большинство карт компрометируются именно в них.
2. Расплачивайтесь картой в магазинах, не теряя карту из вида.
3. Каждый раз, пользуясь банкоматом, осматривайте его на предмет наличия подозрительных устройств (накладок на картридере,

скрытых камер видеонаблюдения, подозрительных панелей на банкомате).

4. Проверяйте антискимминговую накладку на картридере. Настоящая не оторвется, т.к. она антивандальная, мошенническая же может отсоединиться.

5. Вводя ПИН-код прикрывайте ладонью и клавиатуру второй рукой, чтобы даже установленная у банкомата видеокамера не засняла вводимые цифры.

6. Установите лимит на снятие наличных в банкомате не больше 1 операции в день.

7. Используйте карты с чипом. Такие карты больше защищены от скимминга, и опротестовать мошенническую операцию будет проще [3].

Чтобы добиться максимальной эффективности, следует применять все сформулированные выше способы защиты. Они составляют комплекс защиты от мошенничества с использованием банковских карт, который способен обеспечить создание комфортных условий для работы с картами как для банка, так и для клиента, вследствие чего возможен переход обслуживания клиентов на качественно новый уровень, а также более эффективное использование потенциала банка и повышение его привлекательности [4].

ЛИТЕРАТУРА

1. *Портал* Банки.ру. Словарь банковских терминов [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.banki.ru/wikibank/skimmer/> (дата обращения: 18.02.2016).

2. *Эм М.* Мошенничество с пластиковыми картами // Информационная безопасность. 2008. № 5.

3. *ChClub* – информационно-учебный проект Клуба держателей карт. Скимминг в банкоматах [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.chclub.ru/skimmingatm> (дата обращения: 20.02.2016).

4. *Третьяк В.* Безопасность системы обслуживания пластиковых карточек // Банковские системы и оборудование. 2009. № 4.

ПРОБЛЕМЫ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ В РОССИИ

Е.В. Шелкунова, студентка каф. ТУ

*Научный руководитель А.Э. Лебедева, ст. преподаватель каф. ТУ
г. Томск, ТУСУР, kat_1994_94@mail.ru*

Университеты и институты – двигатели экономического роста, вносят существенный вклад в развитие человеческого капитала. В настоящее время можно заметить глобальные изменения, происходящие в области учебных заведений, такие как растущая важность дистанци-

онного обучения, появление неправительственных организаций и бизнес-организаций. Но возникает вопрос – как эти изменения влияют непосредственно на образование?

Объектом рассмотрения в данной работе является система высшего образования как важнейший элемент подготовки высококвалифицированных специалистов для национальной экономики. Цель работы – выявление существующих проблем в университетах России [1–3].

Неоднозначная сущность ЕГЭ. Введение новых правил приема абитуриентов только по результатам ЕГЭ фактически отстранило преподавателей вузов от процесса набора молодых людей для дальнейшего обучения. Отношение к ЕГЭ неоднозначно, однако по различным социологическим данным независимых опросов не одобряют его почти 80% педагогов – как школьных, так и вузовских. ЕГЭ стало своеобразной игрой на везение, где знания играют неглавную роль. Но может ЕГЭ – это своеобразный противовес коррупции? Однако пресса изобилует фактами, что коррупция только возрастает. Бывают случаи, когда выпускники получают практически стопроцентные результаты. Но в процессе учебы в университете выясняется, что их знания равны нулю. С введением ЕГЭ увеличилось отчисление студентов на младших курсах в крупных вузах на престижных программах. Фактически бюджетные средства, выделенные вузу в форме государственного заказа, расходуются впустую, а в результате постепенной ротации учащихся между различными формами обучения он вынужден терять внебюджетные средства, которые мог бы потратить и на стимулирование ведущих преподавателей, и на приобретение современного оборудования, и на иные программы развития. В конечном итоге данная проблема ведет к снижению эффективности образовательной деятельности, негативно отражается на профессиональной подготовке специалистов в целом и способностях России к инновационному развитию экономики.

Взаимодействие вуза с работодателями как условие качественной подготовки выпускников. Одна из существенных проблем высшего образования в России – проблема заказчика, кем является работодатель, не принимающий реального участия в разработке требований к вузам и к программам подготовки, а фактическим заказчиком является государство, формирующее список приоритетных специальностей. Работодатели сегодня предъявляют завышенные требования к вузам (по улучшению качества подготовки выпускников, как профессиональной, так и личностной), однако, в свою очередь, сами работодатели не стремятся активно участвовать в учебном процессе, не обеспечивают будущему бакалавру (специалисту) хорошую практику. На всех уровнях государственной власти сейчас всё чаще говорится о необходимости усилить и укрепить сотрудничество вузов с предпри-

тиями и организациями, что даст возможность студентам получить реальное представление о рабочей обстановке на производстве или в организации.

Преподаватели – инвестиции в будущее. В современном образовании можно выделить ряд проблем, связанных с преподавательскими кадрами. Во-первых, старение педагогического состава российских вузов, что в конечном итоге может привести к закрытию кафедр, научных школ, целых направлений подготовки специалистов. Все реже выпускники и кандидаты наук после защиты дипломов остаются работать в учебных заведениях. В ближайшее время возникнет кадровый дефицит. И это станет общенациональной катастрофой. Отсюда вытекает вторая проблема – крайне низкий уровень оплаты труда профессорско-преподавательского состава. В связи с этим возникает необходимость поиска дополнительных источников заработка (расширенное совмещение и репетиторство) для обеспечения достойного уровня жизни. И вполне естественно, что это негативно сказывается и на возможности ведения научно-исследовательской деятельности, и на качестве преподавательской работы. В-третьих, сегодня происходит пересмотр норм профессиональной этики, что проявляется в расширении масштабов коррупции в сфере образования. По данным Transparency International (неправительственной международной организации по борьбе с коррупцией и исследованию уровня коррупции по всему миру), в 2013 г. в сфере образования, включая высшее, россияне давали взятки почти в 4 раза чаще, чем в судах, в 2 раза чаще, чем в медицинских учреждениях, и в 5 раз чаще, чем в регистрационных органах. И, наконец, как следствие всех негативных тенденций – падение престижа профессии преподавателя вузов.

Проблемы в ТУСУРе – мнение студентов. Для определения проблемы образования в ТУСУРе был проведен социологический опрос среди студентов в 6-м общежитии. В опросе участвовало 40 человек, из них 7 человек довольны нынешним образованием, 28 человек внесли бы изменения и указали на определенные недочеты и лишь 5 человек проявили безразличие, указав на то, что скоро отучатся и попрощаются с университетом. Вопрос был поставлен следующим образом: «Какие проблемы Вы видите в ТУСУРе и способы их решения?» Основными недочетами, по мнению студентов, являются: недостаток практических занятий, отсутствие оснащения университета новым оборудованием, на котором можно наглядно изучать предметы и проходить практику, университет не предоставляет мест для прохождения производственной практики, отсутствие мероприятия, связанного с вручением диплома, а ведь для каждого это очень важное собы-

тие. Данные мнения указывают на то, что действительно существуют недочеты в университетах.

Заключение. Исследование показало, что системе образования требуется реформа, которая сможет поставить вузы на новую ступень развития и сделать из каждого в нем обучающегося достойным специалистом в своем деле. Необходимы совместные усилия государства и общества при приоритете государственного участия в этом процессе. Россия должна выбрать образование в качестве приоритета – одной из «национальных точек роста».

ЛИТЕРАТУРА

1. Хрысева А.А. Проблемы развития современной системы образования как один из рисков глобальной экономики / А.А. Хрысева, Ю.О. Крутикова, В.А. Процюк // Молодой ученый. 2013. № 5. С. 409–411.
2. Авдеева Л. Вузы и экономика // Российский экономический журнал. 2014. № 1. 62 с.
3. Козлов В.В. Роль и место университетов в социально-экономическом развитии России // Евразийский международный научно-аналитический журнал. 2015. № 2 (54). С. 337–342.

ОПТИМИЗАЦИЯ БИЗНЕС-ПРОЦЕССА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИННОВАЦИЙ НА ПРИМЕРЕ РЕАЛЬНОГО ПРЕДПРИЯТИЯ

И.А. Трубченинова, студентка каф. ТУ

Научный руководитель В.А. Семиглазов, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, vadim.tusur@mail.ru

*Проект ГПО ТУ-1301 «Компьютерное моделирование
бизнес-процессов»*

Одним из наиболее важных и перспективных направлений развития экономики современной России являются инновации. Для предприятия N требуется усовершенствование работы линии консультации (ЛК). Поэтому целью работы являлась разработка инновационной модели для работы ЛК, которая позволит модернизировать работу отдела и предотвратить потерю клиентов. Для выявления слабых мест ЛК был проведен опрос клиентов, которые обращались за консультациями. Было выявлено, что основными проблемами в работе ЛК являются оперативность и компетентность сотрудников. Первым шагом для устранения проблем были разбор существующего метода отбора сотрудников, разработка новых моделей и сравнение их с использованием методов математического моделирования. Рассмотрим модели.

1. «Воронка» (идея А) – состоит из следующих компонентов: холодный отклик – люди, отреагировавшие на объявление; обзвон – пер-

вичный отсев кандидатов; собеседование – собеседование с руководителем отдела по работе с кадрами; БУ – изучение базового материала по бухгалтерскому учету; собеседование с руководителем отдела и с директором компании.

2. «Собеседование 3» (идея В) – особенность метода в том, что собеседование руководители отделом и директор проводят одновременно, после чего отобранные кандидаты отправляются на обучение.

3. «Деловая игра» (идея С) – проведение отбора посредством погружения кандидата в разыгранную рабочую среду.

4. «Наблюдатель» (идея D) – особенность метода в том, что кандидат сначала 1-й рабочий день наблюдает за деятельностью отдела, после чего изучает материал по бухгалтерскому учету, затем пишет тест и проходит собеседование с руководителями отделов и директором.

Для того чтобы выбрать наиболее перспективную инновацию, необходимо сравнить идеи по различным параметрам, например: время, необходимое на отбор кандидатов (в днях), прямые затраты (руб.), количество вспомогательных сотрудников, участвующих в отборе, количество ключевых сотрудников, участвующих в отборе, соответствие должностной инструкции, используя методы математического моделирования [1–3].

Параметры сравнения конкурирующих идей

Наименование параметра	Идея А	Идея В	Идея С	Идея D	В	П-т
Время на отбор	6 (0,17)	5 (0,2)	1 (1,0)	6 (0,17)	7	0,16
Прямые затраты	125 (1,0)	625 (0,2)	5100 (0,02)	125 (1,0)	9	0,2
Кол-во вспомогательных сотрудников	0 (1,0)	0 (1,0)	3 (0)	0 (1,0)	10	0,23
Кол-во ключевых сотрудников	3 (1,0)	3 (1,0)	3 (1,0)	3 (1,0)	10	0,23
Соответствие должностной инструкции	67% (0,67)	67% (0,67)	33% (0,33)	100% (1,0)	8	0,18

Решение.

Рассчитываем математическое ожидание по формуле

$$M = \sum_{i=1}^k \mu_i * \alpha_i, \quad (1)$$

где k – количество сравниваемых параметров; α_i – приоритет; μ_i – количество идей.

У идеи лидера значение M будет больше по сравнению со значением M других идей:

$$M_A = 0,81; M_B = 0,65; M_C = 0,45; M_D = 0,87.$$

По параметру M лидером является идея D . Если значение M_D принять за единицу, то превосходство идеи D по параметру M над остальными идеями будет представлено следующим образом:

$$A_M=0,93; B_M=0,75; C_M=0,52; M_D=1,0.$$

Сравним идеи по степени их отклонения δ_k от идеальной идеи, т.е. такой, у которой по всем характеристикам $\mu_i=1,00$, тогда для идеальной идеи $M_{и.д}=1,00$ и, следовательно,

$$\delta_A=0,19; \delta_B=0,35; \delta_C=0,55; \delta_d=0,13.$$

Превосходство идеи D по параметру δ будет представлено следующим образом:

$$A_\delta=1,00; A_\delta=0,69; B_\delta=0,39; C_\delta=0,24.$$

Сравним идеи по коэффициенту вариации (γ), определяемому по формуле

$$\gamma_k = \frac{\delta_k}{M_k}, \quad (2)$$

где δ_k – среднеквадратичное отклонение случайных величин μ_i от математического ожидания M .

Среднеквадратическое отклонение характеристик для каждой идеи определяется следующим образом (3):

$$\delta_k = \sqrt{\sum (\mu_i - M)^2 * \alpha_i}. \quad (3)$$

Получим следующие результаты сравнения идей по коэффициенту вариации:

$$Y_A=0,38; Y_B=0,55; Y_C=0,99; Y_D=0,35.$$

Превосходство идеи D по параметру Y составляет:

$$D_Y=1,00; A_Y=0,93; B_Y=0,63; C_Y=0,35.$$

Сравним идеи по самым важным (V_k) двум параметрам: прибыль и конкурентоспособность; получим для каждой идеи по формуле (4) следующее:

$$V = \mu_4 * \alpha_4 + \mu_6 * \alpha_6. \quad (4)$$

$$V_A = 0,25; V_B = 0,26; V_C = 0,39; V_D = 0,25.$$

Превосходство идеи C по важным параметрам:

$$C_V=1,00; A_V=0,66; B_V=0,67; D_V=0,66.$$

Подсчитаем суммарное значение превосходства для каждой идеи по всем критериям сравнения (5) – (8):

$$A_\Sigma = A_M + A_\delta + A_Y + A_V = 3,2; B_\Sigma = B_M + B_\delta + B_Y + B_V = 2,4;$$

$$C_\Sigma = C_M + C_\delta + C_Y + C_V = 2,1; D_\Sigma = D_M + D_\delta + D_Y + D_V = 3,66.$$

Из полученных результатов видно, что следует выбрать для реализации идею D – «Наблюдатель» [2].

Учитывая специфику своей профессии, нужно понимать, что порой проблема может быть не в масштабном процессе, а в мелком и, как кажется, не особо значительном. С использованием методов математического моделирования нам удалось выявить, какая инновационная модель будет оптимальной для отбора сотрудников на ЛК, что является 1-м шагом для создания успешной работы в отделе.

ЛИТЕРАТУРА

1. Семиглазов В.А. Развитие методики отбора инновационных проектов в условиях полной неопределенности // Инновации. 2006.

2. Семиглазов А.М., Семиглазов В.А. Сборник задач по дисциплине «Компьютерное моделирование управленческих решений»: учеб. пособие. Томск: ТУСУР, 2012. 53 с.

3. Трубченинова И.А., Евдокимова Т.Е. Использование методов математического моделирования в разработке рекламной кампании сети кафе-териев «Буланже» / Научная сессия ТУСУР–2015: матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 13–15 мая 2015 г.: в 5 ч. Ч. 1. Томск: В-Спектр, 2015. 328 с.

РАЗРАБОТКА НОВОГО АЛГОРИТМА РАБОТЫ ЛИНИИ КОНСУЛЬТАЦИИ НА ПРИМЕРЕ РЕАЛЬНОГО ПРЕДПРИЯТИЯ

И.А. Трубченинова, студентка каф. ТУ

Научный руководитель В.А. Семиглазов, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, vadim.tusur@mail.ru

Проект ГПО ТУ-1301 «Компьютерное моделирование бизнес-процессов»

В условиях рыночной экономики каждая компания стремится быть конкурентоспособной и иметь большую клиентскую базу. Для этого компаниям необходимо постоянно оптимизировать бизнес-процессы, чтобы быть еще более эффективными. Однако важным моментом является то, что порой нужно производить не «глобальные» изменения, а модернизировать менее крупные процессы, которые наносят больший вред. Компания N столкнулась с проблемой, когда клиенты расторгли договоры из-за плохого обслуживания на линии консультации (ЛК). Для того чтобы выявить причины, был проведен мониторинг работы ЛК. Благодаря опросу клиентов, выборка составила 100 человек, было выявлено, что основными проблемами на ЛК являются оперативность и компетентность специалистов ЛК. Для устранения проблемы оперативности, которая связана с долгой обработкой запроса и переводом звонка от одного сотрудника к другому, было

решено проанализировать существующий алгоритм обработки заявки клиента и разработать новый. На рис. 1 представлен старый алгоритм работы ЛК [1–3].

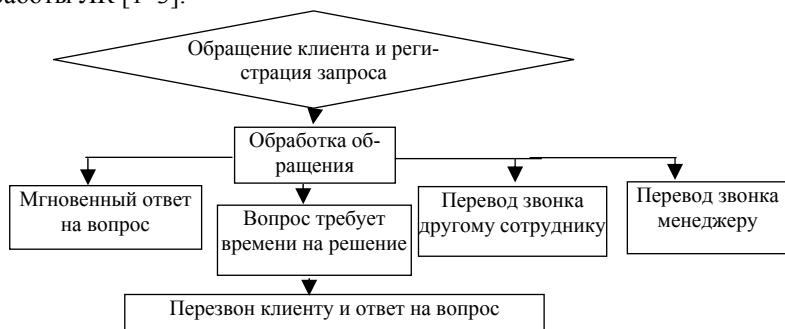


Рис. 1. Алгоритм обработки звонка на ЛК

Рассмотрим новый алгоритм работы, который представлен на рис. 2.

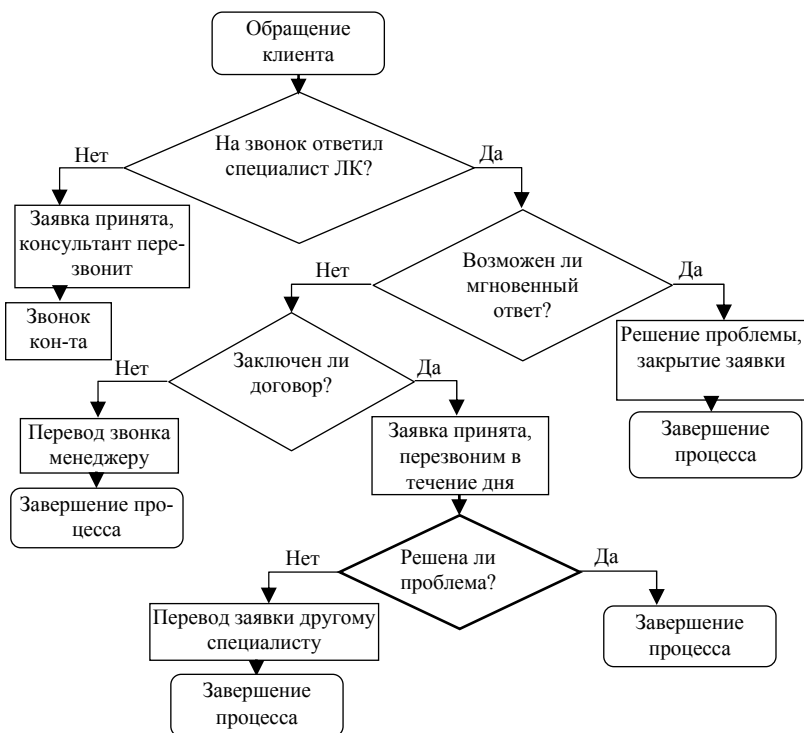


Рис. 2. Новый алгоритм обработки звонка на ЛК

По новому алгоритму для того чтобы получить ответ на вопрос, необходимо оставить заявку по телефону или по электронной почте. Если клиент оставляет заявку по электронной почте, обязательно нужно отправить письмо, подтверждающее принятие заявки. На решение вопроса на данный момент 2 часа. Однако в зависимости от состояния ЛК следует уменьшать данное время, чтобы достигнуть цели – ответ за 30 мин. Получается, что клиент может оставить заявку, и если консультант не может дать ответа сразу, то у него будет время, чтобы проконсультироваться у других специалистов и дать полноценный ответ клиенту, что позволит не только не переадресовывать звонок от одного специалиста к другому, но и сохранить спокойствие клиента. Что касается заявки, то она будет содержать следующие пункты: ФИО, название организации, ИНН, номер телефона, наименование программного продукта, вопрос. Вопрос клиента также стоит корректировать, используя ряд вспомогательных вопросов, а именно:

- при выполнении какой операции возникает проблема?
- при проведении какого документа возникает проблема (ошибка)?
- какую ошибку выводит программа?
- если клиенту нужна новая информация о чем-либо (на примере обновления), то скорее всего его вопрос уже будет четко сформулирован [1].

Сравнивая данные алгоритмы, можно увидеть существенные изменения, которые позволяют оптимизировать процесс обработки звонка на ЛК и тем самым предотвратить потерю клиентов.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Трубченинова И.А., Евдокимова Т.Е.* Оптимизация производственных задач на примере сети кафетериев «Буланже»: Конференция участников ГПО ТУСУР–2014. <https://gpo-nference.tusur.ru/conference/2014/themes/91/projects/633/discourses/583//> 2014. 5 с.
2. *Семиглазов В.А.* Инновационный менеджмент: учеб.-метод. пособие по практ. занятиям и самостоятельной работе. Томск: ЦПП ТУСУР, 2014. 39 с.
3. *Семиглазов В.А.* Развитие методики отбора инновационных проектов в условиях полной неопределенности // Инновации. 2006.

ЭКОНОМИЧЕСКОЕ ПОЛОЖЕНИЕ ПРЕДПРИЯТИЙ РОЗНИЧНОЙ ТОРГОВЛИ В УСЛОВИЯХ ФИНАНСОВОГО КРИЗИСА

В.Ю. Зенкова, Л.А. Мыльникова,

В.В. Максимова, студентки каф. ТУ

*Научный руководитель А.Э. Лебедева, ст. преподаватель каф. ТУ
г. Томск, ТУСУР, zenckov.valentin@yandex.ru*

В период финансового кризиса в стране люди вынуждены приобретать бюджетные товары первой необходимости и продукты питания. Во многих магазинах города Томска цены на них возросли в два и три раза, но некоторые супермаркеты позволяют себе продавать товар по акции или по меньшей цене, чем у конкурентов.

Для того чтобы узнать, что позволяет им действовать именно так, необходимо произвести экономический анализ на примере самого крупного в городе гипермаркета «Лента».

Анализ чистых активов предприятия, абсолютных показателей и коэффициентов финансовой устойчивости производится по формулам (1)–(9) из литературы [1–3].

Чистые активы предприятия:

$$ЧА = А - ЗУ - ДО - КО + ДБП, \quad (1)$$

где ЧА – чистые активы; А – активы предприятия; ЗУ – задолженность учредителей по взносам в уставный капитал; ДО – долгосрочные обязательства предприятия; КО – краткосрочные обязательства предприятия; ДБП – доходы будущих периодов.

Абсолютные показатели финансовой устойчивости:

1. Наличие собственных оборотных средств:

$$\pm \Delta \text{СОК} = \text{СОК} - \text{ЗЗ}, \quad (2)$$

где $\pm \Delta \text{СОК}$ – излишек/недостаток собственного оборотного капитала на формирование запасов и затрат; СОК – собственный оборотный капитал; ЗЗ – общая величина запасов и затрат.

2. Наличие собственных и долгосрочных заемных источников формирования запасов и затрат:

$$\pm \Delta \text{ФК} = \text{ФК} - \text{ЗЗ}, \quad (3)$$

где $\pm \Delta \text{ФК}$ – излишек/недостаток функционирующего капитала на формирование запасов и затрат; ФК – функционирующий капитал; ЗЗ – общая величина запасов и затрат.

3. Общая величина основных источников формирования запасов и затрат:

$$\pm \Delta \text{ВИ} = \text{ВИ} - \text{ЗЗ}, \quad (4)$$

где $\pm\Delta\text{ВИ}$ – излишек/недостаток общей величины источников на формирование запасов и затрат; ВИ – общая величина источников; ЗЗ – общая величина запасов и затрат.

После расчета абсолютных показателей финансовой устойчивости предприятия формируется трехкомпонентный показатель типа финансовой устойчивости вида: $S(x; y; z)$, где $x - \Delta\text{СОК}$; $y - \Delta\text{ФК}$; $z - \Delta\text{ВИ}$.

Данные значения координат формируются по следующему правилу:

1. Если $\pm\Delta\text{СОК} \geq 0$, то $x = 1$, иначе $x = 0$.
2. Если $\pm\Delta\text{ФК} \geq 0$, то $y = 1$, иначе $y = 0$.
3. Если $\pm\Delta\text{ВИ} \geq 0$, то $z = 1$, иначе $z = 0$.

Основные коэффициенты финансовой устойчивости:

1. Коэффициент автономии:

$$K = \frac{\text{СК}}{\text{А}}, \quad (5)$$

где K – коэффициент автономии; СК – собственный капитал; А – активы.

2. Коэффициент соотношения собственного и заемного капитала:

$$K = \frac{\text{СК}}{\text{ЗК}}, \quad (6)$$

где K – коэффициент соотношения собственного и заемного капитала; СК – собственный капитал; ЗК – заемный капитал.

3. Коэффициент устойчивого финансирования:

$$K = \frac{\text{СК} + \text{ДО}}{\text{А}}, \quad (7)$$

где K – коэффициент устойчивого финансирования; СК – собственный капитал; ДО – долгосрочные обязательства; А – активы.

4. Коэффициент маневренности собственного капитала:

$$K = \frac{\text{СК} - \text{ВнА}}{\text{СК}}, \quad (8),$$

где K – коэффициент маневренности собственного капитала; СК – собственный капитал; ВнА – внеоборотные активы.

5. Коэффициент обеспеченности собственными оборотными средствами:

$$K = \frac{\text{СК} - \text{ВнА}}{\text{ОА}}, \quad (9)$$

где K – коэффициент обеспеченности собственными оборотными средствами; СК – собственный капитал; ВнА – внеоборотные активы; ОА – оборотные активы.

Все полученные данные занесены в таблицу.

**Результат расчетов экономического анализа деятельности
гипермаркета «Лента» на 2013 год**

Показатель	Значение показателя
Чистые активы предприятия	15206700 (тыс. руб.)
Трехкомпонентный показатель финансовой устойчивости	(0; 0; 1)
Коэффициент автономии	0,22
Коэффициент соотношения собственного и заемного капитала	0,28
Коэффициент устойчивого финансирования	0,74
Коэффициент маневренности собственного капитала	–2,15
Коэффициент обеспеченности собственными оборотными средствами	–1,48

Размер чистых активов организации превышал размер уставного капитала, а это значит, что в ходе своей деятельности организация не только не растратила первоначально внесенные собственником средства, но и обеспечила их прирост, но достаточно в малых количествах.

Об этом говорят те факты, что собственный капитал организации не может покрыть в полном объеме внеоборотные активы, а оборотные активы формируются за счет заемного капитала, что свидетельствует о том, что обязательства предприятия превышают величину собственных средств.

На основании полученных данных можно сделать вывод о том, что предприятие находится в достаточно неустойчивом финансовом положении.

ЛИТЕРАТУРА

1. Донцова Л.В., Никифорова Н.А. Анализ финансовой отчетности // Дело и сервис. 2008.
2. Савитская Г.В. Экономический анализ: учеб. Грим МО РФ, 2013.
3. Абрютин М.С., Грачев А.В. Анализ финансово-экономической деятельности предприятия // Финансы и статистика. 2005.

ПОДСЕКЦИЯ 1.5

ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И СИСТЕМЫ ШИРОКОПОЛОСНОГО БЕСПРОВОДНОГО ДОСТУПА

*Председатель – Демидов А.Я., зав. каф. ТОР, к.ф.-м.н.;
зам. председателя – Гельцер А.А., доцент каф. ТОР, к.т.н.*

ИНФОКОММУНИКАЦИОННАЯ СИСТЕМА УЧЕТА УТЕЧКИ ГАЗА

*Е.С. Сорокина, А.В. Бойченко, студенты каф. ТОР,
В.В. Капустин, м.н.с. каф. ТУ*

*Научный руководитель А.В. Пуговкин, проф. каф. ТОР, д.т.н.
г. Томск, ТУСУР, jane2903@bk.ru, hero1994@mail.ru, peregnin@mail.ru
Проект ГПО ТОР-1202 «Инфокоммуникационные системы
интеллектуальных зданий»*

В настоящее время имеется целый ряд проблем, связанных с контролем и обнаружением утечек газа в соответствующих сферах. Сейчас большое распространение получают автоматические системы обнаружения утечек, которые позволяют быстро обнаружить факт и место утечки, что приводит к оперативному устранению утечки и как следствие к значительному уменьшению экологического ущерба, а также к минимальному застою газопровода [1]. В основе систем лежат различные параметры и методы обнаружения утечки. Еще не используемым вариантом является метод, основанный на решении системы уравнений теплопроводности газов.

В основе метода лежит математическая модель, созданная с помощью дифференциальных балансных уравнений. Зависимыми переменными для составления баланса являются тепловые энергии – подведенная и рассеянная.

Уравнение изменения тепловой энергии нагревательного элемента имеет вид [2]

$$\frac{dQ_{\text{ист}}}{dt} = P_{\text{эл}} - G_{\text{ист}}(T_{\text{ист}} - T_{\text{газ}}),$$

где $G_{\text{ист}}$ – коэффициент теплоотдачи нагревательного элемента, Вт/°С; $T_{\text{ист}}$ – температура нагревательного элемента, °С; $P_{\text{эл}}$ – мощность, Вт; $G_{\text{газ}}$ – температура газа, °С.

Аналогичный вид имеет уравнение изменения тепловой энергии газа:

$$\frac{dQ_{\text{газа}}}{dt} = G_{\text{ист}}(T_{\text{ист}} - T_{\text{газа}}) - G_{\text{внеш}}(T_{\text{газа}} - T_{\text{внеш}}),$$

$G_{\text{внеш}}$ – коэффициент теплопередачи во внешнюю среду, Вт/°С; $T_{\text{внеш}}$ – температура внешней среды, °С.

Промоделировав систему уравнений, описывающую поведение температур, мы получили зависимости, показанные на рис. 1 и 2.

$$\begin{cases} \frac{dT_{\text{ист}}}{dt} = \frac{P_{\text{эл}} - G_{\text{ист}}(T_{\text{ист}} - T_{\text{газа}})}{G_{\text{ист}}}, \\ \frac{dT_{\text{газа}}}{dt} = \frac{G_{\text{ист}}(T_{\text{ист}} - T_{\text{газа}}) - G_{\text{внеш}}(T_{\text{газа}} - T_{\text{внеш}})}{G_{\text{газа}}}. \end{cases}$$

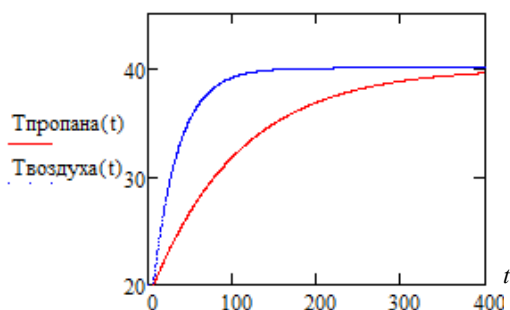


Рис. 1. Процесс нагревания газов

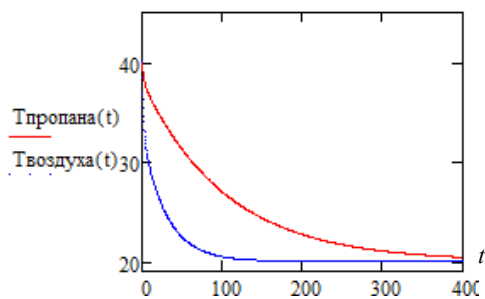


Рис. 2. Процесс охлаждения газов

Данные зависимости показывают, что пропан и воздух имеют значительно разные скорости нагревания и охлаждения при одинаковых условиях.

Для данной математической модели был сделан прототип экспериментальной установки, который включает в себя изолированный

полипропиленовый стакан диаметром 5 и длиной 5 см, который имеет отверстие для забора газа. Внутрь стакана помещен нагревательный элемент – нихромовая проволока длиной 20, диаметром 0,2 мм и с удельным сопротивлением, также внутри стакана находится измеритель температуры. В качестве измерителя мы используем термопару, так как это довольно простое, точное, надежное устройство. Слабый сигнал с термопары необходимо усилить, чтобы он изменялся в пределах входного диапазона аналогово-цифрового преобразователя. Для удешевления и упрощения конструкции возможно использовать АЦП, встроенный в микроконтроллер. Такие АЦП обладают достаточными для данной ситуации параметрами, так как не требуется большой частоты дискретизации и разрядности. Микроконтроллер при этом может обеспечивать хранение измеренных данных, их обработку и дальнейшую транспортировку.

Анализ полученных результатов. Данный метод можно использовать как принцип для создания автоматизированной системы обнаружения утечек. Для реализации беспроводной установки можно оснастить его батарейным питанием и подключить к микроконтроллеру приёмопередатчик субгигагерцевого диапазона [3]. Установка при этом будет передавать данные на радиомодем, оснащённый таким же приёмопередатчиком, который может осуществлять приём сразу с нескольких установок.

ЛИТЕРАТУРА

1. Мишкин Г.Б. Краткий обзор систем обнаружения утечек российских производителей // Молодой ученый. 2011. №2, т. 1. С. 41–47.
2. Пуговкин А.В., Муслимова Н.И., Купреков С.В. Автоматизация мониторинга и управления теплоснабжением зданий и помещений. Томск : Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2013. 291 с.
3. Беспроводные коммуникации «умного дома» [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://habrahabr.ru/post/171613> (дата обращения: 20.02.2016).

КОМПЬЮТЕРНЫЙ ПРАКТИКУМ «ТЕХНОЛОГИЯ NGN»

М. Кайрат, студентка гр. 164-М

*Научный руководитель В.М. Винокуров, проф. каф. ТОР, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф ТОР, VinokurovVM@tor.tusur.ru*

В настоящее время в сетях телекоммуникаций предпринят решительный ориентир на внедрение NGN (Next (или new) generation networks) – сетей следующего/нового поколения) – мультисервисных сетей с интеграцией услуг (tripleplay = голосовые сообщения, данные,

видеоинформация), основными элементами которых являются IP/MPLS-сети передачи информации.

Концепция сетей будущего поколения развивалась в течение последних лет, и первое определение было предложено Европейским институтом стандартов электросвязи ETSI (European Telecommunications Standards Institute) в 2001 г., который был поддержан МСЭ-Т. Позднее на специальном семинаре выступили докладчики, которые подготовили свои доклады о рекомендациях Y.2001 и Y.2011. К 2011 г. сформировалась первая версия концепции сетей будущего поколения, насчитывающая порядка 70 рекомендаций. На данный момент ведутся работы для составления рекомендаций по второй версии. Разработка и внедрение концепции NGN повышают требования к подготовке специалистов в данной области. Поскольку кафедра ТОР не располагает необходимым оборудованием и сетью, целесообразно в учебном процессе прибегнуть к созданию компьютерного практикума (тренажёра).

Работа содержит три части («задания»). Общие концептуальные вопросы, включающие стандартизацию, изучаются в первой части (рис. 1). Вторая часть предполагает изучение отдельных фрагментов сети NGN: softswitch, сети по протоколу SIP (рис. 3), сети MPLS, сети синхронизации. В третьей части изучаются параметры разветвленной сети NGN, выполняющей определенные услуги.

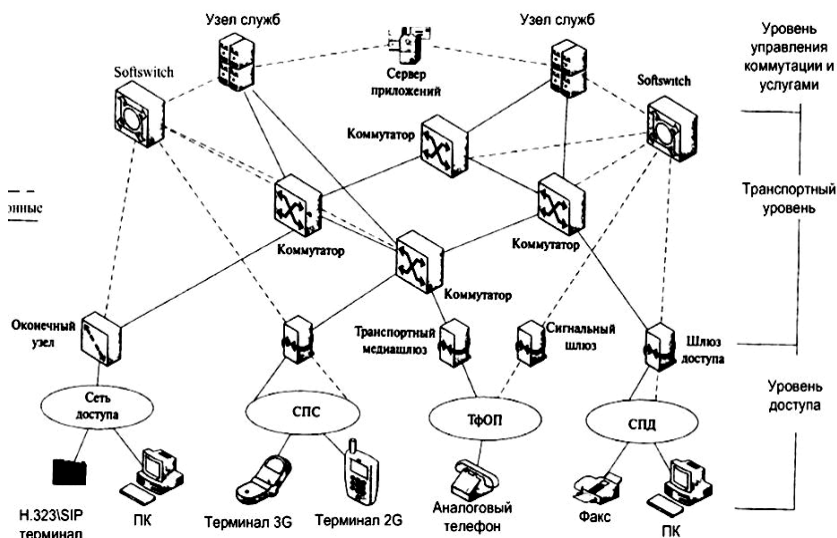


Рис. 1. Архитектура сети: --- — сигнальный трафик; — — информационные потоки

Предложенный компьютерный практикум может быть использован в учебном процессе университета при освоении учебной дисциплины «Сети связи и системы коммутации», а также родственных дисциплин, в том числе может быть полезен для специалистов в рамках факультетов повышения квалификации.

Программа практикума написана на языке C# и использует следующие технические приёмы:

- **«изучение теории»** – каждая иконка в схеме рис. 1 несет информацию об устройстве, протоколах и оборудовании, которое используется. Для открытия информации необходимо кликнуть два раза по необходимой иконке;

- **«тесты»** – обучаемому предлагается ответить на основополагающие вопросы тестового характера (рис. 2);

Рис. 2. Пример тестовой части

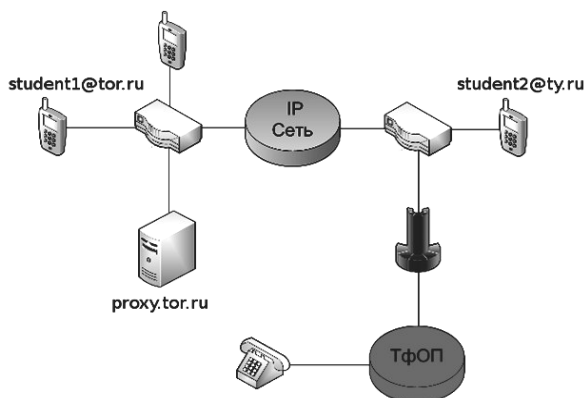
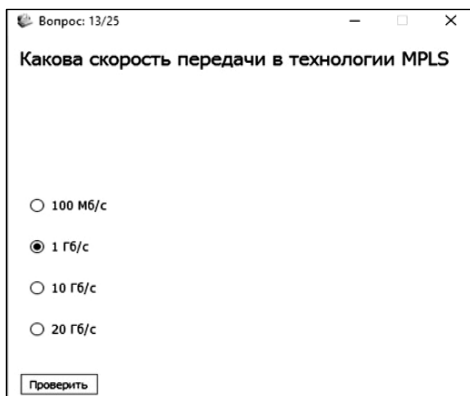
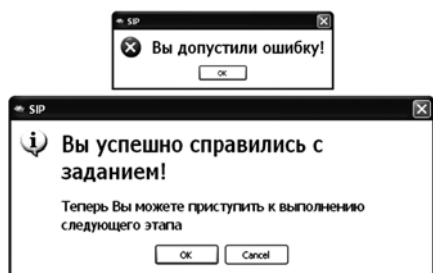


Рис. 3. Сеть, организованная по протоколу SIP

- **«задачи»** – предлагается решить логические или числовые задачи;
- **«составить схему»** – необходимо из блоков «Магазина элементов», в соответствии с заданием, составить схему соединения оборудования;

- на каждом этапе работы осуществляется выход на справочный материал (кнопка **help**, гиперссылка);
- после составления схемы надо нажать кнопку «Проверить», программа выдаст информационное окно о наличии или отсутствии ошибки (рис. 4), и произойдет переход на следующий этап;
- **переход** к любой фазе программы для исправления допущенных ошибок с помощью «функции суперпользователя»;



– **оценка** результатов усилий пользователя. Программа выдает оценку в конце прохождения каждого задания и результирующую по всему практикуму.

Рис. 4. Окно прохождения этапов программы

ЛИТЕРАТУРА

1. Бакланов И.Г. NGN: принципы построения и организации. М.: Эко-Трендз, 2008. 400 с.
2. Соколов Н.А. Выбор технологии коммутации для сетей следующего поколения // Мобильные системы. 2004. № 7.
3. Винокуров В.М. Сети связи и системы коммутации: учеб. пособие. Томск: ТМЦДО, 2003. 238 с.
4. Кожанов Ю.Ф. Интерфейсы и протоколы сетей следующего поколения: учеб. пособие. Томск: Том. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. 236 с.

СРАВНЕНИЕ МЕТОДОВ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО КОДИРОВАНИЯ В БЕСПРОВОДНЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ. МОДЕЛИРОВАНИЕ И АНАЛИЗ КОДИРОВАНИЯ С НИЗКОЙ ПЛОТНОСТЬЮ ПРОВЕРОК НА ЧЕТНОСТЬ (LDPC)

*А.И. Костюков, магистрант, Д.А. Покаместов, аспирант каф. ТОР
г. Томск, TUCYP, Anton_4521@mail.ru*

Как известно, при передаче информации в системах беспроводной связи сигнал подвергается влиянию различных шумов, затуханию на расстоянии многолучевого распространения, вследствие чего происходит искажение переданной информации и появление битовых ошибок при детектировании. Канальное кодирование призвано обнаруживать и устранять битовые ошибки. К способам канального кодирования относятся: линейное блочное кодирование, циклическое, свёрточное, каскадное кодирование и др. [1].

Блочные коды характеризуются параметрами n и k , где n – размер кодового слова, а k – информационная часть. Кодер делит информацию на блоки по n бит, к которым добавляются $n-k$ проверочных бит. Каждому из бит блока k и к их сумме добавляется бит четности [1]. Порядок вычисления бита четности определяется проверочной матрицей. Декодирование происходит посредством проверок на четность, вычисления синдрома и исправления ошибок.

Циклическое кодирование является подклассом блочного кодирования и основано на том, что циклический сдвиг кодового слова также является кодовым словом [1]. Кодовые слова представлены в виде полиномов. Роль проверочной матрицы играет порождающий полином. Декодирование осуществляется делением полинома кодового слова на порождающий полином.

Свёрточное кодирование работает с непрерывным потоком информации, не разделяя входные данные на сегменты. Кодер состоит из M триггеров, значения которых параллельно и в разном порядке суммируются двумя сумматорами. Выходы сумматоров складываются поочередно. Самым распространённым методом декодирования является алгоритм Витерби.

Построения кодов Галлагера или LDPC (Low-density parity– check) основано на принципах блочного кодирования. Особенность LDPC в том, что проверочная матрица имеет структурированное расположение ненулевых элементов и меньшее количество единиц по сравнению с проверочной матрицей блочных кодов. Как было сказано в [2–4], наиболее распространёнными способами формирования проверочных матриц являются методы Галлагера, МакКея и нерегулярный код с повторением накопления IRA (Irregular Repeat Accumulate), используемый в стандарте спутниковой передачи цифрового телевидения DVB-S2 и DVB-T2 (Digital Video Broadcasting – Satellite 2, Terrestrial 2) для наземной ретрансляции. К распространённым методам декодирования относят алгоритм с инверсией бит и алгоритм распространения доверия, используемый в стандарте DVB-S2 [5].

Для исследования влияния помехоустойчивого кодирования и оценки эффективности в программной среде «Matlab» были смоделированы приёмник и передатчик состоящий из модулятора / демодулятора, кодера / декодера и беспроводного канала связи без памяти с АБГШ (аддитивный белый гауссовский шум). Сравнялся некодированный сигнал QAM16 (Quadrature Amplitude Modulation) с тремя видами кодирования с идентичной модуляцией: циклическое, свёрточное и LDPC-кодирование. На рис. 1 изображены распределения вероятности битовой ошибки BER (Bit Error Rate) для некодированной передачи информации и трёх типов кодирования.

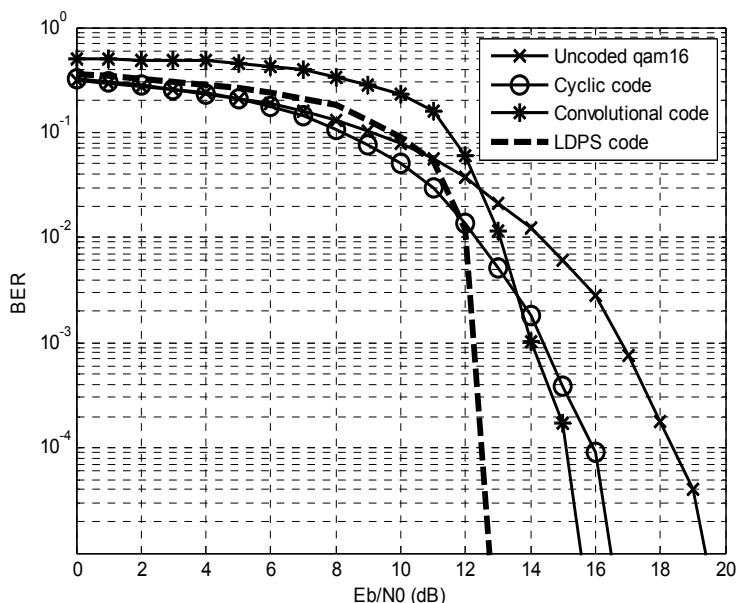


Рис. 1. График зависимости вероятности битовой ошибки BER от отношения энергии бита к спектральной плотности мощности шума (E_b/N_0)

Результаты моделирования показали, что вероятность битовой ошибки BER, равной 10^{-5} , достигается при E_b/N_0 , равном 19 дБ, в случае некодированного сигнала, для циклического кодирования при 17 дБ, для сверточного – при 16 дБ и на 13 дБ – для LDPC-кодирования. Стоит также отметить что при значениях E_b/N_0 , близких к нулю, циклическое кодирование и некодированный сигнал показывают более низкие значения BER в сравнении со сверточным и LDPC-кодированием.

Анализируя результаты моделирования и полученный график, можно сделать вывод, что при высокой вероятности BER в диапазоне 10^0 – 10^{-2} сверточное и LDPC-кодирование менее эффективны и что при уменьшении вероятности битовой ошибки продуктивность таких способов кодирования в сравнении с другими методами увеличивается.

ЛИТЕРАТУРА

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Канальное кодирование. М.: Вильямс, 2003. С. 331–541.
2. Дворовые В.П., Дворкович А.В. Цифровые видеоинформационные системы (теория и практика) // Помехоустойчивое кодирование в системах передачи цифровой информации. М.: Техносфера, 2012. С. 691–764.

3. Эльшафеев М.А. Методы помехоустойчивого кодирования телеметрической информации, исправляющие пропуски и инверсии битов // Наука и образование. Электрон. журн. 2014. № 10. С. 328–346.

4. Gallager R.G. Low-Density Parity-Check Codes. IRE Transactions on Information Theory. January 1962. Vol. 8, № 1. P. 21–28.

5. Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications (DVB-S2). ETSI EN 302 307, V1.2.1, April 2009.

БЕСПРОВОДНЫЕ СТАНДАРТЫ ДЛЯ ИОТ

Т.К. Кожгаулов, магистрант каф. ТОР

Научный руководитель Ж.Т. Эрдынеев, аспирант каф. ТОР

г. Томск, ТУСУР, РТФ, ktk-talगत@mail.ru

Интернет вещей – это глобальная сеть, состоящая из компьютеров, сенсоров (датчиков) и устройств, которые связываются между собой через интернет-протокол IP.

Сама по себе идея Интернета вещей (Internet of Things, IoT) очень проста. Можно представить, что все предметы и устройства, которые нас окружают, имеют возможность подключаться к сети Интернет с помощью маленьких сенсоров и датчиков. Можно будет не только отслеживать все эти устройства в пространстве и времени, но также можно будет управлять ими, а также можно считывать информацию с этих устройств об окружающем пространстве при наличии каналов связи.

Концепцию Интернета вещей можно представить в виде формулы
$$\text{IoT} = \text{Сенсоры (датчики)} + \text{Данные} + \text{Сети} + \text{Услуги}.$$

Вопросами стандартизации и практического применения отдельных составляющих Интернета вещей (M2M, RFID, сенсоры, датчики, считыватели и т.д.) занимаются многие международные организации, частные компании, союзы производителей и крупные операторы связи [1].

В настоящее время для Интернета вещей как нового вида развития инфокоммуникаций разработаны и разрабатываются новые виды стандартов и архитектур. Единственной проблемой для Интернета вещей в настоящее время является то, что многие стандарты и технологии нужно будет согласовать для правильной работы всей архитектуры Интернета вещей. Кроме того, из-за нехватки IP-адресов версии IPv4, также будут использоваться IP-адреса версии IPv6.

Для Интернета вещей рассмотрим вкратце два беспроводных протокола – IEEE 802.11ac и IEEE 802.11ah.

Беспроводной протокол IEEE 802.11ac. IEEE 802.11ac – стандарт беспроводных локальных сетей, работающий в диапазоне частот 5 ГГц. Стандарт дает возможность расширить пропускную способность сети от 433 Мбит/с до 6,77 Гбит/с.

Стандарт 802.11ac принимает во внимание несколько требований.

Во-первых, возможность обеспечения полной обратной совместимости с устройствами 802.11a и 802.11n, работающими в полосе 5 ГГц. Это требование допускает не только правильное взаимодействие устройств, но и вводит ограничения на структуру пакета, которая будет похожа под формат 11a и 11n.

Во-вторых, нужно продумать механизм одновременной работы с сетями стандартов 11a и 11n.

На физическом уровне в 11ac, как в 11a и 11n, применяется мультиплексирование с ортогональным частотным разделением сигналов OFDM. Устройства 802.11ac должны поддерживать каналы 20, 40, и 80 МГц и 1 пространственный поток.

Структура кадра 802.11ac показана на рис. 1: две тренировочные последовательности – L-STF (короткая), L-LTF (длинная) и L-SIG (сигнал). Тренировочные последовательности содержат информацию, требующуюся для обнаружения сигнала. Пометка L обозначает «legacy», т.е. устаревший стандарт. Тренировочные последовательности необходимы для совместимости с предыдущими версиями Wi-Fi. Поле L-SIG содержит информацию о длине пакета.

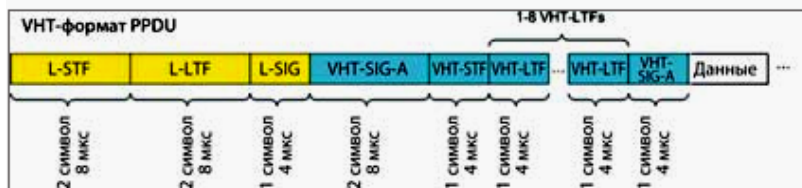


Рис. 1. Структура пакета 802.11ac

Поля с меткой VHT являются новыми для 11ac. Поле VHT-SIG-A содержит два OFDM-символа. Первый модулируется с помощью BPSK, чтобы устройства стандарта 11n распознали пакет как пакет формата 11a. Второй символ модулирован повернутым как BPSK с фазой на 90°, чтобы устройства VHT распознавали его как пакет формата 11ac. Все рассмотренные поля повторяются на каждых 20 МГц полосы пропускания. Поле VHT-STF служит для автоматической регулировки коэффициента усиления при передаче в условиях многолучевого распространения. Следующие поля называются VHT-LTF. Они используются для оценки канала MIMO и осуществления подстройки

принятого сигнала. Последнее поле перед информационными данными – это VHT-SIG-B. Сигнал модулирован BPSK и содержит информацию о длине полезных данных в пакете. В случае MU-MIMO он передает информацию о схеме модуляции и кодировании (MCS). Для одиночного пользователя эти данные передаются в поле VHT-SIG-A. К полю VHT-SIG-B также применяется вращение фазы на участках полосы 20 МГц [2].

Беспроводной стандарт IEEE 802.11ah. IEEE 802.11 – стандарт беспроводных локальных сетей, который в настоящее время работает на частоте 2,4 и 5 ГГц, был одним из самых популярных стандартов беспроводных технологий внутри помещений благодаря высокой скорости передачи данных, легкому развертыванию и низкой стоимости. Тем не менее высокие частотные диапазоны поставили пределы на интервалы передачи беспроводных систем 802.11, и, следовательно, система была обработана с безразличием работы в уличных условиях.

IEEE 802.11ah является новым стандартом беспроводных локальных сетей, который определяет работу системы WLAN ниже 1 ГГц, в освобожденных от лицензии диапазонах. Благодаря благоприятным характеристикам распространения радиоволн в низкочастотной области спектров 802.11ah может обеспечить значительную улучшенную дальность передачи по сравнению с обычными стандартами беспроводных локальных сетей серии 802.11, работающих на частоте 2,4 и 5 ГГц. 802.11ah может быть использован для различных целей, включая крупномасштабные сенсорные сети, расширенные диапазоны точек и открытый Wi-Fi для разгрузки трафика сотовой сети, в то время как доступная полоса пропускания является относительно узкой [3].

В настоящее время стандарты беспроводных локальных сетей 802.11ac и 802.11ah сталкиваются с основными проблемами, это то, что нужно согласование с предыдущими версиями стандартов, увеличением расстояния, уменьшением энергопотребления, сохранением небольших размеров устройств, сенсоров, датчиков.

ЛИТЕРАТУРА

1. Росляков А.В., Ванышин С.В., Гребешков А.Ю. Интернет вещей: учеб. пособие. Самара: ПГУТИ, 2015. С. 5–11.
2. http://ns1.elcp.ru/leader-r/review/2187/doc/57688/pdf/EK2011-10_39-43.pdf (дата обращения: 22.02.2016).
3. http://riverpublishers.com/journal/journal_articles/RP_Journal_2245-800X_115.pdf (дата обращения: 24.02.2016).

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ИЗМЕРЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ ВОЗДУХА НА ТОЧНОСТЬ ВЫЧИСЛЕНИЯ ТЕПЛОВОЙ ЭНЕРГИИ

А.М. Мукашев, магистрант каф. ТОР

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

г. Томск, ТУСУР, ali_2475@mail.ru

В системах теплоснабжения объектов основную долю (95%) составляют системы с вертикальной разводкой, в том числе многоквартирные жилые дома. Поквартирный учет потребляемой тепловой энергии в таких системах не нашел массового применения в силу сложности реализации известными методами. Для систем теплоснабжения с горизонтальной разводкой есть приемлемые решения, однако они не применимы для вертикальной разводки в силу малых перепадов температур и необходимости измерения расхода теплоносителя. Это приводит к низкой точности измерений и высокой стоимости оборудования. Известны частные решения для систем с вертикальной разводкой [1], однако они обладают низкой точностью измерений в связи с тем, что не учитывают индивидуальные характеристики отопительных приборов. Эти системы не нашли широкого применения в России и странах СНГ.

Решение данной проблемы возможно с использованием методов, основанных на применении уравнения Ньютона–Рихмана. Согласно этому методу тепловая мощность $P_{\text{тепл}}$, отдаваемая отопительным прибором, находится как произведение температурного напора и коэффициента теплоотдачи $G_{\text{ист}}$ [2]:

$$P_{\text{тепл}} = G_{\text{ист}} \cdot (T_{\text{ист}} - T_{\text{возд}}), \quad (1)$$

где $T_{\text{ист}}$ – средняя температура поверхности отопительного прибора; $T_{\text{возд}}$ – средняя температура воздуха в помещении; $T_{\text{ист}} - T_{\text{возд}}$ – температурный напор.

В соответствии с рекомендацией европейского стандарта EN 1434-1 предлагается измерять температуру воздуха на расстоянии 0,75 м от пола и на расстояние полутора метров от отопительного прибора. Этот стандарт требует отдельного термодатчика. Хотя на практике пытаются совместить датчик измерения температуры воздуха и температуры источника в одном устройстве [3]. При этом точность измерения средней температуры воздуха не гарантируется, т.к. в результате того, что датчик находится вблизи источника, он показывает существенно завышенные значения температуры воздуха.

Целью данной работы является оценка влияния измерения температуры воздуха на точность вычисления тепловой энергии и обоснование возможности отказа от датчика температуры воздуха в помещении, т.е. перехода к одноканальному режиму. Для достижения данной цели необходимо решение следующих задач:

1. Найти аналитическое выражение для нахождения погрешности вычисления тепловой энергии и нахождение параметров, влияющих на данную погрешность.

2. Применение статистического подхода для обоснования перехода к однократковому режиму.

3. Анализ полученных результатов и выбор рекомендаций для практического применения, а именно исключение из аппаратных средств датчика температуры воздуха.

Для решения поставленных задач получим выражение для абсолютной погрешности вычисления тепловой мощности ΔP согласно выражению (1), полагая, что

$$T_{\text{возд}} = T_{\text{норм}} + \Delta T_{\text{возд}}, \quad (2)$$

где $\Delta T_{\text{возд}}$ – случайная величина, характеризующая отклонение температуры воздуха от значения нормировки. Учитываем, что в условиях эксплуатации $T_{\text{возд}}$ может отличаться от $T_{\text{норм}}$ на ΔT . Исходя из этого,

$$P_{\text{тепл}} = G_{\text{ист}} \cdot (T_{\text{ист}} - T_{\text{возд}}) \cdot \left(1 - \frac{T_{\text{возд.тек}} - T_{\text{норм}}}{T_{\text{ист}} - T_{\text{норм}}} \right), \quad (3)$$

где $\Delta P = \frac{T_{\text{возд.тек}} - T_{\text{норм}}}{T_{\text{ист}} - T_{\text{норм}}} \cdot$

В выражении (3) независимой переменной является $T_{\text{возд.тек}}$, а $T_{\text{ист}}$ и $T_{\text{норм}}$ являются параметрами (в приведенном ниже примере $T_{\text{ист}} = 50^\circ\text{C}$, а $T_{\text{норм}} = 22$ и 19°C). При заданных параметрах величина погрешности ΔP за счет ошибки измерения температуры воздуха зависит только от значения $T_{\text{возд.тек}}$. На рис. 1 приведена зависимость функции ошибки от температуры воздуха.

При эксплуатации отопления в помещении температура воздуха может принимать различные значения, а функция ошибки (как мы можем заметить из рис. 1) может принимать как положительные, так и отрицательные значения. И если провести усреднения за длительный промежуток времени, то суммарная погрешность может быть существенно уменьшена (в пределе стремится к нулю).

На практике распределения температур воздуха от $T_{\text{мин}}$ до $T_{\text{мах}}$ можно описать функцией плотности вероятностей. При моделировании случайных процессов чаще всего применяют равномерный и нормальный законы распределения. Эти зависимости также приведены на рис. 1. При равномерном распределении вероятность появления температур в диапазоне от $T_{\text{мин}}$ до $T_{\text{мах}}$ одинакова. На практике данное распределение не встречается. При нормальном законе распределения вероятность появления значения температур воздуха носит неравномерный характер и определяется двумя параметрами: математическим

ожиданием (средним значением) и дисперсией (среднеквадратическим отклонением). Для нормального и равномерного распределения центр функции плотности вероятности обозначим как T_0 .

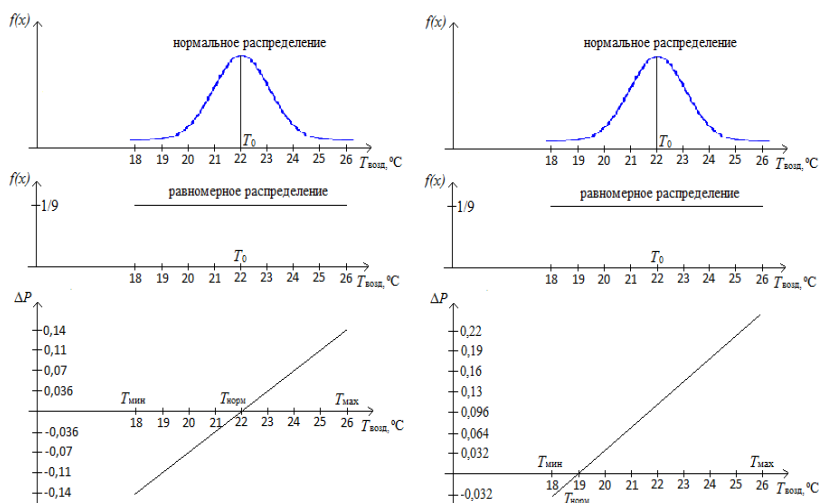


Рис. 1. Зависимость функции ошибки и плотности вероятности от температуры воздуха

Зная тепловую мощность, можно найти тепловую энергию (W). Ее находят путем интегрирования за определенный промежуток времени. Это интегрирование можно осуществить, применяя функцию плотности вероятности. Зная общее количество отсчетов (N) значений $T_{\text{возд}}$ и функцию плотности вероятности их появления, запишем выражение для энергии следующим образом:

$$W = N \sum_{i=-k}^k P(T_0 + i \cdot \Delta T) \cdot f(T_0 + i \cdot \Delta T) \cdot \Delta t, \quad (4)$$

где Δt – интервал взятия отсчетов.

Как и тепловая мощность, тепловая энергия тоже имеет некоторую погрешность. Ее величина ΔW в соответствии с выражением (3) находится по следующей формуле:

$$\Delta W = N \sum_{i=-k}^k f(T_0 + i \cdot \Delta T) \cdot (T_0 + i \cdot \Delta T) \cdot \Delta t. \quad (5)$$

В общем случае значения T_0 и $T_{\text{норм}}$ не совпадают, поскольку средняя температура воздуха в помещении может зависеть от условий эксплуатации и предпочтения пользователей.

Из формулы (2) видно, что при проведении усреднения наиболее благоприятным случаем является совпадение температуры нормировки с T_0 . Так как суммарная погрешность будет минимальной. Наиболее неблагоприятный случай, когда температура нормировки совпадает с $T_{\min}$ или $T_{\max}$.

Для расчета погрешностей необходимо выбрать значения $T_{\min}$, $T_{\max}$ и $T_{\text{ист}}$. $T_{\min}$ зададим равной 18 °С, а $T_{\max}$ – 26 °С. Предполагается что данный промежуток достаточно широк, и средняя температура воздуха в помещении будет находиться в данном интервале. Также зададим $T_{\text{ист}}$, равное 50 °С.

Нами проведены расчеты погрешности тепловой энергии ΔW для равномерного и нормального распределения. Для нормального распределения рассмотрены два значения среднеквадратического отклонения (σ): 2 и 4 °С.

Результаты расчета погрешности измерения тепловой энергии приведены на рис. 2.

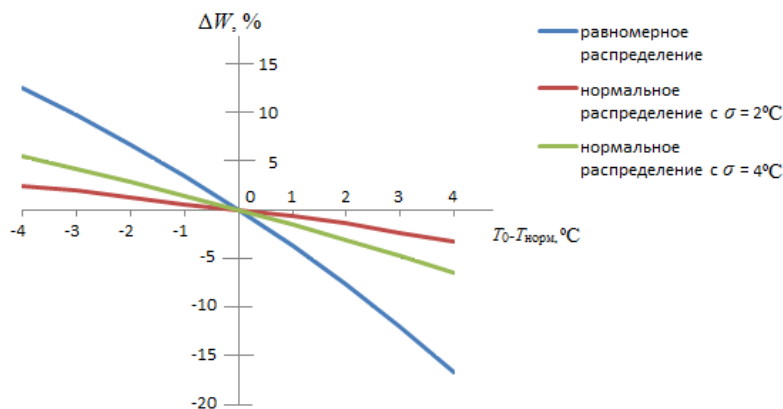


Рис. 2. Зависимость погрешности измерения тепловой энергии от $T_0 - T_{\text{норм}}$

Из графика видно, что в заданном диапазоне температур максимальная погрешность измерения тепловой энергии для равномерного распределения примерно составляет 15%. А для нормального распределения она значительно уменьшена (не более 5%). Также при уменьшении σ до 2°С максимальная погрешность составила 3%. Можно заметить, что при усреднении показаний мощности за продолжительный промежуток времени погрешность измерения тепловой энергии может быть уменьшена.

Для экспериментальной проверки исследовалось поведение температуры воздуха в жилом помещении в течение месяца (в зимний

период). Экспериментальная функция плотности вероятности приведена на рис. 3.

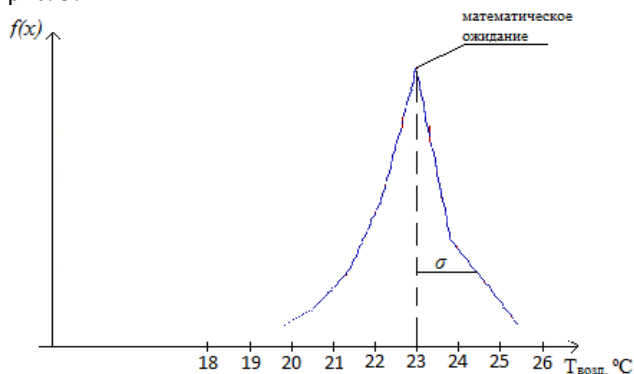


Рис. 3. Экспериментальная функция плотности вероятности

Эту функцию можно аппроксимировать нормальным законом с математическим ожиданием $23 ^\circ\text{C}$ и $\sigma = 1,5 ^\circ\text{C}$. Нетрудно заметить, что максимальная погрешность в данном случае будет несколько меньше, чем в примере, приведенном на рис. 2.

При эксплуатации отопительных приборов $T_{\text{ист}}$ в течение длительного периода времени также меняется. А погрешность измерения тепловой энергии в соответствии с выражением (3) зависит от температуры источника. Проведя усреднения за длительный промежуток по данному параметру, можно получить дополнительные снижения погрешности. Графики погрешности для различных температур источника приведены для нормального распределения с $\sigma = 2$ на рис. 4.

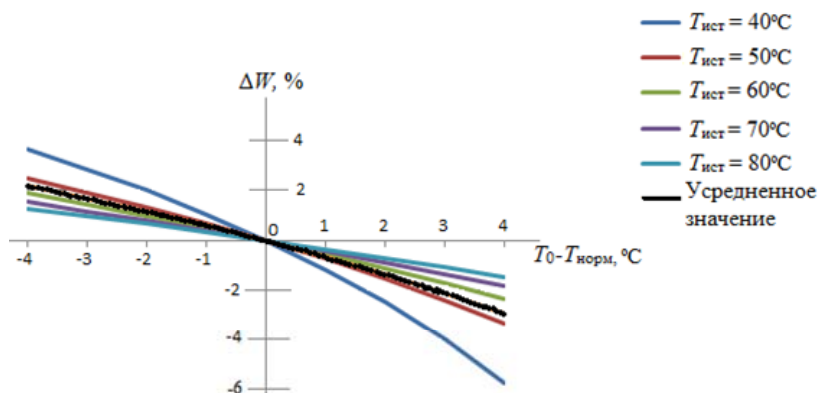


Рис. 4. Зависимость погрешности измерения тепловой энергии от $T_0 - T_{\text{норм}}$

В этом случае максимальная погрешность меняется от 4 до –6%. Поскольку эта величина тоже случайна, то по ней можно провести дополнительные усреднения. Средняя зависимость также приведена на рис. 4, и погрешность изменяется от 2 до –3,5%.

Также погрешность можно снижать, задавая определенную температуру $T_{\text{норм}}$ для каждого помещения. Это происходит путем измерения температуры воздуха в помещении при запуске системы отопления в эксплуатацию или на этапе калибровки отопительного прибора.

Уменьшение разницы $T_0 - T_{\text{норм}}$ на 1 °C приведет к дополнительному снижению погрешности на 0,5%.

Проведенные нами теоретические и экспериментальные исследования показали, что погрешность вычисления тепловой энергии за счет влияния точности измерения температуры воздуха в течение продолжительного промежутка времени не превышает 2–3%. А это в свою очередь позволяет отказаться от датчика измерения температуры воздуха и существенно упростить аппаратную реализацию теплосчетчика.

ЛИТЕРАТУРА

1. Казачков В.С., Шалай В.В., Попов А.А. Учет теплотребления в многоквартирных домах // Омский научный вестник. Сер. Приборы, машины и технологии. 2007. № 3(60). С. 78–83.
2. Карпов В.Н. Поквартирный учет расхода тепла в системах отопления. Проблемы внедрения // АВОК. 2012. №4. С. 50–58.
3. Никитина С. Особенности российского рынка индивидуального учета тепла // АВОК. 2015. №5. С. 30–34.

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИИ SDR В АВИАЦИОННОЙ РАДИОСВЯЗИ

Б.Е. Мыктыбаев, магистрант каф. ТОР

*Научный руководитель А.А. Гельцер, доцент каф. ТОР, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, gaa.pochta@gmail.com*

Авиационная электросвязь – это составная часть автоматизированных систем управления воздушным движением (АС УВД), которая организывает взаимосвязь органов УВД, также используется в производственной, технологической и коммерческой деятельности авиапредприятий и их служб. В большинстве случаев при помощи сетей электросвязи становится возможным способом решения многих функциональных задач, повышающих эффективность авиационной транспортной системы в целом. Достижение высокой безопасности, регулярности и экономичности полетов в различных метеорологических условиях во многом обеспечивается наличием непрерывной и надеж-

ной радиосвязи экипажей воздушных судов с наземными центрами УВД на всех этапах полетов и связи центров УВД с радиотехническими системами обеспечения полетов. Принципы по организации и структура электросвязи, правила установления и ведения связи, а также порядок использования средств электросвязи в ГА Российской Федерации регламентируются руководством по авиационной электросвязи РС ГА-99 [1].

В России работы по организации новой системы УВД предусмотрены «Концепцией создания и развития Аэронавигационной системы России». Одной из основных целей концепции является модернизация существующей системы воздушно-наземной связи. Возможное направление дальнейшего развития – «программно определяемое радио» (Software-defined radio), это радиопередатчик и/или радиоприемник, использующий технологию, позволяющую с помощью программного обеспечения устанавливать или изменять рабочие радиочастотные параметры, включая, в частности, диапазон частот, тип модуляции или выходную мощность, за исключением изменения рабочих параметров, используемых в ходе обычной предварительно определенной работы с предварительными установками радиоустройства, согласно той или иной спецификации или системы.

Российские компании ГУП НПП «ЭЛВИС» и ФГУП «НПП «Полет» работают над этим вопросом. Министерство обороны США совместно с НАТО также занимались этой разработкой (проект Joint Tactical Radio System), потратив более 6,8 млрд долларов. Современные требования к оборудованию авиационной радиосвязи предъявляют требования для достижения упрощенности и модернизации и конечно же получения экономической выгоды при эксплуатации; используя SDR, появляется возможность приблизиться к этим требованиям. Созданные по данному принципу радиосистемы позволяют точно и, самое главное, быстро определять наличие мешающих факторов для организации канала связи между абонентами, и возможность динамически переконфигурировать (адаптировать) приемопередающий тракт на работу в другом радиочастотном канале или уменьшить влияние помех за счет применения динамических изменяемых в процессе работы алгоритмов цифровой обработки сигналов. При этом выбор режима работы осуществляется путем модификации программного обеспечения без изменения аппаратной части изделия. Концепция перепрограммируемого радио реализована в широкодиапазонном модуле связи (ШМС), работающем в диапазоне от 2 до 400 МГц с дальнейшим расширением диапазона до 6 ГГц. Аппаратное и программное обеспечение ШМС позволяет оперативно перестраивать модуль на требуемую частоту и в заданном режиме.

Программно-определяемая радиостанция, которую можно будет использовать в бортовых и наземных системах авиационной радиосвязи, включает в себя аналоговые высокочастотные модули дальней связи (МДС) и ближней связи (МБС), блок цифровой обработки сигнала (БЦОС). Всё вместе это можно будет рассматривать как широкодиапазонный комплекс связи, т.е. замена существующей радиостанции диапазона от 2 до 400 МГц; данный диапазон частот ограничивается возможностями быстродействия существующих аналогово-цифровых преобразователей. Характеристики МДС и МБС взаимосвязаны с техническими характеристиками антенно-фидерных систем. Отличие модулей МДС и МБС заключается в том, что из-за различия радиусов зон обслуживания: в первом случае – загоризонтная, а во втором – в зоне прямой видимости – они работают в разных диапазонах частот и режимах связи, имеют разную выходную мощность передающих устройств и компоновку антенно-фидерного тракта [2].

Идеальная реализация SDR-приемника – это подключение антенны через схему согласования (полосовой фильтр) непосредственно к аналого-цифровому преобразователю (АЦП), соединенному с процессором. В таком случае программное обеспечение, запущенное на быстродействующем процессоре, обеспечивало бы обработку поступающего потока радиосигналов и преобразовывало бы их в требуемую форму (рис. 1, а). Для передатчика, изготовленного по технологии SDR, радиосигнал формируется с помощью быстродействующего процессора и цифроаналогового преобразователя (ЦАП), подключенного через усилитель мощности и схему согласования непосредственно к антенне (рис. 1, б).

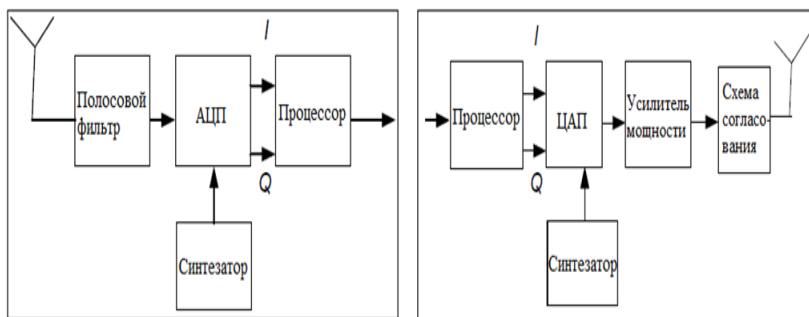


Рис. 1. Структурная схема: а – приемника и б – передатчика, построенных по технологии SDR

Закключение. Использование SDR-трансиверов в авиационной радиосвязи является перспективной областью для изучения. Система

радиосвязи, в которой бортовая аппаратура создана с применением SDR, имеет следующие преимущества:

- повышается аппаратная надежность бортового оборудования за счет автоматического резервирования и реконфигурации, что особенно важно во время полёта;
- упрощается эксплуатация бортового комплекса связи ВС – остается только регламентное обслуживание по событию с заменой и ремонтом отказавших модулей;
- повышаются дальность, надежность, оперативность, достоверность ДКМВ связи, эффективность использования частотного спектра за счет использования адаптивных методов приема, адаптации по частоте, скорости передачи данных, видам модуляции и кодирования, протокола множественного доступа к каналу с частотным и временным разделением.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Руководство по авиационной электросвязи* (РС ГА-99). М.: Изд-во ФСБТ России, 1999. 88 с.
2. *Пат. 68 211 U1 РФ* (полезная модель), МПК2 Н 04В 7/26. Система радиосвязи с подвижными объектами / А.В. Кейстович, Т.И. Горячева. № 2007118071/22; заявл. 14.05.2007; опубл. 10.11.2007. Бюл. № 31. 1 с.

МОДЕЛИРОВАНИЕ FVMC В SYSTEM VUE

И.Е. Сагиева, Д. Ыканов, магистранты каф. ТОР,

Р.Р. Абенов, аспирант каф. ТОР

Научный руководитель А.Я. Демидов, доцент каф.ТОР, к.ф.-м.н.

г. Томск, ТУСУР, indira_sagieva@mail.ru

В связи с быстрым растущим спросом на высокую скорость появляются новые стандарты мобильных связей, так называемые поколения G. В настоящее время всем известны поколения 1G, 2G, 3G, 4G, а также новый разрабатываемый стандарт 5G. Данные поколения основываются на определенной технологии. К примеру, стандарт 4G представил сигналы на основе технологии OFDM. Технология OFDM (Orthogonal frequency-division multiplexing – мультиплексирование на основе ортогонального частотного разделения каналов) – цифровая схема модуляции. Она применяет большое количество ортогональных поднесущих, которые близко расположены друг к другу. Особенностью OFDM-технологии стала ее устойчивость к межсимвольным интерференциям и замираниям канала. Но сигнал OFDM обладает не только преимуществами, у него есть также следующие недостатки:

- высокий пик-фактор;

- необходимость высокоточной синхронизации как по времени, так и по частоте;
- использование защитного интервала снижает спектральную эффективность;
- чувствительность к эффекту Доплера.

В последнее время с развитием телекоммуникаций появилась новая концепция, которая основана на технологии N-OFDM. Технология N-OFDM (с англ. пер. Non-Orthogonal Frequency Division Multiplexing – мультиплексирование с неортогональным частотным разделением каналов) – это цифровой метод модуляции, который подразумевает множество близко расположенных неортогональных поднесущих [1]. Модулирование каждой поднесущей N-OFDM производится по обычной схеме (например, по схеме QAM).

Несмотря на то, что OFDM успешно применяется в сетях 4G и имеет множество преимуществ, концепция N-OFDM была предложена основой стандарта связи нового поколения 5G. Технология 5G должна решать следующие проблемы:

- рост мобильного абонентского служебного трафика;
- необходимость снижения затрат на развертывание сетей нового поколения по сравнению с инвестициями в сети предыдущих поколений;
- переход к концепции «Интернета вещей».

Основные проекты развития технологии 5G: METIS – координатор Ericsson, 5 GIC – координатор CCSR, ISRA – координатор Intel Lab [2].

В процессе разработки 5G особое внимание привлекает технология FBMC [3]. FBMC (Filter Bank Multicarrier) – технология мультиплексирования с множеством несущих с использованием банка фильтров. В данной работе сигнал FBMC был смоделирован в пакете SystemVue 2015.01. В данной версии реализована библиотека по работе с алгоритмами и методами доступа систем 5G [4].

Вместо фильтрации всей полосы, как в случае с OFDM, в FBMC отдельно фильтруется каждая поднесущая [5]. По сравнению с OFDM FBMC предлагает более высокую спектральную эффективность, а также отсутствует необходимость использования циклического префикса. На рис. 1 показан спектр сигнала OFDM и FBMC с различным коэффициентом перекрытия K . Под коэффициентом перекрытия подразумевается отношение длины импульсной характеристики фильтра к периоду символа. Также коэффициент K определяет количество несущих, которые перекрываются во временной области. Как правило, K представляет собой целое число, и в частотной области это количество коэффициентов, которое вводится между отсчетами дискретного быстрого преобразования Фурье. Данный коэффициент определяет ослабление внеполосного излучения.

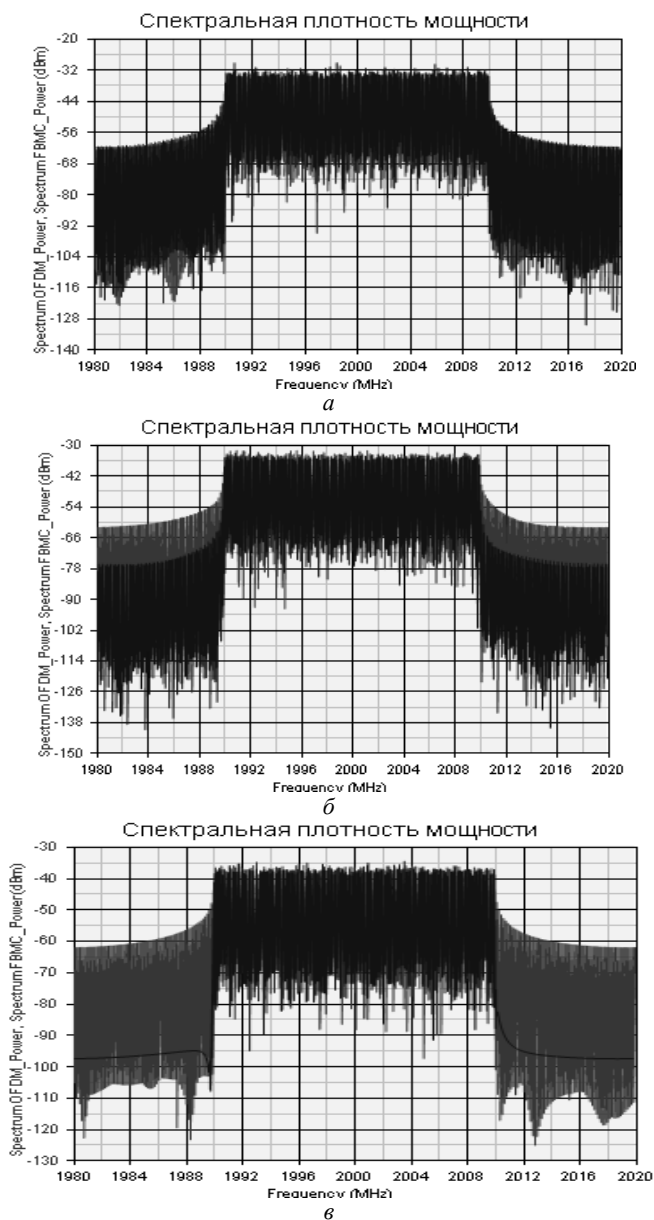


Рис. 1. Спектр сигнала OFDM (серый) и FBMC (черный) при различных коэффициентах перекрытия: *a* – $K = 1$; *б* – $K = 2$; *в* – $K = 4$

Благодаря фильтрации отдельных поднесущих FBMC обладает более гибким управлением спектра. Эта особенность FBMC облегчает совместное использование спектра и позволяет оптимально конфигурировать систему связи. Кроме того, система FBMC более устойчива к эффекту Доплера, а также снижает требования ко временной и частотной синхронизации, которые являются недостатками OFDM.

В данной работе представлен обзор технологии FBMC и показано формирование сигнала FBMC в среде моделирования. В дальнейшем планируется моделирование физического уровня системы, включая формирование кадра, оценку канала, эквалайзирование и расчет вероятности битовых ошибок.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Слюсар В.И.* Неортогональное частотное мультиплексирование (N-OFDM) сигналов // Технологии и средства связи. 2013. № 5. С. 61–65; № 6. С. 60–65.
2. *Слюсар В.* Современные тренды радиорелейной связи. Modern trends of radio relay communication [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.tssonline.ru/articles2/Oborandteh/sovremennyye-trendy-radioreleynoy-svyazi#sthash.TR7SWwsS.dpuf>
3. *5G NOW_D3.1_v1.0.* 5G Waveform Candidate Selection D3.1. Nov. 2013.
4. *PHYDYAS.* FBMC physical layer : a primer. June 2010.
5. *METIS.* Deliverable D2.4. Proposed solutions for new radio access [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.metis2020.com/wp-content/uploads/deliverables/METIS_D2.4_v1.pdf

ОБЗОР МЕТОДОВ ДЕТЕКТИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ НА ПРИЕМЕ В СИСТЕМЕ МИМО

***В.Е. Стоянов, магистрант, Е.В. Рогожников, ассистент, каф. ТОР
г. Томск, ТУСУР, slava4784@gmail.com***

Данная статья посвящена изучению технологии МИМО (multiple input multiple output). Рассмотрены 3 основных метода обработки сигналов на приемной стороне, а именно метод ZF (Zero Forsing), метод минимальной среднеквадратичной ошибки (MMSE – Minimum mean Square Error) и метод максимального правдоподобия (ML – Maximum Likelihood). Был проведен сравнительный анализ зависимостей вероятности битовой ошибки (BER – Bit Error Rate) от отношения сигнал / шум (SNR – Signal-to-noise ratio) данных методов при разных индексах модуляции QAM (Quadrature Amplitude Modulation – квадратурная амплитудная модуляция).

Увеличение пропускной способности стало одной из важных тем на сегодня. Существует несколько вариантов по увеличению пропуск-

ной способности: увеличение ширины полосы канала, использование индекса модуляции более высокого порядка. Первый вариант трудно-реализуем ввиду ограниченности частотного ресурса. Увеличение индекса модуляции ведет к повышению требований к отношению сигнал/шум в системе связи. Но существует еще один из методов увеличения пропускной способности канала. О нем и пойдет речь в данной статье.

MIMO – метод пространственного кодирования сигнала, который позволяет увеличить пропускную способность канала за счет увеличения числа передающих и приемных антенн. Существуют различные виды системы MIMO, такие как SISO, SIMO, MISO [2].

Рассмотрим систему MIMO с M передающими и N приемными антеннами. Свойство MIMO-канала – связывающие n -передающие и n -приемный элемент описывается канальными коэффициентами h_{nm} , образующими канальную матрицу $\mathbf{H}$ размером $M \times N$. Представленная схема показана на рис. 1.

Методы обработки сигналов на приемной стороне. Существует 3 основных алгоритма обработки сигналов на приемной стороне: zero forcing, метод минимальной среднеквадратичной ошибки (MMSE – Minimum mean Square Error), метод максимального правдоподобия (Maximum Likelihood) [1].

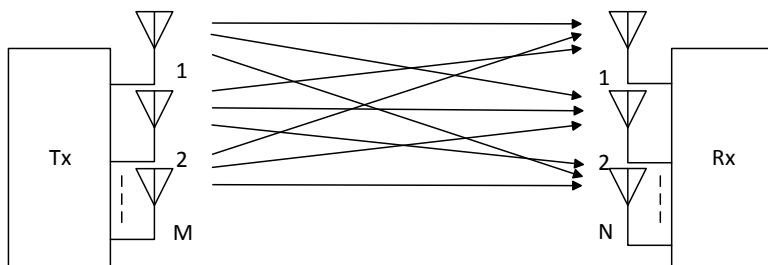


Рис. 1. Система MIMO m -передающими и n -приемными антеннами

Алгоритм Zero Forcing – линейный метод обработки сигнала. В данном примере рассмотрим систему MIMO 2×2 .

Следующий линейный метод, который мы рассмотрим, – метод минимальной среднеквадратичной ошибки (MMSE – Minimum Mean Square Error).

В отличие от алгоритма ZF, который подвержен влиянию шумовой составляющей на оценку переданных сообщений, алгоритм MMSE уменьшает влияние шума оценку переданных сообщений.

Следующий нелинейный метод обработки сигнала – метод максимального правдоподобия (Maximum Likelihood). Алгоритм ML за-

ключается в вычислении минимального евклидового расстояния вектора принятых сигналов y и всеми возможными векторами x , умноженными на канальную матрицу H .

Сравнительный анализ. В этой части статьи сравним 3 метода обработки сигнала MIMO, используя результаты симуляции из статьи [3]. Была сгенерирована случайная бинарная последовательность длиной 10000 бит. Затем, умножив данные символы на канальную матрицу, сформированную случайно, введем АБГШ (аддитивный белый Гауссовский шум). Для более наглядного сравнения этих методов представлена зависимость вероятности битовой ошибки от значения SNR для системы MIMO 2×2 модуляции QPSK.

На графике рис. 2 видно, что при модуляции QAM-4 ML алгоритм обладает меньшей вероятностью битовой ошибки, чем ZF и MMSE на всех значениях SNR. Выигрыш порядка 7–8 дБ при значении вероятности ошибки 0,01.

Для подтверждения наших результатов возьмем результаты симуляции из статьи [4]. Рассмотрена 2×2 MIMO-OFDM система с 64 поднесущими и длиной циклического префикса 16 и с использованием Релевского канала. Результат симуляции приведен на рис. 3.

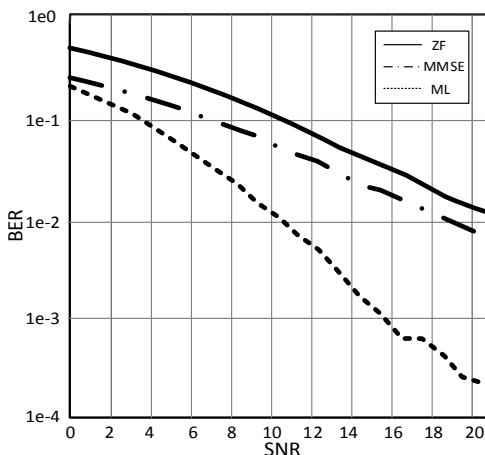


Рис. 2. Сравнение зависимости BER от SNR при разных методах обработки сигнала для QPSK

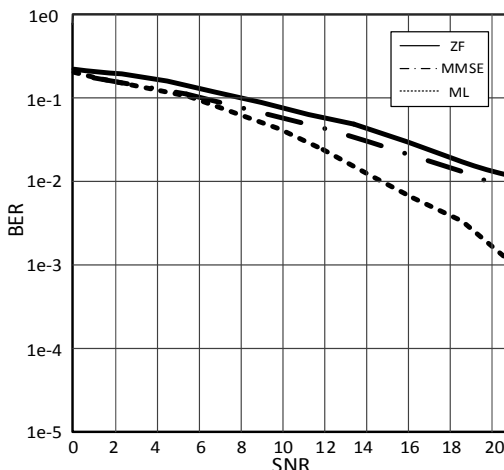


Рис. 3. Зависимость BER от SNR для методов ZF, MMSE, ML для 2×2 MIMO-OFDM с индексом модуляции QAM-4

Из графика на рис. 3 видно, что вероятность битовой ошибки метода ML эффективна примерно начиная со значения SNR, равного 8 дБ. Сравнивая же MMSE с ZF, их вероятности битовой ошибки примерно одни и те же и не превышают разницы в 2, 3 дБ.

Заключение. В данной статье были рассмотрены технология MIMO, а также технологии SISO, SIMO, MISO. Был проведен сравнительный анализ 3 методов обработки сигналов MIMO: ZF, MMSE, ML. И в результате данного анализа было выяснено, что при модуляции QAM-4 существенной эффективностью обработки сигнала на приеме обладает метод ML. Сравнивая метод MMSE и ZF, метод MMSE обладает немного большей эффективностью, чем ZF. Тем не менее, не смотря на преимущество метода ML перед методом MMSE и ZF, он обладает одним существенным недостатком – сложная реализация данного алгоритма в приемопередающих устройствах связи, в то время как реализовать алгоритм ZF в оборудовании наименее трудоемко.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ворошилин Е.П., Рогожников Е.В., Вершинин А.С. и др. Алгоритмы обработки и преобразования сигналов в системе «Мобильный WiMax». Томск: В-Спектр, 2012. С. 90–97.
2. Sinha N.B., Bera R.S., Mitra M.R. Capacity and V-Blast techniques for MIMO Wireless channel // IEEE Microwave Magazine. 2012.
3. Punia K., George M., Babu K.V., Reddy G.R. Signal Detection for Spatially Multiplexed Multi Input Multi Output (MIMO) Systems// International Conference on Communication and Signal Processing. 2014. April 3–5.
4. Trimeche A., Bouhlef A., Sakly A., Mtibaa A. The Particle Swarm Optimization (PSO) for Symbol Detection in MIMO-OFDM System // Laboratory of Electronic and Microelectronic. 2013.

АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ И ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛА НА ОСНОВЕ СТАНДАРТА IEEE 802.16E

А. Таласбай, студент каф. ТОР

г. Томск, ТУСУР, каф. ТОР. talas_92@mail.ru

Технология WiMAX (с англ. Worldwide Interoperability for Microwave Access). Одно из главных достижений данной технологии – это переход от традиционных систем связи к беспроводным сетям, удобство их использования, когда, например, прокладка кабеля невозможна, затруднена или экономически невыгодна. В таких случаях использование беспроводной сети является чуть ли не единственным выходом для обеспечения доступа к глобальным или локальным информационным ресурсам.

Отличительной особенностью технологии является возможность обслуживания клиентов, находящихся постоянно в движении. В данной технологии был рассмотрен метод передачи данных по нисходящему каналу DownLink – канал от базовой станции к абоненту.

Можно отметить, что в настоящее время в некоторых беспроводных технологиях, таких как WiMAX, применяется технология OFDM.

В качестве минимального возможного частотно-временного ресурса в системах WiMAX выступают слоты. Слоты – это совокупность подканалов и их временных интервалов. Размер OFDMA слота имеет прямую зависимость от работы PUSC, FUSC, TUSC-1,2 и др. Направление передачи этих каналов вверх или вниз имеет способ формирования подканалов, которые используют смежные или несмежные поднесущие.

Возможны следующие размеры слотов:

- 1 подканал рассчитан на 1 OFDMA-символ, который используется в режиме FUSC нисходящего канала, несмежных поднесущих;
- 1 подканал, рассчитанный на 2 OFDMA-символа, используется в режиме PUSC в нисходящем канале, несмежных поднесущих;
- 1 подканал, рассчитанный на 3 OFDMA-символа, который используется в режиме PUSC в нисходящем канале, а также в режимах TUSC-1, 2 в восходящем канале, несмежных поднесущих;
- 1 подканал, рассчитанный на 2, 3 или 6 OFDMA-символов, работающих в режиме AMC, смежных поднесущих.

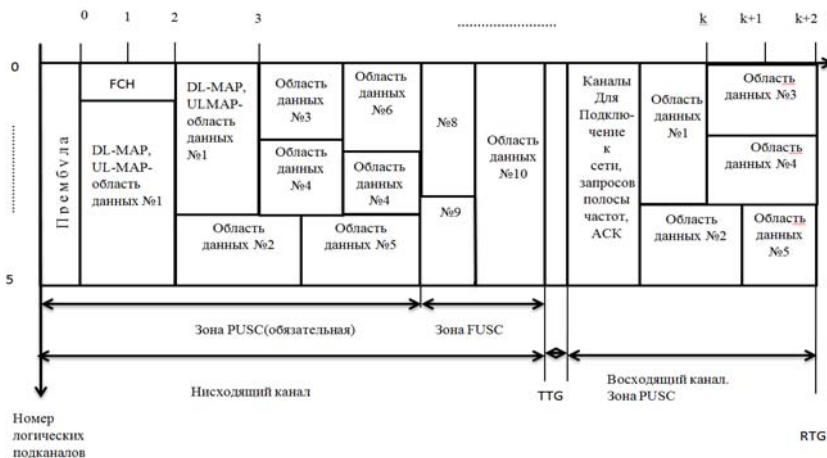


Рис. 1. Структура кадра WiMAX IEEE 802.16e – 2009

Структура кадра OFDMA включает в себя преамбулу. FCH (англ. Forward Error Correction – управление ошибками), который является

заголовком кадра, указывает на местоположение, вид кодирования и модуляции сообщения DownLink – MAP. DL-MAP – это расписание кадра нисходящего канала. UL-MAP – это расписание кадра восходящего канала.

Формирование кадра DownLink на физическом уровне. Процедура формирования кадра DownLink включает в себя рандомизацию, FEC-кодер, блок перестановки бит, блок повторения и модулятор (рис. 2–5).

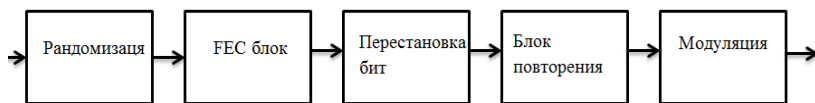


Рис. 2. Процесс канального кодирования для регулярной и повторной передачи кода

Для формирования OFDM-кадра мы выбрали технологию, основанную на базе стандарта WiMAX IEEE 802.16e. Символы размерности $N = 128$ точек содержат в себе центральную несущую с защитным интервалом 43 поднесущих, 22 слева и 21 справа. Остальные поднесущие информационные.

После формирования данных и рандомизации поднесущих подается на FEC-блок, производится кодирование сверточным кодом.

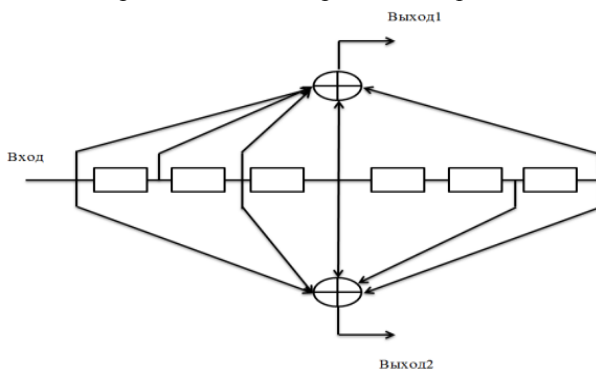


Рис. 3. Схема сверточного кодера для $G1 = 171$ и $G2 = 133$

Сверточный кодер представляет собой вход, регистр сдвига, две исключаящие «или» и два выхода. Скорость кода равна $R1/2$. Порождающие последовательности сверточного кода для первого выхода $G1 = 171$, для второго выхода $G2 = 133$.

После рандомизации и с выхода сверточного кода производят двухэтапные перестановки битов. Первый этап перестановки должен выполняться по формуле

$m_k = (N_{\text{cbps}}/d) * k_{\text{mod}(d)} + \text{floor}(k/d), k = 0, 1, \dots, (N_{\text{cbps}} - 1); d = 16;$
 а второй этап перестановки – производятся по формуле
 $J_k = s * \text{floor}(m_k/s) + (m_k + N_{\text{cbps}} - \text{floor}(d * m_k / N_{\text{cbps}}))_{\text{mod}(s)},$
 $k = 0, 1, \dots, (N_{\text{cbps}} - 1); d = 16.$

После перестановки битов местами дальнейшие действия выполняют блоки повторения и модуляции QPSK (QAM-4), и производится умножение на коэффициент $c=1/\sqrt{2}$, а также выполняется расстановка защитных интервалов 22 поднесущих слева и 21 поднесущих справа.

Сформировав OFDM-символы, необходимо расставить пилоты и произвести рандомизацию пилотов по стандарту IEEE 802.16e 2009.

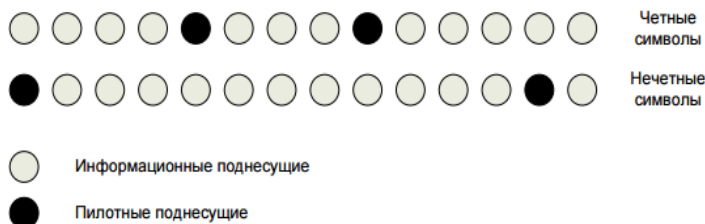


Рис. 4. Структура кластера в зоне PUSC

В нисходящем канале первый OFDM-символ кадра является преамбулой. Поднесущие преамбулы модулируются посредством BPSK модуляции.

Преамбула OFDM-символа состоит из поднесущих, на которые передаются биты ПСП, составляющие защитный интервал, и поднесущих с нулевой амплитудой [3].

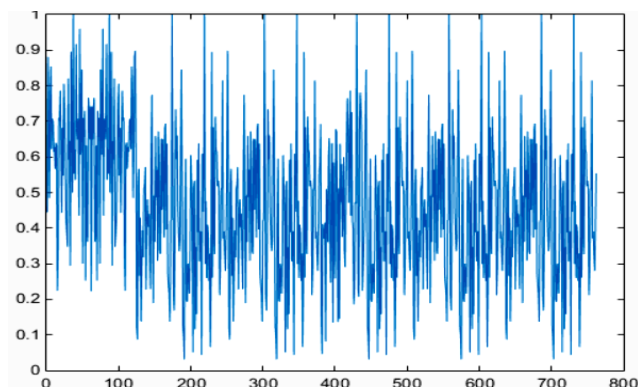


Рис. 5. Кадр OFDM, состоящий из символа преамбулы и десяти информационных символов

ЛИТЕРАТУРА

1. *IEEE Std 802.16TM–2009. IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks. Part 16: Air Interface for Broadband Wireless Access Systems». 29 May, 2009.*
2. *Ворошилин Е.П., Рогожников Е.В., Вершинин А.С. и др. Алгоритмы обработки и преобразования сигналов в системе «Мобильный WiMAX». Томск, 2012.*
3. *Рашич А.В. Сети беспроводного доступа WiMAX. СПб.: Изд-во политехн. ун-та, 2011. 179 с.*

ПОЛНОДУПЛЕКСНАЯ БЕСПРОВОДНАЯ СВЯЗЬ. АНАЛОГОВАЯ КОМПЕНСАЦИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ДВУХКАНАЛЬНОГО ЦАП

**В.А. Воробьев, магистрант,
Е.В. Рогожников, ассистент каф. ТОР, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, vorobyov.valentin@gmail.com**

Существующие системы беспроводной связи используют временной или частотный дуплекс для организации двухсторонней связи. При использовании временного дуплекса передача входящего и исходящего потоков данных осуществляется в разные временные интервалы, при частотном дуплексе передача осуществляется на разных частотах.

Одновременно передавать и принимать данные в одной полосе частот позволяет технология полнодуплексной беспроводной связи. Пример полнодуплексной беспроводной системы связи приведен на рис. 1.

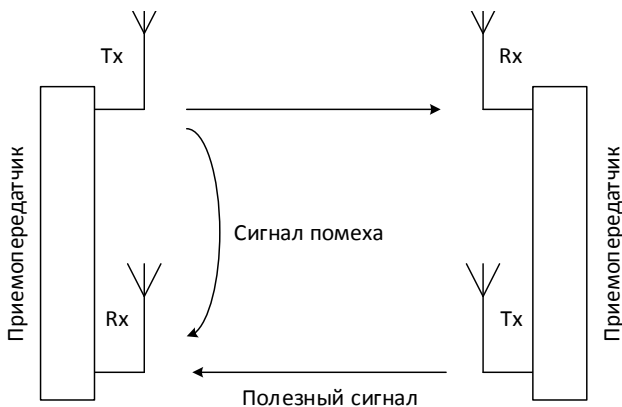


Рис. 1. Полнодуплексная система беспроводной связи

Как показали исследования в [1–4], основной проблемой данных систем является сигнал-помеха, излучаемый собственным передатчиком, так как мощность данного сигнала намного превышает мощность полезного сигнала. Следовательно, необходимо ослабить сигнал-помеху до уровня развязки антенн 80 дБ для корректного приема полезного сигнала. Это достигается при использовании методов аналоговой или цифровой компенсации либо при их совместном применении.

В рамках данной статьи был экспериментально проверен метод аналоговой компенсации с использованием двухканального ЦАП. Блок-схема эксперимента приведена на рис. 2.

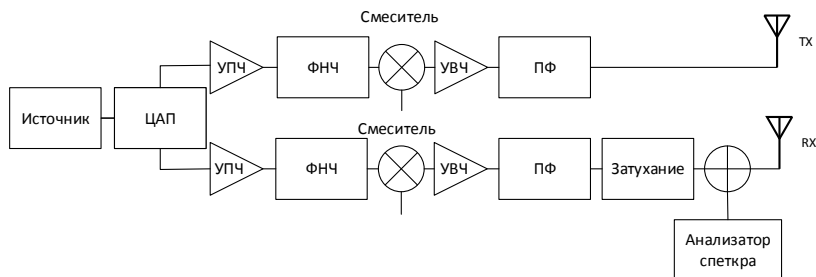


Рис. 2. Блок-схема эксперимента

В ходе эксперимента использовался OFDM-сигнал с размером преобразования Фурье 1000 точек, 200 нулевых поднесущих, 799 поднесущих с данными. Несущая частота 10 МГц, полоса сигнала 10 МГц. Спектр сформированного сигнала приведен на рис. 3.

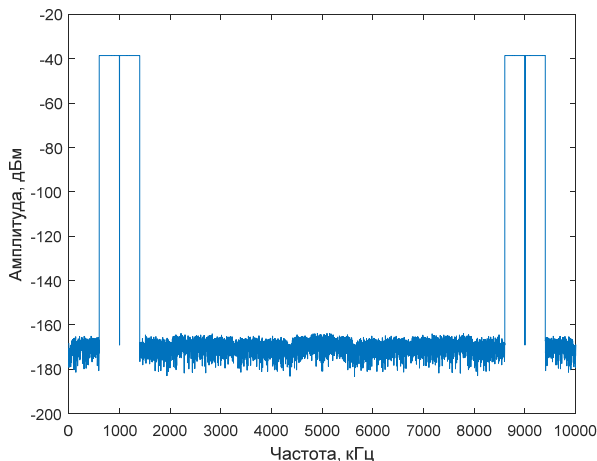


Рис. 3. Спектр сформированного OFDM-сигнала

На рис. 4 и 5 приведены спектры сигналов до компенсации и после.

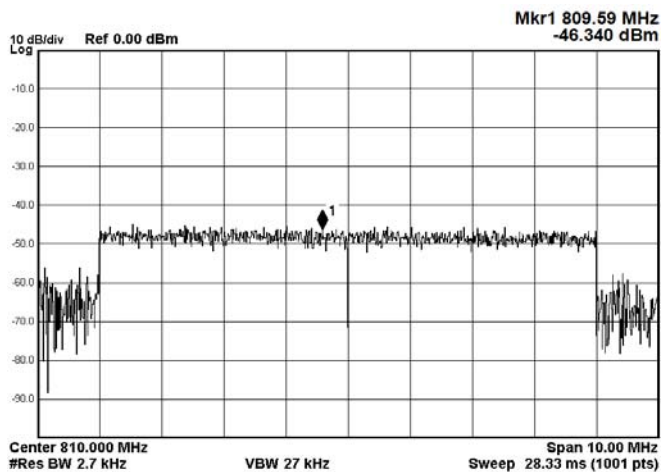


Рис. 4. Спектр сигнала до компенсации

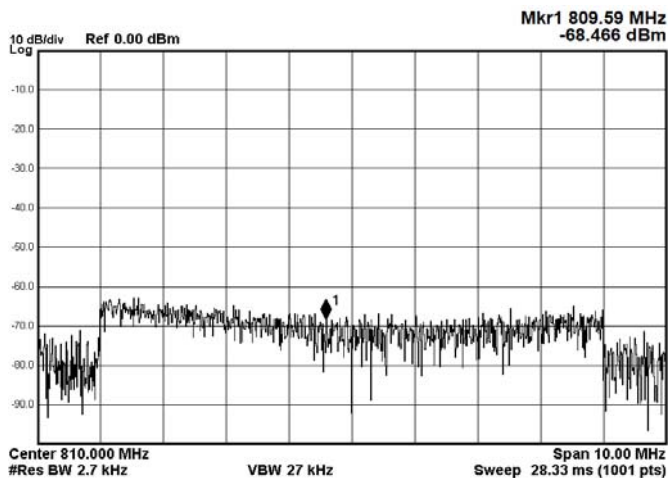


Рис. 5. Спектр сигнала после компенсации

Заключение. Полученные результаты позволяют сделать вывод, что метод аналоговой компенсации с использованием двухканального ЦАП позволяет скомпенсировать сигнал-помеху до 30 дБ в полосе частот 10 МГц. При увеличении несущей частоты добиться заданного уровня компенсации сложнее в связи с повышением требований к настройке элементов компенсирующего тракта.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Melissa Duarte, Chris Dick, Ashutosh Sabharwal.* Experiment-Driven Characterization of Full-Duplex Wireless Systems // IEEE transactions on wireless communications., 2012.
2. *Jain M. et al.* Practical, real-time, full duplex wireless // Proceedings of the 17th annual international conference on Mobile computing and networking. ACM. 2011. С. 301–312.
3. *Duarte M. and Sabharwal A.* Full Duplex wireless communications using off-the-shelf radios: Feasibility and first results // Proc. Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. 2010.
4. *Zhan Z., Villemaud G., and Gorce J.-M.* Design and evaluation of a wide-band Full-Duplex OFDM system based on AASIC // Proc. IEEE 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. 2013.

ОБЗОР GNU RADIO С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМОГО РАДИО

А.Б. Жанбеков, магистрант каф. ТОР

Научный руководитель А.А. Гельцер, доцент каф. ТОР, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, gaa.pochta@gmail.com

GNU Radio – это программное обеспечение для цифровой обработки сигнала, является бесплатной средой с открытым исходным кодом, программным инструментарием, предоставляющим разработчикам программно-определяемых радиосистем «строительные блоки», обеспечивающие основные функции цифровой обработки сигналов. Является кросс-платформенным программным обеспечением. В состав GNU Radio входят блоки обработки сигналов, фильтры, элементы синхронизации, эквалайзеры, демодуляторы, декодеры, вокодеры. Источником (приемником) сигнала могут быть устройства, преобразующие аналоговый сигнал в цифровую форму, такие как RTL-SDR, Funcube Dongle, Hack RF, Blade RF, USRP или файлы записи этих сигналов. Программы, создаваемые средствами GNU Radio, представлены как графы потока управления и могут использоваться с внешними устройствами или для создания программных симуляторов. Для программирования можно использовать визуальную среду GNU Radio Companion или библиотеки на C++ и Python. С помощью утилиты графического проектирования пользователь, знакомый с радиотехникой, но не имеющий навыков программирования, может проектировать функционально сложные SDR, измерительные комплексы, цифровые сигнальные процессоры, цифровые фильтры, WEB-SDR, декодировать сложные сигналы (например, изображения с метеорологических спутников серии NOAA).

GNU Radio можно использовать самостоятельно, без каких-либо аппаратных средств. Имеется несколько блоков, которые могут генерировать данные или читать/писать в файлы в различных форматах, например бинарные или WAV-файлы. Список поставщиков аппаратных средств, которые обеспечивают поддержку GNU Radio для своих продуктов, быстро растет. Оборудование колеблется от очень дорогих систем до очень дешевых приемников. GNU Radio широко используется в государственных, коммерческих и академических средах, форум GNU Radio предоставляет пользователям доступ к разнообразным наборам существующих проектов, ориентированных на исследования беспроводной связи и реализации реальных систем радиосвязи [1].

Немногие люди могли бы построить современный компьютер с нуля, но почти любой человек, знакомый с техникой, может взять материнскую плату, блок питания, корпус и собрать ПК, соответствующий личным требованиям. Это идея GNU Radio и программно-конфигурируемого радио (Software – Defined Radio). Существует большая разница между тем, чтобы использовать готовые SDR устройства, или создавать свои собственные, посредством GNU Radio [2].

Устройства на базе демодулятора Realtek RTL2832U появились на рынке в 2010 г. Данная микросхема предназначена прежде всего для использования в качестве демодулятора сигналов цифрового телевизионного вещания стандарта DVB-T, однако она также имеет режим SDR-приемника (за счет этого входящее в комплект устройств штатное программное обеспечение позволяет демодулировать сигналы аналогового УКВ-радиовещания, а также цифрового радиовещания стандарта DAB). Официальная документация на микросхему отсутствует в открытом доступе, поэтому ее SDR-возможности некоторое время оставались незамеченными. Однако примерно в 2012 г. эта информация широко распространилась через Интернет, и USB-приемники на базе данного демодулятора стали массово использоваться радиолюбителями в качестве простой и дешевой SDR-платформы [3].

Розничная цена устройств RTL-SDR в настоящее время начинается примерно от \$7. Основные характеристики приемника: разрядность АЦП – 8 бит; максимальная частота дискретизации – 3,2 МГц; диапазон частот определяется используемой в конкретном устройстве микросхемой тюнера, в нашем случае это Rafael Micro R820T, диапазон частот от 24 до 1766 МГц. Поскольку устройства относятся к категории потребительской электроники, такие их параметры, как чувствительность, динамический диапазон, стабильность частоты, фазовый шум и т.п., по сравнению с профессиональным оборудованием оставляют желать лучшего – главными достоинствами являются предельно низкая цена, малые габариты и достаточно широкий диапазон частот [4].

Для наглядного представления ниже соберем анализатор спектра с использованием GNU Radio Companion и в качестве приемника используем RTL-SDR 2832U (рис. 1). В библиотеке GNU Radio Companion содержится готовый блок нашего приемника, добавим блок в рабочую область и для отображения спектра добавим соответствующий блок. Остается подключить два блока между собой и запустить программу для отображения графика спектра (рис. 2).

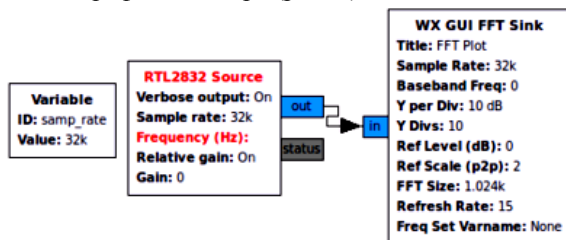


Рис. 1. Анализатор спектра на базе RTL-SDR

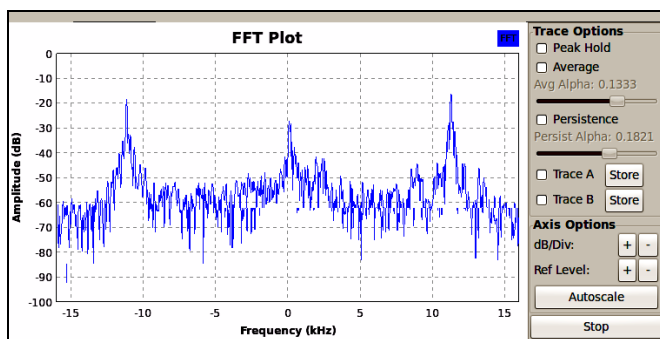


Рис. 2. График спектра

Заключение. В современном мире технологический прогресс развивается очень быстро. GNU Radio дает возможность максимально упростить и ускорить весь процесс цифровой обработки сигнала, а также создавать свои собственные блоки. GNU Radio является открытой, свободной системой. Тысячи разработчиков могут добавлять собственные библиотеки в уже существующую базу библиотек, что расширяет спектр ее использования в различных сферах и с различными устройствами.

ЛИТЕРАТУРА

1. Тематический портал GNU Radio [Электронный ресурс]. URL: <http://gnuradio.ru/2015/10/13/gnu-radio-na-ukv-konferenczii-volga-2015/#cut> (дата обращения: 28.02.2016).

2. *Сообщество фрилансеров в области хакинга* [Электронный ресурс]. URL: <http://hackaday.com/2015/11/11/getting-started-with-gnu-radio/> (дата обращения: 01.03.2016).

3. Cass S. A \$40 Software-Defined Radio // IEEE Spectrum. July 2013. Vol. 50, № 7. PP. 22–23.

4. *Калифорнийский институт в Беркли* [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://inst.eecs.berkeley.edu/~ee123/sp14/rtl_sdr.html (дата обращения: 03.03.2016).

ПЕРСПЕКТИВЫ ПРИМЕНЕНИЯ МОДУЛЯЦИИ OFDM/OQAM В СИСТЕМАХ СВЯЗИ

Т.Е. Жукембаева, студентка, Р.Р. Абенов, аспирант, каф. ТОР

Научный руководитель А.Я. Демидов, зав. каф. ТОР, к.ф.-м.н.

г. Томск, ТУСУР, Togzhankz92@mail.ru

В настоящее время используется мобильная сеть четвертого поколения (4G), характеризующаяся высокой скоростью передачи данных. Несмотря на то что большинство мобильных операторов выбирают технологию LTE (Long Term Evolution– англ. «долгосрочное развитие»), стандарт не соответствует техническим требованиям. Однако появившийся недавно стандарт «LTE-Advanced» официально удовлетворяет требованиям Международного союза электросвязи для 4G.

К основным технологиям радиодоступа в стандарте LTE относят SC-FDMA (Single-carrier frequency-division multiple access) в восходящем и OFDMA (Orthogonal frequency-division multiple access) в нисходящем канале, которые обеспечивают хорошую гибкость распределения и масштабируемость радиоресурсов для обмена информацией с разной полосой пропускания. LTE поддерживает такие виды модуляции, как BPSK (двоичная фазовая манипуляция), QPSK (четырехпозиционная фазовая модуляция), QAM16 (квадратурная амплитудная модуляция) и QAM64 [1]. Стандарт 5G все еще находится в процессе разработки.

Научные организации и сообщества в области технологий совместно работают над проектом по построению мобильной сети будущего пятого поколения. Основные участники разработки стандарта – это METIS, 5G UK, Stanford CIS, 5G Forum, US SWARN, 5G PPP, NYU Wireless, MOST 863, WIN LAB, IMT-2020 [2].

Целью исследовательских работ в области 5G является поиск новых методов множественного доступа, которые способны устранить проблемы, выделяя нескольким пользователям один и тот же ресурс. Предлагаемые методы пока еще не классифицированы, однако активно проводятся исследования в данной области.

На данный момент в большинстве беспроводных коммуникационных систем используется QAM-модуляция. Несмотря на преимущества, у нее есть свои недостатки. Одна из них – это высокий пик-фактор, его можно устранить с помощью offset QAM (OQAM)-модуляции. При одновременной смене символов в обоих каналах модулятора (с 10 на 01, или с 00 на 11) в сигнале QAM происходит скачок фазы на 180° . Из-за таких скачков фазы возрастает значение пик-фактора. В результате при прохождении сигнала через узкополосный фильтр амплитудная огибающая проходит через нуль. Такие изменения сигнала нежелательны, поскольку приводят к увеличению энергии боковых полос и помех в канале связи. Формирование сигнала OQAM происходит, как при обычной квадратурной амплитудной модуляции за исключением того, что манипуляционные элементы информационной последовательности $x(t)$ и $y(t)$ смещены во времени на длительность одного элемента. Изменение фазы при таком смещении модулирующих потоков определяется лишь одним элементом последовательности, а не двумя, как при обычном QAM. В результате скачки фазы на 180° отсутствуют, так как каждый элемент последовательности, поступающий на вход модулятора синфазного или квадратурного канала, может вызвать изменение фазы на 0° , $+90^\circ$ или -90° .

При формировании сигнала OQAM-символы QAM (c_{mn}) разделяются на две комплексные составляющие: вещественную часть $\text{Re}\{c_{mn}\} = a_{mn}$ и мнимую $\text{Im}\{c_{mn}\} = b_{mn}$. Вещественная и мнимая части не передаются одновременно, то есть мнимая часть сдвигается во времени на величину $T/2$ относительно вещественной. Формирование сигнала OQAM при разложении c_{mn} на комплексные составляющие может быть представлено выражением

$$s(t) = \sum_n \sum_{m=0}^{N_u-1} d_{m,n} j^{m+n} e^{j2\pi\Delta f t} \mathfrak{I}(t - n\tau_0) = \sum_n \sum_{m=0}^{N_u-1} d_{m,n} \mathfrak{I}_{m,n}(t), \quad \tau_0 = \frac{T}{2},$$

где $d_{m,n} = a_{m,n}$ или $b_{m,n}$ в зависимости от значения n ; j^{m+n} определяет тип слагаемого: действительное (если $m+n$ четное) или мнимое (если $m+n$ нечетное); $\mathfrak{I}_{m,n}(t)$ – фильтрующая функция IOTA (Isotropic Orthogonal Transfer Algorithm), обеспечивающая ортогональность поднесущих.

Для функции $\mathfrak{I}_{m,n}(t)$ справедливо выражение

$$\text{Re} \left\{ \int_R \mathfrak{I}_{m,n}(t) \times \mathfrak{I}_{m',n'}^*(t) dt \right\} = \delta_{m,m'} \times \delta_{n,n'}.$$

Созвездие OQAM представлено на рис. 1 при отношении сигнал/шум 12 дБ.

Преимущества OQAM:

- возможность увеличения пропускной способности за счет сокращения либо отсутствия защитного интервала;
- сохранение высокой скорости передачи для быстро движущегося объекта.

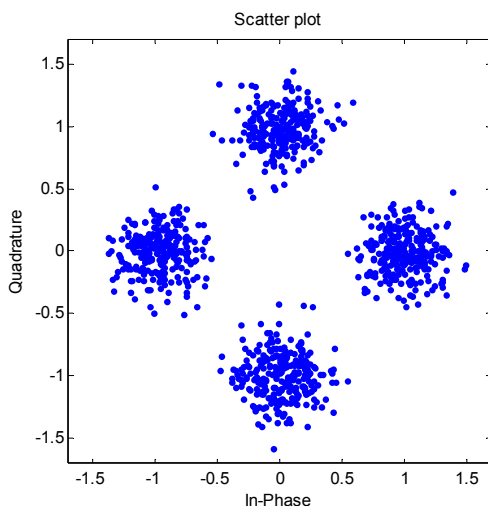


Рис. 1. Созвездие OQAM

Основным недостатком применения этой технологии является сложный эквалайзинг. Приём таких сигналов усложняется из-за наличия математических операций, требующих больших вычислительных затрат [3].

Применение OQAM в проекте стандарта IS-136 HS TDMA позволит снизить требования к линейности выходных каскадов передатчика, так как модуляция имеет повышенную спектральную эффективность, характеризуется меньшим диапазоном изменения огибающей, т.е. позволит избежать скачков фазы на 180° и устранить большой пик-фактор по сравнению с обычной QAM. Также применение модуляции в стандарте IMT-2000 TDMA обеспечит более гибкое распределение временных интервалов и нужную скорость передачи в канале. OQAM является перспективной модуляцией для сетей цифрового эфирного телерадиовещания стандарта DVB-T. Вследствие того, что созвездие OQAM можно повернуть на определенный угол, каждая точка приобретает разные координаты, которые не повторяются остальными. Если одна из них будет потеряна из-за интерференции, то информация сохранится о другой координате, что позволит восстановить передаваемый символ. Модуляцию OQAM предлагается использовать в разрабатываемой технологии FBMC, которая может войти в стандарт 5G (рис. 1).

ЛИТЕРАТУРА

1. Тихвинский В.О., Терентьев С.В. От GERAN/UTRAN к LTE. Перспективы развития и эволюция технологий радиointерфейса // Т-Comm-Телекоммуникации и транспорт. 2007. № 7, 8.
2. Алексей Б. Кто разрабатывает 5G и не пора ли и России начать более активно участвовать в этом процессе? // Персональный блог Алексея Бойко. URL: <http://abloud.blogspot.ru/2014/07/5g.html> (2016. 10 марта).
3. Минаев И.Г. OFDM. Ч. 3 // Omoled.ru. URL: <http://omoled.ru/publications/view/39> (2016. 5 марта).

ПРИМЕНЕНИЕ ЗОНДИРУЮЩЕГО ОПОРНОГО СИГНАЛА ДЛЯ ЭКВАЛАЙЗИРОВАНИЯ В СИСТЕМЕ LTE

Д. Жунисбеков, магистрант каф. TOP

Научный руководитель Я.В. Крюков, аспирант каф. TOP

г. Томск, ТУСУР, dias-scorpio@mail.ru

Система беспроводной широкополосной связи LTE основана на технологии множественного доступа с ортогональным частотным разделением каналов для нисходящего потока данных и технологии множественного доступа с частотным разделением каналов с одной несущей для восходящего потока данных [1].

В восходящем канале передачи данных системы LTE предусмотрены зондирующие опорные сигналы (SRS – sounding reference signal), по которым можно оценить канал распространения радиоволн и в дальнейшем эквалайзировать канал с данными. Задачей эквалайзера является точное выравнивание спектра OFDM-символа по принятым опорным сигналам (RS-reference signal). Приемнику заблаговременно известен вид RS и его местоположение в ресурсной сетке, поэтому приемник без труда выделяет RS из спектра OFDM-символа. Далее, для того чтобы определить воздействия канала на сигнал, необходимо установить различие между принятым и отправленным RS. В данной статье приведены результаты оценки канала передачи с частотно-селективными замираниями и АБГШ, с помощью зондированного опорного сигнала [2], а также эквалайзирование канала с данными по опорному сигналу.

Системная модель. Организована передача QPSK-модулированных информационных битов и опорного сигнала через канал с частотно-селективными замираниями и АБГШ (H& AWGN). Для правильного приема данных и корректной демодуляции необходимо проделать следующее:

1. Выделение RS, оценка канала [3]:

В приемнике генерируется подобный опорный сигнал, как и в передатчике с заранее известным расположением в ресурсной сетке. Для оценки канала и выделения RS нужно провести следующую операцию:

$$RS_H = D_S \times RS_{COMPL},$$

RS_H – вектор отсчетов АЧХ канала передачи; D_S – вектор отсчетов принятого сигнала в частотной области; RS_{COMPL} – вектор комплексно-сопряженных отсчетов опорного сигнала.

2. Эквалайзирование канала:

$$S_{EQ} = D_S / RS,$$

S_{EQ} – вектор эквалайзированных отсчетов сигнала в частотной области; RS – вектор отсчетов передаточной характеристики канала. Структура модели SC-FDMA (рис. 1), в рамках которой проведено эквалайзирование канала, представлена ниже.

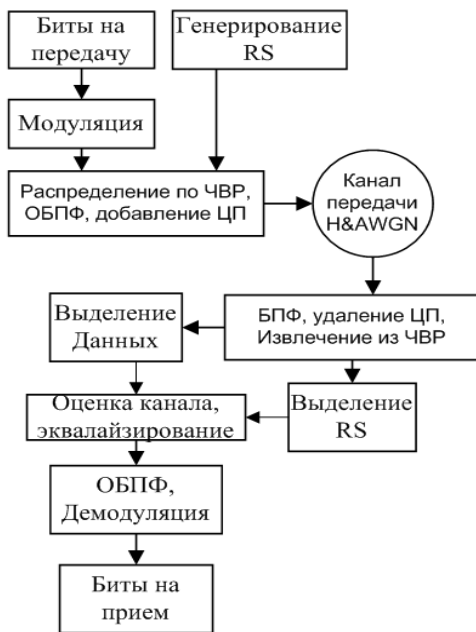


Рис. 1. Структура модели SC-FDMA передатчика/приемника

В работе использованы модели каналов, рекомендованные документом [4] для тестирования аппаратуры системы LTE.

- EPA – Extended Pedestrian A model – модель «Пешеход».
- EVA – Extended Vehicular A model – модель «Автомобиль».
- ETU – Extended Typical Urban model – модель «Город».

Моделирование проводилось в среде Matlab. Для этого была выбрана следующая конфигурация сети [5]:

- 1) полоса частот – 5 МГц;
- 2) количество активных поднесущих – 300;
- 3) количество поднесущих с данными – 72;
- 4) количество опорных поднесущих – 72;
- 5) циклический префикс – 36 отсчета;
- 6) модуляция – QPSK;
- 7) размер БПФ – 512.

Результаты моделирования. Результатом моделирования является зависимость вероятности битовой ошибки (BER – Bit Error Rate) от отношения сигнал/шум (SNR – Signal Noise Ratio) для канала передачи данных без эквалайзирования и с эквалайзированием. Для расчета каждой вероятности используется выборка из 1000000 бит. Отношение сигнал/шум равно от 1 до 20 дБ и шаг SNR равен 1 дБ.

Как видно из рис. 2, каналы передачи оказывают большое влияние на сигнал. Заметно, что корректная демодуляция данных в моделях каналов EVA и ETU невозможна, поэтому было использовано эквалайзирование каналов (рис. 3).

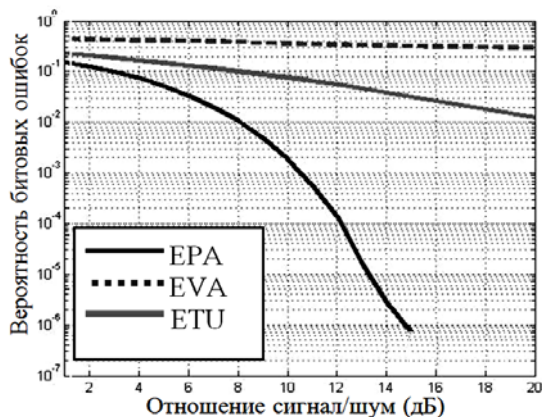


Рис. 2. Вероятность битовой ошибки в зависимости от SNR без эквалайзирования

Также было выявлено, что для наиболее качественного эквалайзирования канала EVA и корректной демодуляции данных необходимо, чтобы отношение сигнал/шум было не менее 29 дБ, тогда для канала EPA минимальное значение SNR должно быть равным 13 дБ, а для канала ETU это значение было равно 14 дБ.

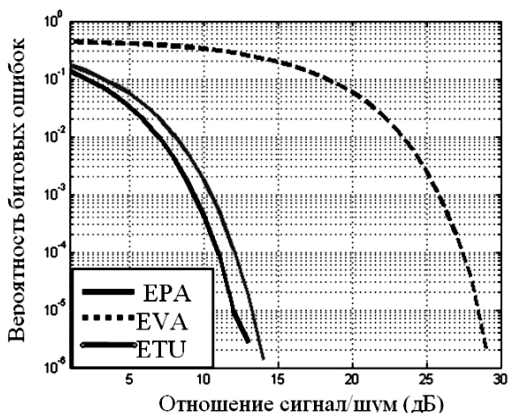


Рис. 3. Вероятность битовой ошибки в зависимости от SNR с эквалайзированием

Заключение. Результат моделирования показал, что без процедуры эквалайзирования в 2 моделях многолучевого канала корректная демодуляция данных практически невозможна. Для правильной демодуляции данных требуется применение эквалайзирования с помощью зондирующего опорного сигнала в системе LTE.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Технология сотовой связи LTE* [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.lastmile.su/files/article_pdf/2/article_2062_159.pdf
2. *Sounding reference signal procedure* [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://howltestuffworks.blogspot.ru/2014/07/sounding-reference-signal-procedure.html>
3. Крюков Я.В., Ушарова Д.Н., Вершинин А.С. Эквалайзирование канала данных системы LTE с частотно-селективными замираниями и аддитивным гауссовым шумом // Молодой ученый. 2015. №10. С. 244–247.
4. *3GPP TS 36.104*, version 9.4.0, Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA), Base station (BS) radio transmission and reception, 2010.
5. *3GPP TS 36.211*, version 9.1.0, 3rd Generation Partnership Project, Technical Specification Group Radio Access Network, Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA), Physical Channels and Modulation, 2010.

ПОДСЕКЦИЯ 1.6

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

*Председатель – Шурыгин Ю.А., первый проректор,
зав. каф. КСУП, проф., д.т.н.
зам. председателя – Черкашин М.В., доцент каф. КСУП, к.т.н.*

ПРОГРАММА ПОСТРОЕНИЯ МОДЕЛЕЙ ПАССИВНЫХ КОМПОНЕНТОВ СВЧ МИС

*С.А. Черных, студент каф. ЭСАУ, А.Е. Горяинов, м.н.с. каф. КСУП
г. Томск, ТУСУР, sergeichernykh95@gmail.com
Проект ГПО КСУП-1305 «Программа анализа
и обработки СВЧ-измерений»*

В настоящее время одним из важнейших направлений радиоэлектроники является разработка и производство СВЧ-монолитных интегральных схем (МИС). При этом на этапе проектирования успех во многом зависит от качества моделей элементов, которыми пользуется проектировщик. Проблема создания точных и быстродействующих моделей остается актуальной и по сей день. В данной работе как одно из решений данной проблемы будет рассматриваться программа экстракции моделей пассивных компонентов СВЧ МИС PassiveExtraction, разрабатываемая на базе Indesys – SDK.

Существует множество подходов к решению задачи построения моделей. Наиболее распространенным при разработке СВЧ-устройств является метод построения моделей компонентов в виде эквивалентных схем (ЭС). Данный метод отличается быстродействием, точностью и возможностью экстраполяции характеристик в тех случаях, когда данные измерений СВЧ-компонента для построения модели находятся в ограниченном частотном диапазоне [1]. Построение ЭС-модели состоит из двух этапов: определение структуры ЭС, т.е. в случае пассивного компонента способ включения RLC -элементов и определение значений элементов выбранной структуры. Проблема состоит в корректном определении структуры ЭС. Есть два основных подхода для решения этой проблемы. Первый заключается в структурном синтезе ЭС по известным электрическим характеристикам СВЧ-компонента с помощью генетических алгоритмов, нейронных сетей и т.п.

Второй подход представляет эвристический выбор структуры ЭС на основании данных литературы и опыта разработчика. В 90% случаев структура ЭС представляет собой либо П-образное, либо Т-образное звено (рис. 1). На месте конкретных звеньев в данных структурах могут располагаться конденсаторы, резисторы, катушки индуктивности, последовательные RC - и RL -звенья, параллельные RC - и RL -звенья и их комбинации.

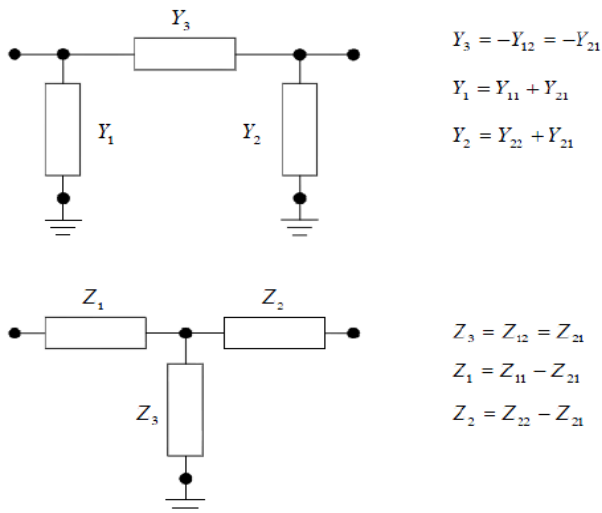


Рис. 1. Представление ЭС в виде П- и Т-звена

Разрабатываемая программа реализует методику автоматизированного определения структуры ЭС моделей пассивных СВЧ-компонентов на основе аналитических методик экстракции [2]. Общая структура ЭС представляет собой П- либо Т-звено. В качестве конкретных звеньев выбирается наиболее оптимальное звено из заранее заложенного списка звеньев с помощью автоматизированного алгоритма. На данный момент в программе реализована экстракция в виде П-структуры, а в качестве конкретных звеньев реализованы простейшие двухполюсные звенья, представленные в таблице.

Значения элементов каждого звена рассчитываются с помощью аналитической методики [3] путем обратного пересчета номиналов по Z - и Y -параметрам из формул, представленных в таблице.

Автоматизированный алгоритм определения структуры ЭС следующий:

1. Получение S -параметров СВЧ-компонента.
2. Расчет Y -параметров каждого отдельного звена П-структуры.

3. Проведение экстракции всех простейших звеньев из списка на каждой частотной точке по аналитической методике.

4. Выбор оптимальных значений элементов для каждого звена из списка значений, рассчитанных для каждой частоты, путем расчета моды.

5. Моделирование Y -параметров звеньев с оптимальными значениями элементов на всем диапазоне частот.

6. Расчет среднеквадратичной ошибки (СКО) между исходными параметрами и рассчитанными параметрами каждого звена.

7. Выбор звена с наименьшим значением СКО.

8. Повтор п. 3–7 для каждого звена П-структуры.

9. Расчет и оценка СКО между исходными измерениями и S -параметрами сгенерированной модели.

Простейшие звенья и формулы расчета параметров

Тип звена	Расчет Z -параметров	Расчет Y -параметров
R -звено	$Z(f) = R$	$Y(f) = 1/R$
C -звено	$Z(f) = -j/\omega C$	$Y(f) = j\omega C$
L -звено	$Z(f) = j\omega L$	$Y(f) = -j/\omega L$
Последовательное RC -звено	$Z(f) = (1 + j\omega RC)/j\omega C$	$Y(f) = j\omega C/(1 + j\omega RC)$
Последовательное RL -звено	$Z(f) = R + j\omega L$	$Y(f) = 1/(R + j\omega L)$
Параллельное RC -звено	$Z(f) = R/(1 + j\omega RC)$	$Y(f) = 1/R + j\omega C$
Параллельное RL -звено	$Z(f) = j\omega RL/(R + j\omega L)$	$Y(f) = (R + j\omega L)/(j\omega RL)$
Последовательное RL -звено с параллельно включенным конденсатором	$Z(f) = (R + j\omega L)/(1 + (j\omega C) \times (R + j\omega L))$	$Y(f) = (1 + (j\omega C) \times (R + j\omega L))/(R + j\omega L)$

Данный алгоритм позволяет определить оптимальные структуру и значения элементов с наименьшим значением ошибки.

Методика, реализуемая в программе PassiveExtraction, обладает быстродействием в сравнении со структурно-параметрическими методиками и позволяет автоматически определить ЭС модели с минимальным участием разработчика модели.

Разрабатываемая программа была протестирована на идеализированных исходных данных, сгенерированных в САПР AWR Microwave Office, и показала хорошие результаты как в точности полученных моделей, так и в быстродействии выполнения.

На данный момент разработана логика программы и протестирована на идеальных элементах. В дальнейшем предстоит создание реальной модели пассивного СВЧ-компонента и разработка пользовательского интерфейса.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Добуш И.М.* Построение моделей пассивных элементов и автоматизированное проектирование СВЧ-монолитных усилителей с учетом влияния температуры: дис. ... канд. техн. наук / ТУСУР. Томск, 2012. 199 с.
2. *Черных С.А.* Алгоритм автоматизированного определения структуры модели в виде эквивалентных схем пассивных СВЧ-компонентов на основе аналитических методик экстракции / С.А. Черных, А.Е. Горяинов // Актуальные научные исследования в современном мире: матер. VII Междунар. науч.-практ. инт.-конф., 24–25 ноября 2015 г., Переяславль-Хмельницкий: сб. науч. тр. Переяслав-Хмельницкий, 2015. Вып. 7, ч. 2. С. 6–8.
3. *Бабак Л.И.* Аналитическая методика экстракции эквивалентных схем пассивных и активных компонентов СВЧ-устройств / Л.И. Бабак, И.М. Добуш, М.В. Черкашин. Томск, 2000.

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ РАССЕЯНИЯ ЦИФРОВОГО АТТЕНУАТОРА.

КЛИЕНТСКОЕ ПРИЛОЖЕНИЕ

*Д.В. Гарайс, м.н.с., А.А. Калентьев, м.н.с., А.С. Сальников, с.н.с.,
И.М. Добуш, с.н.с., А.Е. Горяинов, м.н.с., Ф.И. Шеерман, зав. ЛИКС
г. Томск, ТУСУР, ЛИКС, dvgarays@gmail.com*

В статье [1] дано краткое описание назначения цифровых аттенуаторов (ЦАТТ) и показаны проблемы их измерения и тестирования. В статье предлагалось разработать программно-аппаратный комплекс, в котором будет клиентское приложение, которое будет связываться с микроконтроллером Arduino [2] по СОМ-порту, а микроконтроллер будет управлять подачей сигнала на цифровые входы драйвера ЦАТТ. В данной статье будет описана разработка клиентской части комплекса.

Требования к приложению. Клиентское приложение должно обеспечивать удобное взаимодействие с ЦАТТ. Были разработаны следующие требования:

- 1) управление подачей питания на ЦАТТ;
- 2) обеспечение трех режимов работы с ЦАТТ через драйвер:
 - параллельный без фиксации;
 - параллельный с фиксацией;
 - последовательное управление через интерфейс SPI.
- 3) обеспечение параллельного непосредственного управления ЦАТТ (без драйвера);
- 4) установка необходимого значения ослабления.

Требуемые режимы управления ЦАТТ отличаются начальными состояниями цифровых входов драйвера (таблица).

Начальные состояния цифровых входов драйвера при различных схемах управления

Режим управления	Вход SER PAR	Вход LE	Вход RESET
Параллельный без фиксации	0	1	1
Параллельный с фиксацией	0	0	1
Последовательное управление	1	0	1

Отличие режима управления с фиксацией от остальных заключается в том, что подаваемое значение ослабления заносится в память драйвера и подается на ЦАТТ только после того, как на вход LE будет подан импульс (то есть значение изменится на 1, а затем опять на 0).

Разработанное приложение. В соответствии с поставленными требованиями был разработан макет пользовательского интерфейса, представленный на рис. 1.

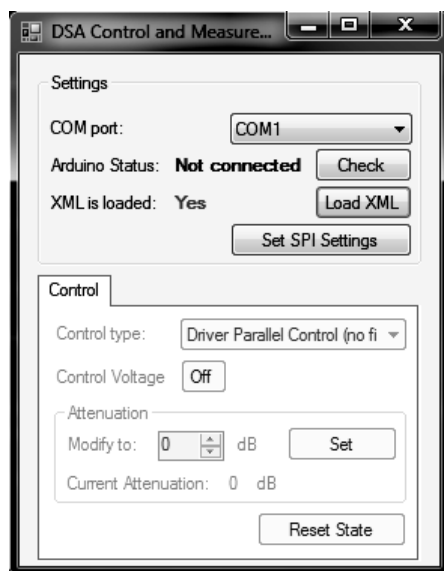


Рис. 1. Макет пользовательского интерфейса

Можно выделить 3 уровня разработанного приложения (рис. 2). Первый уровень – пользовательский интерфейс. Второй уровень реализован в классе AttenuatorControl. Данный класс представляет собой абстракцию, описывающую поведение аттенюатора – его режим работы, текущее ослабление, команды включения и выключения и т.д. И третий уровень, реализованный в классе ArduinoWorker, абстрагирует уровень работы с микроконтроллером Arduino.

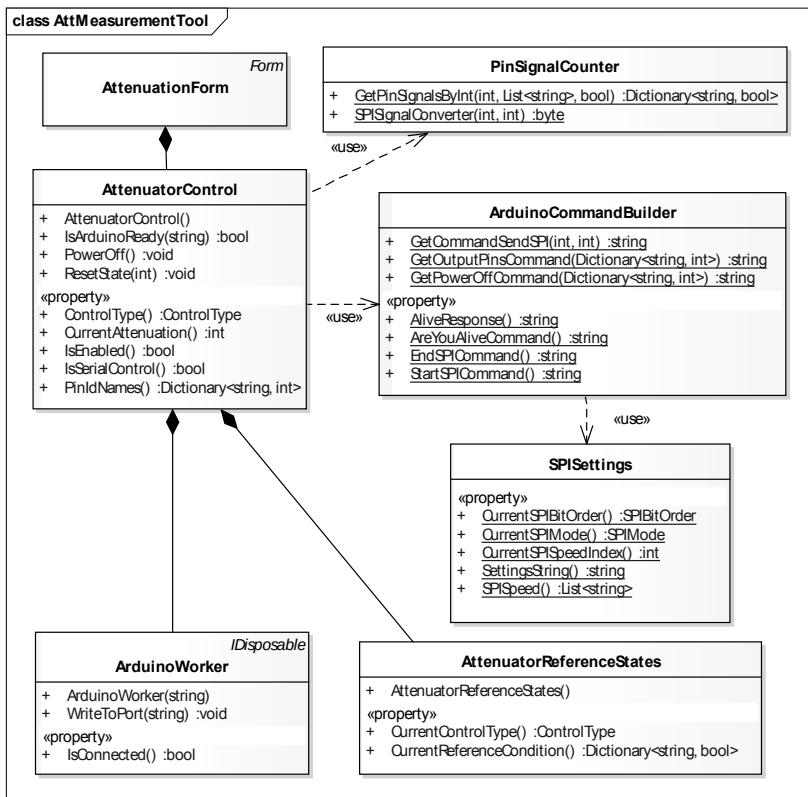


Рис. 2. UML-диаграмма клиентской программы для автоматизации измерения ЦАТТ

Также можно выделить класс `ArduinoCommandBuilder`, который необходим, чтобы формировать корректные команды для микроконтроллера.

Взаимодействие ПК с микроконтроллером реализовано через COM-порт. Для передачи сообщений микроконтроллеру используется следующая команда:

```
_currentArduinoSerialPort.WriteLine («message»);
```

Заключение. В данной статье представлена клиентская часть программно-аппаратного комплекса для автоматизации измерений ЦАТТ. Программа соответствует поставленным требованиям, но обладает некоторыми недостатками: нет автоматического поиска и подключения к микроконтроллеру (сейчас необходимо явно указать порт и затем подключаться), нет периодической проверки подключения к микро-

контроллеру (на случай, если микроконтроллер был включен, но затем соединение было потеряно) и др. Данные недостатки будут устранены в следующих версиях программы.

Работа выполнялась при поддержке прикладных научных исследований Министерством образования и науки Российской Федерации. Уникальный идентификатор ПНИЭР RFMEFI57715X0179.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Гарайс Д.В.* Автоматизированное измерение параметров цифрового аттенюатора / Д.В. Гарайс, А.А. Калентьев, А.С. Сальников и др. // Научная сессия ТУСУР–2016. Наст. сборник.

2. *Arduino MEGA 2560* // Официальный сайт Arduino [Электронный ресурс]. URL: <https://www.arduino.cc/en/Main/ArduinoBoardMega2560> (дата обращения: 25.03.2016).

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ РАССЕЯНИЯ ЦИФРОВОГО АТТЕНЮАТОРА. ПРОГРАММА ДЛЯ МИКРОКОНТРОЛЛЕРА

*Д.В. Гарайс, м.н.с., А.А. Калентьев, м.н.с., А.С. Сальников, с.н.с.,
И.М. Добуш, с.н.с., А.Е. Горяинов, м.н.с., Ф.И. Шеерман, зав. ЛИКС
г. Томск, ТУСУР, ЛИКС, dvgarays@gmail.com*

В настоящей статье представлена разработка программы для микроконтроллера Arduino.

Требования к приложению. Задачей микроконтроллера является получение текстовых команд от клиентской программы и подача на пряжения на цифровые входы драйвер ЦАТТ в зависимости от поданных команд.

Для написания программы для микроконтроллера использовался плагин для Microsoft Visual Studio 2013 VisualMicro.

Управление микроконтроллером. Для управления микроконтроллером был разработан следующий набор команд:

- *AreYouAlive?* – команда, необходимая для проверки подключения к ПК, после приема этой команды микроконтроллер пишет в СОМ-порт ответ – «Yes». При получении ответа клиентская программа продолжает работу, если же ответа нет в течение 10 с, значит, микроконтроллер отключен;

- *SetOutPins pinId1 pinId2 ... pinIdN* – команда переключает цифровые пины (порты ввода/вывода) переданные в качестве параметров в состояние OUTPUT (выходное);

- *SetSignalValues pinId1 pinState1 pinId2 pinState2 ... pinIdN pinStateN* – команда переводит определенные пины (переданные в па-

параметры *pinId*) в состояние, соответствующее параметру *pinState*. Параметры *pinState* могут принимать значения 0 и 1, параметры *pinId* в зависимости от количества пинов на микроконтроллере (54 для микроконтроллера Arduino Mega 2560);

- *BeginSPI freqDiv spiMode startBit* – команда инициализирует интерфейс SPI переданными параметрами. Параметр *freqDiv* определяет делитель частоты процессора микроконтроллера, это будет определять скорость передачи данных по интерфейсу SPI, например частота Arduino 16 МГц, тогда при делителе 4 скорость передачи данных будет 4 МГц; *spiMode* – режим передачи интерфейса SPI, определяется стандартом [3]; *startBit* – определяет порядок следования битов, старший бит будет передан первым или младший [4];

- *SendSPI data* – команда для передачи полученных данных по интерфейсу SPI;

- *EndSPI* – команда отключает передачу данных по SPI.

Для удобства разбора команд все они должны оканчиваться терминальным символом «!». Как только синтаксический анализатор входных данных встречает терминальный символ, он передает команду на выполнение.

Написание программ для Arduino. Программы для Arduino разрабатываются на специальном языке программирования – он основан на C/C++ и позволяет использовать любые его функции. Однако как такового языка Arduino не существует – программа преобразуется (с некоторыми изменениями) в программу на C++, а затем компилируется компилятором AVR-GCC.

В каждой программе для Arduino обязательно должны присутствовать 2 функции: *setup()* и *loop()*. Первая вызывается один раз, при подаче питания на микроконтроллер или сбросе микроконтроллера. В этой функции делается настройка пинов и инициализация COM-порта. Функция *loop* в бесконечном цикле выполняет описанные в ней команды.

При разработке программы для микроконтроллера важной задачей был разбор параметров команд. Все параметры между собой разделялись пробелом. Для этого использовалась стандартная функция библиотеки Arduino *strtok*:

```
char* parameter = strtok(data, « »);
```

В данном случае *data* – параметры пришедшей команды, второй параметр функции – это разделительный символ, по которому разбивается строка. Обработка строки параметров неопределенной длины выполняется в цикле следующим образом:

```
while (parameter != 0)
{
```

```

/*
 * последовательность команд
 */
parameter = strtok(0, « »); //извлекаем следующий параметр
}

```

Заключение. В данной статье представлена разработка программы для контроллера Arduino Mega 2560 для управления драйвером ЦАТТ. Программа основана на системе команд, получаемых от клиентского приложения. Также представлена краткая информация о структуре программы для Arduino и способ разбора параметров прошедших команд.

Работа выполнялась при поддержке прикладных научных исследований Министерством образования и науки Российской Федерации. Уникальный идентификатор ПНИЭР RFMEFI57715X0179.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Гарайс Д.В.* Автоматизированное измерение параметров цифрового аттенюатора / Д.В. Гарайс, А.А. Калентьев, А.С. Сальников и др. // Научная сессия ТУСУР–2016. Наст. сборник.
2. *Arduino MEGA 2560* // Официальный сайт Arduino [Электронный ресурс]. URL: <https://www.arduino.cc/en/Main/ArduinoBoardMega2560> (дата обращения: 25.03.2016).
3. *Serial Peripheral Interface* // Википедия, Свободная энциклопедия [Электронный ресурс]. URL: https://ru.wikipedia.org/wiki/Serial_Peripheral_Interface (дата обращения: 1.04.2016).
4. *SPI library* // Официальный сайт Arduino [Электронный ресурс]. URL: <https://www.arduino.cc/en/Reference/SPI> (дата обращения: 1.04.2016).

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ РАССЕЯНИЯ ЦИФРОВОГО АТТЕНЮАТОРА

*Д.В. Гарайс, м.н.с., А.А. Калентьев, м.н.с., А.С. Сальников, с.н.с.,
И.М. Добуш, с.н.с., А.Е. Горяинов, м.н.с., Ф.И. Шеерман, зав. ЛИКС
г. Томск, ТУСУР, ЛИКС, dvgarays@gmail.com*

В настоящее время наблюдается бурный рост в области создания и применения СВЧ-радиоэлектронных и телекоммуникационных систем для различных сфер промышленности, транспорта, общественного потребления, систем перспективных вооружений и др. Традиционно СВЧ-радиоэлектронные системы применяются в системах мобильной и спутниковой связи, радиолокации, навигации, системах глобального позиционирования и др. Наиболее перспективным направлением явля-

ется направление разработки систем на кристалле (СнК, System-on-Chip (SoC)).

СнК – электронная схема, выполняющая функции целого устройства и размещенная на одной интегральной схеме. СнК в сочетании с технологией производства монокристаллических интегральных схем (МИС) позволяет реализовывать малогабаритные радиотехнические системы, в том числе с цифровой обработкой данных для самого широкого спектра применений. Преимуществами СнК, сравнительно с набором микросхем, являются значительно меньшее потребление энергии, дешевизна при массовом производстве, надежность, простота монтажа. Однако проектирование и отладка такой сложной системы является более сложным и дорогим процессом. Для реализации СнК чаще всего используются технологии на основе кремния (Si, SiGe), так как они значительно дешевле и обладают более высокой степенью интеграции, позволяют объединить на одном чипе несколько функциональных элементов, как аналоговых, так и цифровых.

В приемопередающий модуль, сделанный по технологии СнК, могут входить множество различных функциональных элементов (устройств), таких как маломощные усилители, усилители мощности, фазовращатели, смесители, аттенюаторы.

Аттенюаторы. Аттенюатор – это электронное устройство, которое уменьшает амплитуду или мощность сигнала без существенного искажения его формы. Цифровой аттенюатор – устройство, на котором с помощью цифрового сигнала можно установить определенный уровень ослабления сигнала. Основные характеристики аттенюаторов можно рассчитать по измеренным параметрам рассеяния (S -параметрам) [1].

Типовая схема ЦАТТ представляет собой несколько каскадно включенных секций с различным значением ослабления (рис. 1) [1–3].

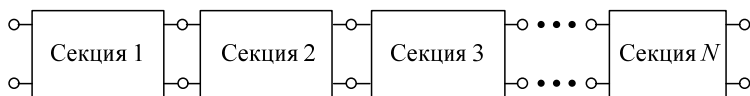


Рис. 1. Типовая структурная схема ЦАТТ

Секции ЦАТТ состоят из резистивных аттенюаторов с фиксированным ослаблением и ключей, включающих или выключающих данную секцию. Управление ключами осуществляется подачей напряжений управления (логический «0» или «1») на затворы транзисторов. Типовые виды аттенюаторов представлены на рис. 2.

Кроме высокочастотных характеристик аттенюатора, также важен выбор схемы управления ЦАТТ (драйвера управления). Драйвер

управления является цифровой схемой и может быть реализован как на кристалле, так и в виде отдельной интегральной схемы. В задачи драйвера управления ЦАТТ входят прием управляющего сигнала, его разбор и подача, включение или выключение ключей, отвечающих за ту или иную секцию ЦАТТ. Также драйвер управления может быть разработан для работы с несколькими разными режимами управления. Применение драйвера управления, реализующего несколько способов управления, позволяет значительно расширить сферу применения разработанного ЦАТТ.

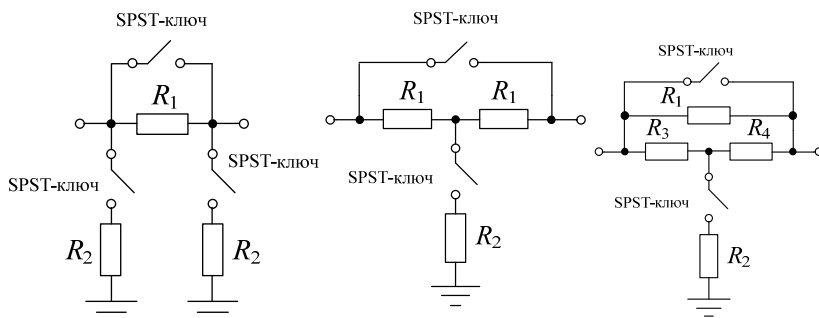


Рис. 2. Типовые секции ЦАТТ с ключами

По условию прикладной научно-исследовательской и экспериментальной работе (ПНИЭР), проводящейся в лаборатории интеллектуальных компьютерных систем (ЛИКС) кафедры КСУП ТУСУРа, необходимо разработать ЦАТТ и драйвер управления со следующими характеристиками: диапазон рабочих частот 1,0–4,5 ГГц, глубина регулирования коэффициента передачи 30 дБ, интерфейс управления последовательный или параллельный.

В результате ПНИЭР был разработан ЦАТТ, представленный на рис. 3.

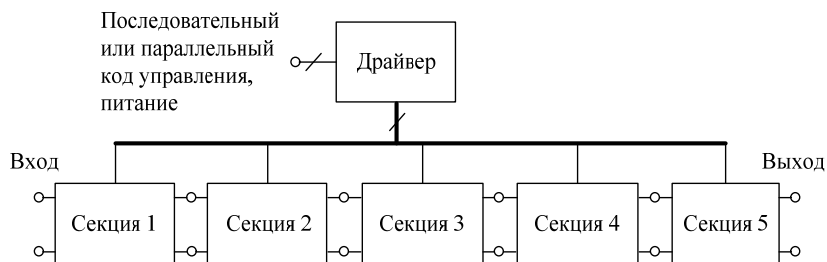


Рис. 3. Структурная схема ЦАТТ

Управление аттенуатором реализуется через драйвер, через цифровые выходы. В аттенуаторе реализованы следующие выходы:

SER_PAR – вход определяет тип управления (0 – последовательный, 1 – параллельный);

RESET – сбросить текущее состояние ЦАТТ в опорное;

LE – вход фиксирует значение поданное на драйвер и подает его на ЦАТТ;

D0-D4 – включает/выключает секции ЦАТТ;

SCK, SDI – входы для работы с последовательным интерфейсом SPI.

Проблема тестирования и измерения ЦАТТ. После этапа производства ЦАТТ, перед разработчиком встают 2 важные задачи – измерение характеристик и тестирование логики работы ЦАТТ.

Как говорилось ранее, определение характеристик ЦАТТ производится на основе параметров рассеяния. Для этого инженер-проектировщик должен измерить S-параметры ЦАТТ на всех частотах, для всех состояний ослабления. Для этого инженеру необходимо вручную подать питание на необходимый набор цифровых входов, и делать это необходимо для каждого состояния. Очевидно, что такая работа требует внимания, концентрации и значительных временных затрат.

Проблема тестирования ЦАТТ состоит в том, что необходимо не только подать питание на определенные цифровые входы, но также необходимо задавать последовательность изменения напряжения на определенных входах. Например, для фиксации текущего значения ослабления необходимо на вход LE сначала подать 0, а затем 1. Следует заметить, что ручное включение и выключение напряжения на разных выводах может привести к выставлению ошибочного сигнала из-за сложности выдержки необходимых временных промежутков подачи импульсов.

Исходя из этого, было предложено разработать программно-аппаратный комплекс для измерения и тестирования разработанного ЦАТТ. Основными требованиями к системе были возможность удобно управлять значением ослабления и возможность эмуляции всех режимов управления ЦАТТ.

Для разработки данного комплекса предложено использовать микроконтроллер Arduino 2560 [4]. Таким образом, для реализации системы будет реализовано клиентское приложение на языке C#, которое будет связываться с микроконтроллером по СОМ-порту, также будет разработана прошивка для микроконтроллера, которая непосредственно уже будет подавать напряжение на цифровые входы драйвера ЦАТТ.

Заключение. В данной статье представлена краткая информация по цифровым аттенуаторам, а также показаны проблемы измерения и

тестирования ЦАТТ. В конце приведены требования к программно-аппаратному комплексу, который позволит значительно упростить эти процедуры. Подробное описание разработанного комплекса будет представлено в следующих статьях [5, 6].

Работа выполнялась при поддержке прикладных научных исследований Министерством образования и науки Российской Федерации. Уникальный идентификатор ПНИЭР RFMEFI57715X0179.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Tayrani R.* Broadband SiGe Monolithic Microwave Control Circuits // High Frequency Electronics, Summit Technical Media, LLC. 2005.
2. *Zhang Y. et al.* A 5-bit lumped 0.18- μm CMOS step attenuator with low insertion loss and low phase distortion in 3–22 GHz applications // *Microelectronics Journal*. 2014. Vol. 45 (4). P. 468–476.
3. *Баров А.А., Кондратенко А.В.* GaAs МИС дискретных фазовращателя и аттенюатора для ППМ АФАР космического применения // Сб. трудов 22-й Междунар. Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». 2012. Т. 1. С. 91–92.
4. *Arduino MEGA 2560* // Официальный сайт Arduino [Электронный ресурс]. URL: <https://www.arduino.cc/en/Main/ArduinoBoardMega2560> (дата обращения: 25.03.2016).
5. *Гарайс Д.В.* Автоматизированные измерения параметров рассеяния цифрового аттенюатора. Клиентское приложение / Д.В. Гарайс, А.А. Калентьев, А.С. Сальников и др. // Научная сессия ТУСУР–2016. Наст. сборник.
6. *Гарайс Д.В.* Автоматизированные измерения параметров рассеяния цифрового аттенюатора. Программа для микроконтроллера / Д.В. Гарайс, А.А. Калентьев, А.С. Сальников и др. // Научная сессия ТУСУР–2016. Наст. сборник.

ИСКУССТВЕННАЯ НЕЙРОННАЯ СЕТЬ

М.О. Козлов, студент каф. КСУП

*Научный руководитель М.В. Черкашин, доцент каф. КСУП, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, Marvelys@yandex.ru*

Человеческий мозг удивительно надежный: по сравнению с компьютером он не перестанет работать только потому, что несколько клеток погибнет, в то время как компьютер обычно не выдерживает каких-либо поломок в CPU. Но самой удивительной особенностью человеческого мозга является то, что он может учиться. Не нужно никакого программного обеспечения и никаких обновлений, если мы хотим научиться ездить на велосипеде [1]. Поэтому возникла проблема изучения и создания продукта, похожего на человеческий мозг по функциональным возможностям. Таким продуктом является искусственная нейронная сеть.

Искусственная нейронная сеть (ИНС) – математическая модель, а также её программное или аппаратное воплощение, построенное по принципу организации и функционирования биологических нейронных сетей – сетей нервных клеток живого организма [2].

Как говорилось выше, в основе искусственной нейронной сети лежит человеческий мозг. Отсюда следует, что для использования ИНС нужно сначала ее обучить.

Обучение – это процесс, в котором свободные параметры нейронной сети настраиваются посредством моделирования среды, в которую эта сеть встроена. Тип обучения определяется способом подстройки этих параметров [3].

Существуют два типа обучения: с учителем и без него. Различия в том, что в первом случае для входных параметров существует строгие выходные параметры, но второй случай является более правдоподобным и похожим на настоящую нейронную сеть.

При ближайшем рассмотрении ИНС можно использовать во многих предметных областях:

- Интернет: ассоциативный поиск информации, электронные секретари и автономные агенты в Интернете, фильтрация и блокировка спама, автоматическая рубрикация сообщений из новостных лент, адресные реклама и маркетинг для электронной торговли, распознавание captcha;

- ввод и обработка информации: распознавание рукописных текстов, отсканированных почтовых, платежных, финансовых и бухгалтерских документов;

- связь: сжатие видеoinформации, быстрое кодирование-декодирование, оптимизация сотовых сетей и схем маршрутизации пакетов и т.д.

Заключение. В результате работы будут изучены различные алгоритмы построения и обучения искусственной нейронной сети, а также облегчится решение задач в различных предметных областях.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Что такое искусственные нейронные сети?* [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://habrahabr.ru/post/134998/>, свободный (дата обращения: 19.03.2016).

2. *Искусственная нейронная сеть* [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://ru.wikipedia.org/wiki/Искусственная_нейронная_сеть, свободный (дата обращения: 20.03.2016).

3. *Обучение нейронной сети* [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.aiportal.ru/articles/neural-networks/learning-neunet.html>, свободный (дата обращения: 20.03.2016).

ВИРТУАЛЬНАЯ ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА ПО КУРСУ «МОДЕЛИ И МЕТОДЫ АНАЛИЗА ПРОЕКТНЫХ РЕШЕНИЙ»

А.В. Левшенко, студент каф. КСУП

Научный руководитель М.В. Черкашин, доцент каф. КСУП, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, levshenkov.anton@mail.ru

Внедрение электронного обучения в университете требует соответствующего развития программного и методического обеспечения. Данная работа посвящена разработке виртуальной лабораторной работы по курсу «Модели и методы анализа проектных решений» (МиМАПР) для студентов кафедры КСУП, обучающихся с применением дистанционной технологии. Основная проблема состоит в том, чтобы обеспечить набор исходных данных для выполнения лабораторной работы, не повторяющихся между собой достаточно долго, чтобы исключить списывание. Поэтому была поставлена задача реализовать программу – генератор заданий.

Виртуальная лабораторная работа представляет собой программу, которая будет генерировать файл данных для выполнения лабораторной работы по построению однонаправленной модели транзистора [1]. При этом программа будет имитировать процесс измерения параметров рассеяния для СВЧ-транзистора в некотором диапазоне частот со случайной погрешностью. Затем студенты по полученному файлу формата .S2P должны будут построить однонаправленную модель транзистора на основе применения метода наименьших квадратов.

В основе алгоритма работы программы лежит случайный выбор типа цепи, которая аппроксимирует входное/выходное сопротивление транзистора, и генерация значений ее элементов. Это гарантирует нам, что варианты заданий, формируемые данной программой, не будут повторяться достаточно долго.

Так как выполнение студентами лабораторной работы предполагается в среде системы для математических и инженерных расчетов MATLAB [2], то и генератор заданий реализован в этой системе. При этом интерфейс пользователя разработан с применением графического редактора GUIDE. Для исключения возможности «подглядеть» алгоритм, по которому идет генерация данных, применяется шифрование m-файлов. Также были разработаны учебно-методические материалы для студентов, которые содержат теоретическую часть и описывают процесс выполнения данной работы и требования к содержанию отчета.

Таким образом, применение разработанной программы позволит автоматизировать процесс формирования исходных данных для выполнения лабораторной работы и обеспечивать необходимый уровень

разнообразия вариантов, исключая тем самым возможность «списывания».

После пробной эксплуатации на кафедре КСУП в дальнейшем предполагается внедрение разработанной программы и методического обеспечения в образовательный процесс для студентов ФДО ТУСУРа.

ЛИТЕРАТУРА

1. Черкашин М.В. Модели и методы анализа проектных решений. Ч. 1: учеб.-метод. пособие. Томск: ТУСУР, 2012. 88 с. [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.kcup.tusur.ru/index.php?module=mod_methodic&command=view&id=182 (дата обращения: 25.03.2016).

2. Система для инженерных и математических расчетов MATLAB. Официальный сайт [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.mathworks.com/products/matlab/> (дата обращения: 25.03.2016).

ПРОЕКТИРОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ КЛАССА F

Р.К. Собянин, А.А. Коколов

г. Томск, ТУСУР, Россия, ro-m-ix@mail.ru

Проблема повышения коэффициента полезного действия (КПД) высокочастотных и СВЧ-усилителей мощности (УМ) была актуальной на всех этапах развития высокочастотной электроники. Среди существующих типов СВЧ УМ одним из наиболее перспективных с точки зрения выходной мощности и КПД являются УМ класса E и F.

Концепция усилителя мощности класса F – создание таких спектров гармоник выходного тока и напряжения на активном приборе, чтобы в спектре тока встречались только четные гармоники, а в спектре напряжения – только нечетные. При этом не происходит генерации мощности на частотах высших гармоник, и КПД увеличивается [1]. В данной работе рассматривается проектирование однокаскадного УМ диапазона 5,5–5,8 ГГц на основе GaN HEMT-транзистора на идеальных элементах.

При проектировании УМ использовалась нелинейная модель GaN HEMT-транзистора CGHV1F006S фирмы Cree. К усилителю предъявлялись следующие требования при входной мощности P_{in} 25 дБм: коэффициент усиления G_T не менее 12 дБ, выходная мощность P_{out} не менее 37 дБм; КПД по добавленной мощности PAE не менее 65%; согласование по входу и выходу: S_{11} и $S_{22} < -10$ дБ; усилитель должен быть безусловно устойчивым во всем частотном диапазоне ($K > 1$).

Первый этап проектирования заключался в стабилизации транзистора. Были рассчитаны RC-цепь на входе транзистора и резистор во

входной цепи питания, обеспечивающие устойчивость при как можно большем значении коэффициента усиления (рис. 1).

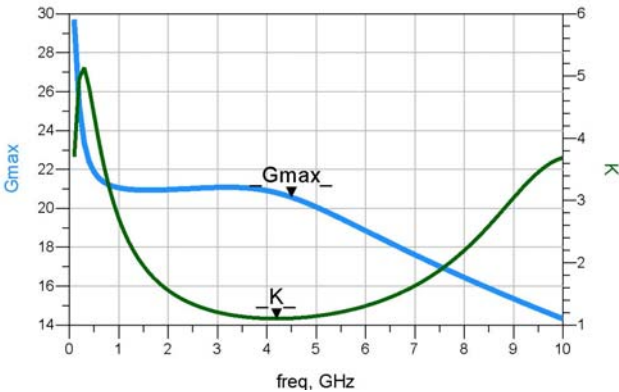


Рис. 1. Максимальный коэффициент усиления $G_{\max}$ и коэффициент устойчивости K стабилизированного GaN-транзистора

Следующий этап заключается в синтезе выходной СЦ. С помощью load-pull-моделирования в среде Keysight ADS были получены значения импедансов нагрузки и генератора для УМ на основной частоте f_0 и гармониках $2f_0$, $3f_0$ (частоты 5,65, 11,3 и 16,95), обеспечивающие высокое значение PAE, выходную мощность P_{out} (таблица). Форма тока и напряжения на внутреннем источнике тока транзистора для УМ класса F, полученные при моделировании, представлены на рис. 2.

Результаты load-pull моделирования

Частоты, ГГц	Z_{in} , Ом	Z_{out} , Ом	P_{in} , дБм	P_{out} , дБм	PAE, %
5,65	$4,67 + j23,0$	$11,0 + j19,7$	25	39	68
11,3	$2,0 - j81,7$	$2,0 - j24,0$			
16,95	$152 - j938$	$641 - j700$			

Полученная схема УМ на идеальных элементах приведена на рис. 3 (СЦ состоит из идеальных отрезков ЛП). Также добавлены разделительные и блокировочные конденсаторы. На рис. 4 и 5 приведены результаты моделирования в зависимости от частоты и входной мощности (выходная мощность P_{out} , коэффициент усиления G_T и КПД по добавленной мощности PAE).

В результате характеристики УМ класса F получились следующие: на диапазоне 5,5–5,8 ГГц при входной мощности $P_{\text{in}} = 25$ дБм, коэффициент усиления $G_T = 13 \pm 0,5$ дБ; выходная мощность $P_{\text{out}} = 38$ дБм; минимальное значение КПД по добавленной мощности PAE = 56%, максимальное – 70,3%; коэффициент отражения по входу и выходу $S_{11} = -4,7$ дБ, $S_{22} = -6,6$ дБ.

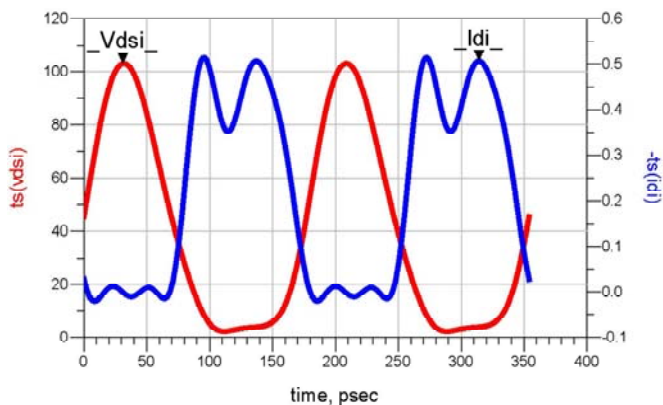


Рис. 2. Форма выходных сигналов тока и напряжения

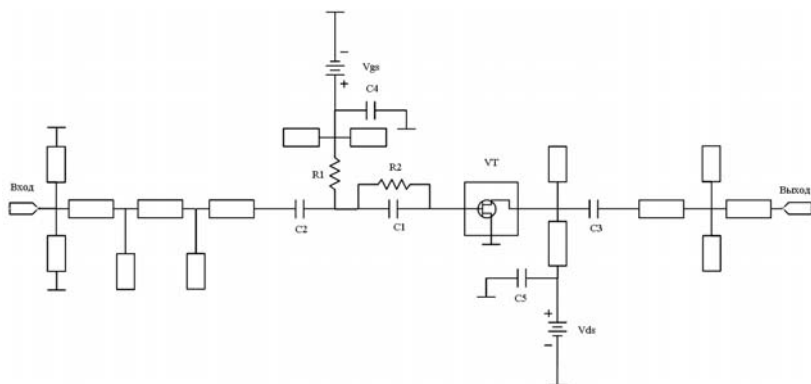


Рис. 3. Принципиальная схема однокаскадного УМ на идеальных элементах

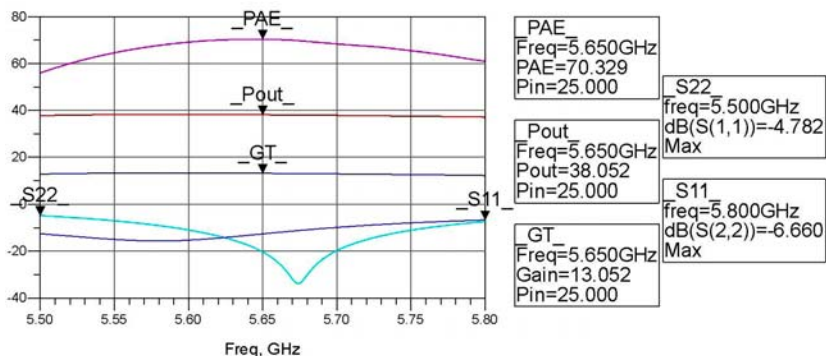


Рис. 4. Результаты моделирования однокаскадного УМ на идеальных элементах в зависимости от частоты

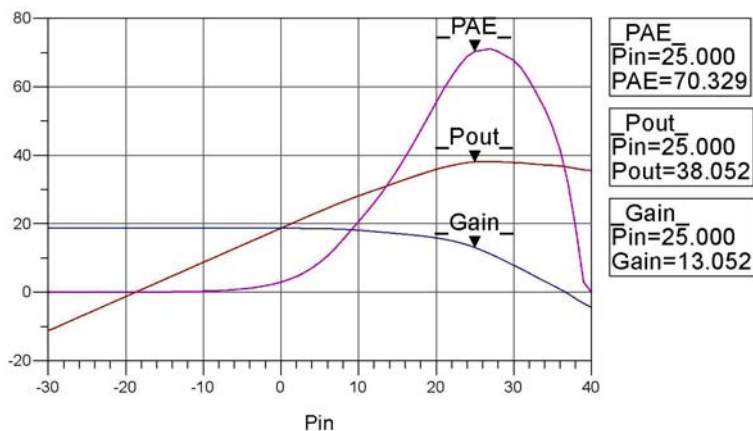


Рис. 5. Результаты моделирования однокаскадного УМ на идеальных элементах в зависимости от входной мощности

В дальнейшем планируется проектирование на «реальных» моделях элементов, реализация и изготовление данного усилителя.

ЛИТЕРАТУРА

1. Крыжановский В.Г. Транзисторные усилители с высоким КПД. До-нещк: Апекс, 2004. 448 с.

ПОСТРОЕНИЕ ЛИНЕЙНОЙ МОДЕЛИ ПОЛЕВОГО СВЧ-ТРАНЗИСТОРА

И.А. Усольцев, Р.Ю. Шагеев, студенты каф. ФЭ

Научный руководитель А.С. Сальников, с.н.с. ЛИКС, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, shageevr@gmail.com

В данной работе предложена методика построения малосигнальной модели полевого СВЧ-транзистора, которая в ходе исследования разных подходов показала наилучшее совпадение модели и экспериментальных данных на рабочем диапазоне частот. Для работы методики не требуются измерения при положительном напряжении на затворе, приводящие к деградации транзистора.

Малосигнальная эквивалентная схема. Эквивалентная схема показана на рис. 1. Схема разделена на внешнюю часть, которая содержит 6 паразитных элементов, и внутреннюю, содержащую 6 элементов. Принято, что все внешние паразитные элементы являются постоянными и не меняются во всех рабочих точках.

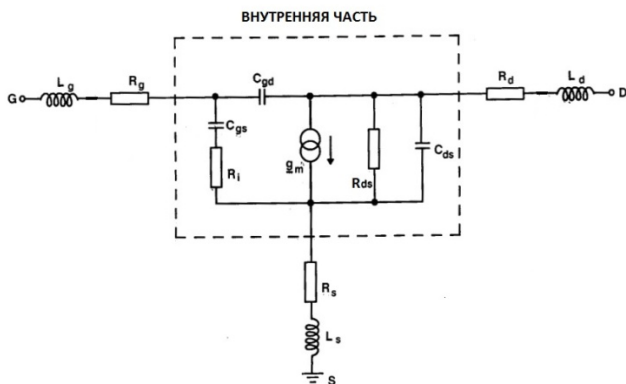


Рис. 1. Малосигнальная эквивалентная схема полевого транзистора

Предложенный метод заключается в экстракции значений элементов ЭС из S -параметров реального транзистора. Первым шагом является определение внешних паразитных параметров из S -параметров, измеренных для так называемого холодного режима работы (напряжение на стоке и затворе равно 0). После, используя S -параметры при напряжении больше нуля, нужно определить внутренние параметры эквивалентной схемы, которые получаются методом вычитания параметров, подробно описанным в [1]. Определив значения всех элементов расширенной схемы, для оценки ее точности необходимо построить частотную зависимость S -параметров и сравнить ее с имеющейся зависимостью для реального транзистора.

Холодный режим работы. Все измерения S -параметров в холодном режиме сняты при нулевом напряжении на стоке и затворе. В таком случае транзистор является нелинейным симметричным устройством. В этих рабочих точках применимы следующие равенства, данные в [2]:

$$\omega \text{Im}(Z_{11}) = \omega^2 (L_s + L_g) - \left(\frac{1}{C_s} + \frac{1}{C_g} \right), \quad (1)$$

$$\omega \text{Im}(Z_{22}) = \omega^2 (L_s + L_d) - \left(\frac{1}{C_s} + \frac{1}{C_d} \right), \quad (2)$$

$$\omega \text{Im}(Z_{12}) = \omega^2 L_s - \frac{1}{C_s}, \quad (3)$$

$$\text{Re}(Z_{11}) = R_s + R_g. \quad (4)$$

$$\text{Re}(Z_{12}) = R_s + R_{ch} / 2. \quad (5)$$

$$\text{Re}(Z_{22}) = R_s + R_d + R_{ch} \quad (6)$$

Емкости C_s , C_d , C_g в равенствах (1)–(3) – емкости на контактных площадках. При построении модели с использованием полученных

значений паразитных ёмкостей наблюдалось большое расхождение с результатами эксперимента. В то же время, приняв ёмкости равными нулю, получили хорошее совпадение модели с результатами измерений.

Для определения паразитных сопротивлений из равенств (4)–(6) значением сопротивления канала при нулевом смещении на затворе (R_{ch}) пренебрегли, так как для его расчета необходимо знать физические параметры конкретного транзистора

Горячий режим работы. Для нахождения параметров внутренней части ЭС необходимо провести процедуру вычитания внешних параметров, описанную в [1]. Используя эту операцию, получим значения Y -параметров внутренней части ЭС.

Численные значения величин этих элементов можно рассчитать по формулам, приведенным в [3].

Результаты эксперимента. Для проверки описанного выше метода были использованы S -параметры реального транзистора GaAs рNEMT с шириной затвора 4×100 мкм. В таблице представлены значения элементов ЭС при частоте 5 ГГц, рассчитанные по представленным в методе формулам. На рис. 2 и 3 представлены частотные зависимости S -параметров исходного транзистора и его ЭС.

Значения элементов ЭС

$L_g = 6,848$ пГн	$R_g = 4,246$ Ом	$R_i = 1,816$ Ом
$L_d = 14,89$ пГн	$R_d = 2,279$ Ом	$g_m = 0,134$ См
$L_s = 0,641$ пГн	$C_{gd} = 129,3$ фФ	$\tau = 72,69$ фс
$R_s = 1,362$ Ом	$C_{gs} = 252,5$ фФ	$C_{ds} = 92,97$ пФ
$R_{ds} = 65,95$ Ом		

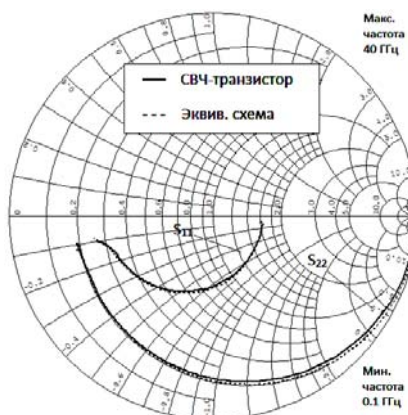


Рис. 2. Зависимости параметров S_{11} и S_{22} от частоты

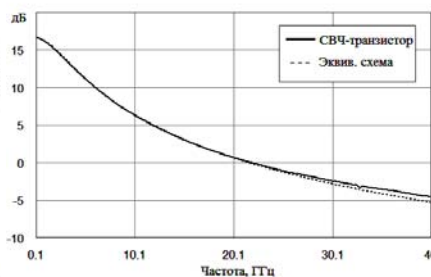


Рис. 3. Зависимость коэффициента усиления от частоты

Из графиков видно, что различие между параметрами эквивалентной схемы и реального транзистора минимально, что говорит об эффективности применяемой методики.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Berroth M.* High-Frequency Equivalent Circuit of GaAs FET's for Large-Signal Applications / M. Berroth, R. Bosch // IEEE Trans Microwave Theory Tech. February 1991. Vol. 39, № 2. P. 224–229.
2. *Fan Q.* Small Signal Equivalent Circuit Modeling for AlGaIn/GaN HFET: Hybrid Extraction Method for Determining Circuit Elements of AlGaIn/GaN HFET / Q. Fan, J. H. Leach, H. Morkoç // Proceedings of the IEEE. July 2010. Vol. 98, № 7. P. 1140–1150.
3. *Коколов А.А.* Методика построения малосигнальной модели СВЧ-транзистора с высокой подвижностью электронов / А.А. Коколов, Л.И. Бабак // Доклады ТУСУРа. 2010. № 2 (22), ч. 1. С. 153–156.

СОДЕРЖАНИЕ

СЕКЦИЯ 1

РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ

ПОДСЕКЦИЯ 1.1

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

Председатель – Шарыгин Г.С., проф. каф. РТС, д.т.н.;
зам. председателя – Тисленко В.И., проф. каф. РТС, д.т.н.

А.В. Александров СИНТЕЗ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С ЗОНОЙ ПОДАВЛЕНИЯ	21
Е.Н. Баимбетов ПРОГРАММНЫЙ МОДУЛЬ СИСТЕМЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ НА ПРИЗЕМНЫХ ТРАССАХ	25
В.С. Чернышов СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ОХРАНЫ ПЕРИМЕТРА RFID-МЕТКАМИ	29
С.К. Доманов, А.В. Мухин СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕННЫ К-ДИАПАЗОНА В ИЗМЕРИТЕЛЬНОМ КОМПЛЕКСЕ БЛИЖНЕГО ПОЛЯ В СХЕМАХ С ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ЧАСТОТЫ И С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ШИРОКОПОЛОСНОЙ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОЙ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ	32
Д.В. Ерофеев РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ ЦИФРОВОГО ФАЗОМЕТРА В СРЕДЕ SIMULINK	36
Д.З. Гончиков, А.А. Кожин, А.В. Очиртаров ЛАБОРАТОРНЫЕ РАБОТЫ ДЛЯ ИЗУЧЕНИЯ ПРИНЦИПОВ РАБОТЫ ПАССИВНОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ГОЛОВКИ САМОНАВЕДЕНИЯ	40
Ю.С. Худышев СВЕРХКОРОТКИЙ ХАОТИЧЕСКИЙ РАДИОИМПУЛЬС В ГАЗОВОЙ СРЕДЕ С ДВУМЯ РЕЗОНАНСАМИ	43
А.А. Ершов, М.А. Колединцева, А.В. Мозильников ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ СХЕМЫ КРАНКА–НИКОЛСОН И МЕТОДА ДИСКРЕТНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ	45
Д.О. Королев ИССЛЕДОВАНИЕ ЦЕЛОСТНОСТИ НАВИГАЦИОННОГО ПОЛЯ СИГНАЛОВ GPS ПРИ ПОМОЩИ ПРИЕМНИКА SIGE GN3S SAMPLER V3	49

Н.М. Крат АДАПТАЦИЯ ОПОРНОГО СИГНАЛА КОРРЕЛЯТОРА К РАССОГЛАСОВАНИЮ В ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ ПРИ КАЛИБРОВКЕ ИМИТАТОРОВ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ.....	53
А.В. Плучевский, Г.П. Бабури БЫСТРАЯ КАЛИБРОВКА РАДИОЧАСТОТНОГО ТРАКТА ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК В РАБОЧЕМ РЕЖИМЕ.....	56
П.А. Полянский, Е.С. Паскаль ИНЕРЦИАЛЬНЫЕ НАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ. ОБЗОР И ПОСТРОЕНИЕ СОВРЕМЕННЫХ ИНЕРЦИАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ.....	59
Е.А. Тюфякин, Д.В. Рязанцев, И.В. Крюков, Н.А. Селезнев ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПРИЕМНОЙ ЧАСТИ МАЛОГО КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА СИСТЕМЫ РАДИОМОНИТОРИНГА	63
В.В. Шаврин, В.А. Филимонов, А.С. Конаков, А.П. Кравец ЗАДАЧА СОВМЕСТНОЙ ОЦЕНКИ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ПАРАМЕТРА СИГНАЛА СРНС В КОГЕРЕНТНОМ РЕЖИМЕ	65
А.С. Водянов ШИРОКОПОЛОСНЫЙ СИНТЕЗАТОР ЧАСТОТЫ ДИАПАЗОНА СВЧ С БЫСТРОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ НА ОСНОВЕ ПРЯМОГО ЦИФРОВОГО СИНТЕЗА.....	68
М.В. Зинченко, А.А. Залевский МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЯ ВЕРОЯТНОЙ ФАЗОЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ С ПОМОЩЬЮ СКАЛЯРНОГО ИЗМЕРЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ	72

ПОДСЕКЦИЯ 1.2

ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ЭКСПЛУАТАЦИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

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

А.С. Асочаков, Е.М. Шульгин ОБРАБОТКА ДАННЫХ С ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ МЕТОДОМ ПОСТРОЕНИЯ ЭЛЛИПСОВ	75
Р.В. Денисенко, И.В. Гавришев ИСТОЧНИК БЕСПЕРЕБОЙНОГО ПИТАНИЯ ДЛЯ МОДУЛЯ ТИПА RASPBERRY PI.....	78
Д.В. Бударagin, М.Д. Джаныбеков ВЗРЫВОЗАЩИЩЕННЫЙ СВЕТОДИОДНЫЙ СВЕТИЛЬНИК	79
М.И. Исаинова, М.М. Абулкасымов УЛУЧШЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ГЕОЛОКАТОРОВ ПУТЕМ УМЕНЬШЕНИЯ МЕРТВОЙ ЗОНЫ.....	82

К.М. Красников СПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СЛОИСТЫХ СРЕД В ШИРОКОМ ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ	85
О.Н. Иванова, А.В. Лысов, А.В. Пепеляев БЛИЗОСТЬ СОСТОЯНИЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ СЛОЖНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ОБЪЕКТОВ	88
Х.М. Мирзаев, Х.М. Мирзаев, Д.Г. Старосек ТЕРМОАНАЕМОМЕТРИЧЕСКИЙ РАСХОДОМЕР ГАЗА	91
А.Б. Перелыгин ОБЕСПЕЧЕНИЕ НАДЕЖНОСТИ СЛОЖНЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ КОМПЛЕКСОВ. ВЫБОР БАЗОВОЙ САПР	94
А.Д. Репенко ОСОБЕННОСТИ ТЕМПЕРАТУРНОГО РЕЖИМА КОСМИЧЕСКОЙ АППАРАТУРЫ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ КОНСТРУКТИВНЫХ ИСПОЛНЕНИЯХ И ВОЗДЕЙСТВУЮЩИХ ФАКТОРАХ	97
А.С. Рудометова ОСОБЕННОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ ПРИ ДИСТАНЦИОННОМ ЗОНДИРОВАНИИ МЕТЕООБРАЗОВАНИЙ РАДИОЛОКАЦИОННЫМ СПОСОБОМ	100
А.А. Сушков, Н.М. Боев ПРОЕКТИРОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВА КОНТРОЛЯ И КОММУТАЦИИ БОРТОВОГО ПИТАНИЯ ДЛЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ	103
Д.И. Вольхин СИНТЕЗ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ АКТИВНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ С ЗАДАННОЙ ФАЗОВОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ	105
А.А. Залевский, М.В. Зинченко СОЗДАНИЕ ЧАСОВ НА ПЛИС С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СЕМИСЕКМЕНТНОГО ИНДИКАТОРА	109

ПОДСЕКЦИЯ 1.3.

РАДИОТЕХНИКА

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

Е.Е. Алтынбеков ПОСТАВЛЕНИЕ ИЗМЕРЕНИЙ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ СИГНАЛОВ ВНУТРИ ПОЛОСЫ СПЛОШНОГО СПЕКТРА С ИЗМЕРЕНИЯМИ МЕТОДОМ ГАРМОНИК	113
Д.Е. Бадырова, М.Г. Шарипова МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ ОДНОСТОРОННЕЙ СПЕКТРАЛЬНОЙ ПЛОТНОСТИ МОЩНОСТИ ШУМА ОПТОЭЛЕКТРОННОГО ГЕНЕРАТОРА СВЧ-ДИАПАЗОНА С ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОЙ ЛИНИЕЙ ЗАДЕРЖКИ	116

<i>Д.Е. Бадырова, М.Г. Шарипова</i> ИНЖЕКЦИОННО-СИНХРОНИЗИРОВАННАЯ МОДЕЛЬ ОПТОЭЛЕКТРОННОГО ГЕНЕРАТОРА.....	119
<i>Д.Е. Бадырова, М.Г. Шарипова</i> ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА ПО ИССЛЕДОВАНИЮ ФАЗОВЫХ ШУМОВ В НИЗКОЧАСТОТНЫХ АВТОГЕНЕРАТОРАХ	122
<i>А.В. Черепанов, А.С. Загородний</i> ИССЛЕДОВАНИЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ДЕТЕКТОРОВ МОЩНОСТИ СВЧ-СИГНАЛОВ.....	124
<i>П.Н. Кислицин, А.А. Цинц</i> РАЗРАБОТКА МАЛОШУМЯЩЕГО УСИЛИТЕЛЯ X-ДИАПАЗОНА	127
<i>Д.С. Данилов</i> УМНОЖИТЕЛЬ ЧАСТОТЫ	130
<i>А.Е. Ефремова</i> СВЧ-УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ КЛАССА АВ ДЛЯ СИСТЕМЫ БЕСПРОВОДНОЙ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ WiMAX.....	133
<i>М.М. Халмурза</i> РАЗРАБОТКА ЦИФРОВОГО ДЕМОДУЛЯТОРА РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ (СТАНДАРТ CCIR) С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ SDR- ПЛАТФОРМЫ NI USRP 2920 И ПРОГРАММНОЙ СРЕДЫ LABVIEW	136
<i>П.Н. Кислицин, А.А. Цинц</i> ГЕНЕРАТОР ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ИМПУЛЬСОВ.....	138
<i>А.В. Кулаков, К.П. Бойкова, А.В. Максимов</i> УЧЕБНЫЙ ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС ПО ДИСЦИПЛИНЕ «АНАЛОГОВЫЕ УСТРОЙСТВА»	141
<i>А. Найманхан</i> ПРИМЕНЕНИЕ BPSK-МОДУЛЯЦИИ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ ЦИФРОВЫХ ДАННЫХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ SDR-ПЛАТФОРМЫ NI USRP 2920 И СРЕДЫ РАЗРАБОТКИ LABVIEW	143
<i>А.Е. Оразов</i> ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПЛАТФОРМЫ USRP-2920 КОМПАНИИ NATIONAL INSTRUMENTS В КАЧЕСТВЕ ИЗМЕРИТЕЛЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ	146
<i>А.В. Паращинец</i> УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ КЛАССА С 2,5–2,7 ГГц.....	149
<i>П.Я. Ширяев</i> ДЕМОНСТРАЦИОННЫЙ МОДУЛЬ «СИГНАЛЬНЫЕ СОЗВЕЗДИЯ И КВАДРАТУРНОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ СИГНАЛОВ».....	152
<i>М.В. Заякин, М.В. Зинченко, А.В. Максимов, В.А. Тихонов</i> ВЕЙВЛЕТ-ОБРАБОТКА ИНТЕРФЕРОГРАММ	155
<i>Г. Толен</i> ПОГРЕШНОСТИ КВАЗИСТАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ДИОДА ПРИ ВИДЕОИМПУЛЬСНОМ ВОЗДЕЙСТВИИ	158
<i>И.О. Васильев, А.В. Максимов, А.Е. Фильберт, С.К. Завотпаев, Н.Б. Накмухамедов</i> РАЗРАБОТКА АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ РАДИОВОЛНОВОГО СКАНИРОВАНИЯ ПРЕДМЕТОВ.....	161

Р.Р. Вишняков РАЗРАБОТКА ФИДЕРНОЙ ЧАСТИ АНТЕННЫ СЛУЖЕБНОГО КАНАЛА УПРАВЛЕНИЯ КОСМИЧЕСКИМ АППАРАТОМ	164
А.А. Залевский СОЗДАНИЕ СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТ НА ОСНОВЕ ADF4350	167
М.В. Заякин, М.В. Зинченко, А.В. Максимов, В.А. Тихонов ИНТЕРФЕРЕНОГРАММЫ НА ОБЪЕКТАХ ПРОИЗВОЛЬНОЙ ФОРМЫ ...	170

ПОДСЕКЦИЯ 1.4.1

АУДИОВИЗУАЛЬНАЯ ТЕХНИКА И ЦИФРОВОЕ ТЕЛЕРАДИОВЕЩАНИЕ

Председатель – Пустынский И.Н., проф. каф. ТУ, д.т.н.;
зам. председателя – Костевич А.Г., доцент каф. ТУ, с.н.с., к.т.н.

Б.Ц. Дамдинжапова ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ МЕДИАННОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ШУМА НА ИЗОБРАЖЕНИИ.....	173
А.Е. Денисова, Р.Р. Хажибеков, В.Д. Шувалов МЕТОДЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ БЕЗОПАСНОСТИ ПОСРЕДСТВОМ АНАЛИЗА ВИДЕОДАННЫХ	175
М.А. Дроголов ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ СРЕДНЕГЕОМЕТРИЧЕСКОГО ФИЛЬТРА ПРИ УСТРАНЕНИИ ШУМА	178
Д.С. Каракулев РАЗРАБОТКА ПОЛИДИСПЛЕЙНЫХ ОЧКОВ ДОПОЛНЕННОЙ РЕАЛЬНОСТИ	180
К.С. Карымов ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ФИЛЬТРАЦИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ СРЕДНЕАРИФМЕТИЧЕСКИМ ФИЛЬТРОМ С ОГРАНИЧЕНИЕМ АМПЛИТУДЫ ВХОДНОГО СИГНАЛА	182
Диас Кисметулы ЭФФЕКТИВНОСТЬ УДАЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНОГО И НОРМАЛЬНОГО ШУМА СРЕДНЕГЕОМЕТРИЧЕСКИМ ФИЛЬТРОМ ..	185
А.К. Мовчан, В.В. Капустин ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ГЕНЕРАТОРА КВАЗИБЕЛОГО ШУМА	188
А.К. Мовчан, В.В. Капустин ГЕНЕРАТОР КВАЗИБЕЛОГО ШУМА ДЛЯ ОЦЕНКИ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ.....	191
Е.С. Жечев, А.В. Киселёва, Р.Р. Мусабаев БУДУЩЕЕ ТЕХНОЛОГИИ КМОП.....	194
А.В. Нестеров ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ФИЛЬТРАЦИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ СРЕДНЕГАРМОНИЧЕСКИМ ФИЛЬТРОМ С ОГРАНИЧЕНИЕМ АМПЛИТУДЫ ВХОДНОГО СИГНАЛА	196

<i>А.Р. Романова, А.А. Сашина</i> ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ УСРЕДНЯЮЩЕГО ФИЛЬТРА С УСЕЧЕНИЕМ МАКСИМАЛЬНЫХ И МИНИМАЛЬНЫХ ЗНАЧЕНИЙ ...	199
<i>К.В. Шипунова, К.А. Рылов, Д.Е. Головина</i> РЕАЛИЗАЦИЯ РАСТРОВОГО ГРАФИЧЕСКОГО РЕДАКТОРА С ФИЛЬТРОМ КОНТРАСТНОСТИ НА ПЛАТФОРМЕ .NET	202
<i>Н.С. Сивцев, К.Д. Бондаренко</i> РАСТРОВЫЙ ГРАФИЧЕСКИЙ РЕДАКТОР С ФИЛЬТРОМ ЯРКОСТИ ИЗОБРАЖЕНИЯ НА ПЛАТФОРМЕ .NET	204
<i>А. Сладков</i> ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ФИЛЬТРАЦИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ ФИЛЬТРА СРЕДИННОЙ ТОЧКИ.....	207
<i>А.Р. Софронова</i> ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК МЕДИАННОГО ФИЛЬТРА ПРИ РАЗЛИЧНЫХ ШУМАХ	210
<i>Е. Тлепов</i> АНАЛИЗ РАБОТЫ ЭКСТРЕМАЛЬНОГО ФИЛЬТРА ПРИ ОБРАБОТКЕ ЗАШУМЛЕННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ	213
<i>Т.С. Паушкина, А.В. Воробьева, А.Н. Бахолдина</i> ИССЛЕДОВАНИЕ КОМБИНИРОВАННОГО ОСВЕЩЕНИЯ НА РАБОЧЕМ МЕСТЕ МЕХАНИКА	215
<i>И.А. Зубарев</i> ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ СРЕДНЕГАРМОНИЧЕСКОГО ФИЛЬТРА ПРИ УСТРАНЕНИИ ШУМОВ НА ИЗОБРАЖЕНИИ.....	217

ПОДСЕКЦИЯ 1.4.2

ИНФОРМАЦИОННЫЙ СЕРВИС

*Председатель – Идрисов Ф.Ф., проф. каф. ТУ, д.т.н.
зам. председателя – Семглазов В.А., доцент каф. ТУ, к.т.н.*

<i>С.О. Голубева, Ю.Е. Ермакова</i> ИНФОРМАЦИОННОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ КОМПЛЕКСНОЙ СИСТЕМЫ БЕЗОПАСНОСТИ ПРЕДПРИЯТИЯ	219
<i>Ю.Е. Кривошеева</i> ЗАДАЧА ПО ОПТИМИЗАЦИИ РАСХОДОВ СРЕДСТВ РЕКЛАМНОЙ КОМПАНИИ НА ПРИМЕРЕ ИП "СУВАРЯН", ГАЛЕРЕЯ «КОФЕЙНАЯ КАНТАТА»	221
<i>М.О. Лившинская</i> ПРОБЛЕМА БЕЗРАБОТИЦЫ В СОВРЕМЕННОЙ РОССИИ	223
<i>И.В. Манягина</i> ОПТИМИЗАЦИЯ ПЛАНА ПРОИЗВОДСТВА	226
<i>О.Н. Морозова</i> МОДЕЛЬ ОТБОРА НОВЫХ ИДЕЙ ДЛЯ ИХ РЕАЛИЗАЦИИ НА ПРЕДПРИЯТИИ ООО «СМАРТ-ДРИЛЛИНГ»	229

К.И. Никитина, Р.А. Петрушин ВЛИЯНИЕ ПРОГРАММЫ ОБУЧЕНИЯ И КАЧЕСТВА ОБЩЕГО СРЕДНЕГО ОБРАЗОВАНИЯ НА ВЫБОР СФЕРЫ ПРОФЕССИОНАЛЬНОЙ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ АБИТУРИЕНТОВ	232
А.В. Парёнкина, Д.А. Мозгова УПРАВЛЕНИЕ ПЕРСОНАЛОМ НА ПРЕДПРИЯТИИ В УСЛОВИЯХ КРИЗИСА	235
Н.М. Плужникова СКИММИНГ. СПОСОБЫ ЗАЩИТЫ КЛИЕНТОВ ОТ СКИММИНГА	237
Е.В. Шелкунова ПРОБЛЕМЫ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ В РОССИИ	239
И.А. Трубоченинова ОПТИМИЗАЦИЯ БИЗНЕС-ПРОЦЕССА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИННОВАЦИЙ НА ПРИМЕРЕ РЕАЛЬНОГО ПРЕДПРИЯТИЯ.....	242
И.А. Трубоченинова РАЗРАБОТКА НОВОГО АЛГОРИТМА РАБОТЫ ЛИНИИ КОНСУЛЬТАЦИИ НА ПРИМЕРЕ РЕАЛЬНОГО ПРЕДПРИЯТИЯ.....	245
В.Ю. Зенкова, Л.А. Мыльникова, В.В. Максимова ЭКОНОМИЧЕСКОЕ ПОЛОЖЕНИЕ ПРЕДПРИЯТИЙ РОЗНИЧНОЙ ТОРГОВЛИ В УСЛОВИЯХ ФИНАНСОВОГО КРИЗИСА	248

ПОДСЕКЦИЯ 1.5

ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И СИСТЕМЫ ШИРОКОПОЛОСНОГО БЕСПРОВОДНОГО ДОСТУПА

*Председатель – Демидов А.Я., зав. каф. ТОР, к.ф.-м.н.;
зам. председателя – Гельцер А.А., доцент каф. ТОР, к.т.н.*

Е.С. Сорокина, А.В. Бойченко, В.В. Капустин ИНФОКОММУНИКАЦИОННАЯ СИСТЕМА УЧЕТА УТЕЧКИ ГАЗА	251
М. Кайрат КОМПЬЮТЕРНЫЙ ПРАКТИКУМ «ТЕХНОЛОГИЯ NGN».....	253
А.И. Костюков, Д.А. Покаместов СРАВНЕНИЕ МЕТОДОВ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО КОДИРОВАНИЯ В БЕСПРОВОДНЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ. МОДЕЛИРОВАНИЕ И АНАЛИЗ КОДИРОВАНИЯ С НИЗКОЙ ПЛОТНОСТЬЮ ПРОВЕРОК НА ЧЕТНОСТЬ (LDPC)	256
Т.К. Кожгаулов БЕСПРОВОДНЫЕ СТАНДАРТЫ ДЛЯ IOT	259
А.М. Мукашев ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ИЗМЕРЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ ВОЗДУХА НА ТОЧНОСТЬ ВЫЧИСЛЕНИЯ ТЕПЛОВОЙ ЭНЕРГИИ.	262
Б.Е. Мыктыбаев ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИИ SDR В АВИАЦИОННОЙ РАДИОСВЯЗИ	267

И.Е. Сазиева, Д. Ыканов, Р.Р. Абенов МОДЕЛИРОВАНИЕ FBMC В SYSTEM VUE.....	270
В.Е. Стоянов, Е.В. Рогожников ОБЗОР МЕТОДОВ ДЕТЕКТИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ НА ПРИЕМЕ В СИСТЕМЕ ММО.....	273
А. Таласбай АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ И ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛА НА ОСНОВЕ СТАНДАРТА IEEE 802.16E.....	276
В.А. Воробьев, Е.В. Рогожников ПОЛНОДУПЛЕКСНАЯ БЕСПРОВОДНАЯ СВЯЗЬ. АНАЛОГОВАЯ КОМПЕНСАЦИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ДВУХКАНАЛЬНОГО ЦАП.....	280
А.Б. Жанбеков ОБЗОР GNU RADIO С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМОГО РАДИО.....	283
Т.Е. Жукембаева, Р.Р. Абенов ПЕРСПЕКТИВЫ ПРИМЕНЕНИЯ МОДУЛЯЦИИ OFDM/OQAM В СИСТЕМАХ СВЯЗИ.....	286
Д. Жунисбеков ПРИМЕНЕНИЕ ЗОНДИРУЮЩЕГО ОПОРНОГО СИГНАЛА ДЛЯ ЭКВАЛАЙЗИРОВАНИЯ В СИСТЕМЕ LTE.....	289

ПОДСЕКЦИЯ 1.6

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

*Председатель – Шурыгин Ю.А., первый проректор, зав. каф. КСУП, проф., д.т.н.
зам. председателя – Черкашин М.В., доцент каф. КСУП, к.т.н.*

С.А. Черных, А.Е. Горяинов ПРОГРАММА ПОСТРОЕНИЯ МОДЕЛЕЙ ПАССИВНЫХ КОМПОНЕНТОВ СВЧ МИС.....	293
Д.В. Гарайс, А.А. Калентьев, А.С. Сальников, И.М. Добуш, А.Е. Горяинов, Ф.И. Шеерман АВТОМАТИЗИРОВАННЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ РАССЕЯНИЯ ЦИФРОВОГО АТТЕНУАТОРА. КЛИЕНТСКОЕ ПРИЛОЖЕНИЕ.....	296
Д.В. Гарайс, А.А. Калентьев, А.С. Сальников, И.М. Добуш, А.Е. Горяинов, Ф.И. Шеерман АВТОМАТИЗИРОВАННЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ РАССЕЯНИЯ ЦИФРОВОГО АТТЕНУАТОРА. ПРОГРАММА ДЛЯ МИКРОКОНТРОЛЛЕРА.....	299
Д.В. Гарайс, А.А. Калентьев, А.С. Сальников, И.М. Добуш, А.Е. Горяинов, Ф.И. Шеерман АВТОМАТИЗИРОВАННЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ РАССЕЯНИЯ ЦИФРОВОГО АТТЕНУАТОРА.....	301

<i>М.О. Козлов</i>	
ИСКУССТВЕННАЯ НЕЙРОННАЯ СЕТЬ	305
<i>А.В. Левшенков</i>	
ВИРТУАЛЬНАЯ ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА ПО КУРСУ «МОДЕЛИ И МЕТОДЫ АНАЛИЗА ПРОЕКТНЫХ РЕШЕНИЙ»	307
<i>Р.К. Собянин, А.А. Кокотов</i>	
ПРОЕКТИРОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ КЛАССА F	308
<i>И.А. Усольцев, Р.Ю. Шагеев</i>	
ПОСТРОЕНИЕ ЛИНЕЙНОЙ МОДЕЛИ ПОЛЕВОГО СВЧ-ТРАНЗИСТОРА	311

Научное издание

**Материалы
Международной научно-технической конференции
студентов, аспирантов и молодых ученых
«Научная сессия ТУСУР–2016»**

25–27 мая 2016 г., г. Томск

В шести частях

Часть 1

Корректор – **В.Г. Лихачева**
Верстка **В.М. Бочкаревой**

Издательство «В-Спектр».
Сдано на верстку 20.04.2016. Подписано к печати 20.05.2016.
Формат 60×84^{1/16}. Печать трафаретная. Печ. л. 20,25.
Тираж 100 экз. Заказ 12.

ТУСУР. г. Томск, пр. Ленина, 40. к. 205, т. 70-15-24
(записано 600 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