

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

ПРИГЛАШАЕТ



Лицензия серия А №282322 от 21.05.08



Преимущества обучения в ТУСУРе:

- ◆ Полученное в ТУСУРе образование гарантирует 100% -ное трудоустройство, достойные условия труда, высокую зарплату и карьерный рост по службе.
- ◆ Высокое качество образования в ТУСУРе основано:
 - на высокой квалификации преподавательского состава;
 - на высоком уровне научных исследований;
 - на современной материальной базе учебного процесса;
 - на применении в обучении инновационных технологий.
- ◆ Наряду с выбранной специальностью студенты ТУСУРа получают знания по современным информационным технологиям и основам ведения наукоемкого бизнеса.

Выбирая будущее, выбирай ТУСУР!

WWW.TUSUR.RU



ТУСУР

НАУЧНАЯ СЕССИЯ ТУСУР-2012



**МАТЕРИАЛЫ ВСЕРОССИЙСКОЙ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЙ КОНФЕРЕНЦИИ
СТУДЕНТОВ, АСПИРАНТОВ
И МОЛОДЫХ УЧЕНЫХ,
посвященной 50-летию ТУСУРа
16–18 мая 2012 г. (В пяти частях)**

ЧАСТЬ 1

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–2012

**Материалы
Всероссийской научно-технической конференции
студентов, аспирантов и молодых ученых
«Научная сессия ТУСУР–2012»,
посвященной 50-летию ТУСУРа**

16–18 мая 2012 г., г. Томск

В пяти частях

Часть 1

В-Спектр
2012

УДК 621.37/.39+681.518 (063)

ББК 32.84я431+32.988я431

Н 34

Н 34 Научная сессия ТУСУР–2012: Материалы Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 16–18 мая 2012 г. – Томск: В-Спектр, 2012: В 5 частях. – Ч. 1. – 320 с.

ISBN 978-5-91191-246-8

ISBN 978-5-91191-247-5 (Ч. 1)

Материалы Всероссийской 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 защите информации. Представлены статьи по математическому моделированию в технике, экономике и менеджменте, антикризисному управлению, автоматизации управления в технике и образовании, а также работы, касающиеся социокультурных проблем современности, экологии, мониторинга окружающей среды и безопасности жизнедеятельности.

УДК 621.37/.39+681.518 (063)

ББК 32.84я431+32.988я431

ISBN 978-5-91191-246-8

ISBN 978-5-91191-247-5 (Ч. 1)

© Том. гос. ун-т систем управления
и радиоэлектроники, 2012

**Всероссийская
научно-техническая конференция
студентов и молодых ученых
«Научная сессия ТУСУР–2012»,
посвященная 50-летию ТУСУРа
16–18 мая 2012 г.**

ПРОГРАММНЫЙ КОМИТЕТ

- *Шурыгин Ю.А.* – председатель Программного комитета, ректор ТУСУРа, заслуженный деятель науки РФ, профессор, д.т.н.;
- *Шелупанов А.А.* – сопредседатель Программного комитета, проректор по НР ТУСУРа, зав. каф. КИБЭВС ТУСУРа, профессор, д.т.н.;
- *Беляев Б.А.*, зав. лабораторией электродинамики» Ин-та физики СО РАН, д.т.н., г. Красноярск;
- *Ворошилин Е.П.*, зав. каф. ТОР, к.т.н.;
- *Голиков А.М.*, доцент каф. РТС, к.т.н.;
- *Грик Н.А.*, зав. каф. ИСР, профессор, д.ист.н.;
- *Давыдова Е.М.*, зам. зав. каф. КИБЭВС по УР, доцент каф. КИБЭВС, к.т.н.;
- *Дмитриев В.М.*, зав. каф. ТОЭ, профессор, д.т.н.;
- *Еханин С.Г.*, профессор каф. КУДР, доцент, д.ф.-м.н.;
- *Ехлаков Ю.П.*, проректор по информатизации и управлению ТУСУРа, зав. каф. АОИ, профессор, д.т.н.;
- *Зариковская Н.В.*, доцент каф. ФЭ, к.ф.-м.н.;
- *Карташев А.Г.*, профессор каф. РЭТЭМ, д.б.н.;
- *Катаев М.Ю.*, профессор каф. АСУ, д.т.н.;
- *Кошубинский В.П.*, зам. зав. каф. КСУП, доцент каф. КСУП, к.т.н.;
- *Лоцилов А.Г.*, с.н.с. СКБ «Смена» ТУСУРа, к.т.н.;
- *Лукин В.П.*, директор отд. распространения волн Ин-та оптики атмосферы СО РАН, почетный член Американского оптического общества, профессор, д.ф.-м.н., г. Томск;
- *Малюк А.А.*, декан фак-та информационной безопасности МИФИ, к.т.н., г. Москва;
- *Малютин Н.Д.*, начальник НУ ТУСУРа, директор НОЦ «Нанотехнологии», профессор, д.т.н.;

- *Мещераков Р.В.*, зам. начальника НУ ТУСУРа, доцент, зам. зав. каф. КИБЭВС по НР, к.т.н.;
- *Мишель А.А.*, профессор, зам. зав. каф. АСУ, д.т.н.;
- *Осипов Ю.М.*, зав. отделением каф. ЮНЕСКО ТУСУРа, академик Международной академии информатизации, д.э.н., д.т.н., профессор;
- *Пустынский И.Н.*, зав. каф. ТУ, заслуженный деятель науки и техники РФ, профессор, д.т.н.;
- *Разинкин В.П.*, профессор, каф. ТОР НГТУ, д.т.н., г. Новосибирск;
- *Семиглазов А.М.*, профессор каф. ТУ, д.т.н.;
- *Суслова Т.И.*, декан ГФ, зав. каф. ФС, доцент, д.ф.н.;
- *Титов А.А.*, профессор каф. РЗИ, доцент, д.т.н.;
- *Троян П.Е.*, зав. каф. ФЭ, профессор, д.т.н.;
- *Уваров А.Ф.*, проректор по инновационному развитию и международной деятельности ТУСУРа, зав. каф. УИ, к.э.н.;
- *Ходашинский И.А.*, профессор каф. КИБЭВС, д.т.н.;
- *Черепанов О.И.*, профессор каф. ЭСАУ, д.ф.-м.н.;
- *Шарангович С.Н.*, профессор, зав. каф. СВЧиКР, к.ф.-м.н.;
- *Шарыгин Г.С.*, зав. каф. РТС, профессор, д.т.н.;
- *Шостак А.С.*, профессор каф. КИПР, д.т.н.

ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ

- *Шелупанов А.А.* – председатель Организационного комитета, проректор по НР ТУСУРа, зав. каф. КИБЭВС, профессор, д.т.н.;
- *Ярьмова И.А.* – зам. председателя Оргкомитета, зав. ОППО ТУСУРа, к.б.н.;
- *Юрченкова Е.А.* – секретарь Оргкомитета, инженер ОППО ТУСУРа, к.х.н.

СЕКЦИИ КОНФЕРЕНЦИИ

- Секция 1. Радиотехнические системы и распространение радиоволн. Председатель секции – Шарыгин Герман Сергеевич, зав. каф. РТС, д.т.н., проф.; зам. председателя – Тисленко Владимир Ильич, проф. каф. РТС, д.т.н., доцент.
- Секция 2. Защищенные телекоммуникационные системы. Председатель секции – Голиков Александр Михайлович, доцент каф. РТС, к.т.н.; зам. председателя – Бернгардт Александр Самуилович, доцент каф. РТС, к.т.н.
- Секция 3. Аудиовизуальная техника, бытовая радиоэлектронная аппаратура и сервис. Председатель секции – Пустынский Иван Николаевич, зав. каф. ТУ, проф., д.т.н.; зам. председателя – Костевич Анатолий Геннадьевич, с.н.с. каф. ТУ НИЧ, к.т.н.

- Секция 4. Проектирование биомедицинской аппаратуры. Председатель секции – Еханин Сергей Георгиевич, проф. каф. КУДР, доцент, д.ф.-м.н.; зам. председателя – Романовский Михаил Николаевич, доцент каф. КУДР, к.т.н.
- Секция 5. Конструирование и технологии радиоэлектронных средств. Председатель секции – Лошилов Антон Геннадьевич, с.н.с. СКБ «Смена», к.т.н.; зам. председателя – Бомбизов Александр Александрович, м.н.с. СКБ «Смена».
- Секция 6. Проектирование и эксплуатация радиоэлектронных средств. Председатель секции – Шостак Аркадий Степанович, проф. каф. КИПР, д.т.н.; зам. председателя – Озёркин Денис Витальевич, декан РКФ, доцент каф. КИПР, к.т.н.
- Секция 7. Радиотехника. Председатель секции – Титов Александр Анатольевич, проф. каф. РЗИ, доцент, д.т.н.; зам. председателя – Семенов Эдуард Валерьевич, доцент каф. РЗИ, к.т.н.
- Секция 8. 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 каф. ЭП НИЧ, к.т.н.
- Секция 9. Инфокоммуникационные технологии и системы широкополосного беспроводного доступа. Председатель секции – Ворошилин Евгений Павлович, зав. каф. ТОР, к.т.н.; зам. председателя – Белов Владимир Иванович, доцент каф. ТОР, к.т.н.
- Секция 10. Интегрированные информационно-управляющие системы. Председатель секции – Катаев Михаил Юрьевич, проф. каф. АСУ, д.т.н.; зам. председателя – Бойченко Иван Валентинович, доцент каф. АСУ, к.т.н.
- Секция 11. Физическая и плазменная электроника. Председатель секции – Троян Павел Ефимович, зав. каф. ФЭ, проф., д.т.н.; зам. председателя – Смирнов Серафим Всеволодович, проф. каф. ФЭ, д.т.н.
- Секция 12. Промышленная электроника. Председатель секции – Михальченко Геннадий Яковлевич, директор НИИ ПрЭ, проф., д.т.н.; зам. председателя – Семенов Валерий Дмитриевич, проф., зам. зав. каф. ПрЭ по НР, к.т.н.
- Секция 13. Распределенные информационные технологии. Председатель секции – Ехлаков Юрий Поликарпович, проректор по информатизации и управлению ТУСУРа, зав. каф. АОИ, проф., д.т.н.; зам. председателя – Сенченко Павел Васильевич, декан ФСУ, доцент каф. АОИ, к.т.н.

- Подсекция 13.1. Распределённые информационные технологии и системы. Председатель секции – Ехлаков Юрий Поликарпович, проректор по информатизации и управлению ТУСУРа, зав. каф. АОИ, проф., д.т.н.; зам. председателя – Сенченко Павел Васильевич, декан ФСУ, доцент каф. АОИ, к.т.н.
- Подсекция 13.2. Современные библиотечные технологии. Председатель секции – Абдрахманова Марина Викторовна, директор библиотеки ТУСУРа; зам. председателя – Карауш Александр Сергеевич, доцент каф. РЗИ, к.т.н.
- Секция 14. Информационно-измерительные приборы и устройства. Председатель секции – Черепанов Олег Иванович, проф. каф. ЭСАУ, д.ф.-м.н.; зам. председателя – Шидловский Виктор Станиславович, доцент каф. ЭСАУ, к.т.н.
- Секция 15. Вычислительный интеллект. Председатель секции – Ходашинский Илья Александрович, проф. каф. КИБЭВС, д.т.н.; зам. председателя – Лавыгина Анна Владимировна, ст. преп. каф. АОИ, к.т.н.
- Секция 16. Аппаратно-программные средства в системах управления и проектирования. Председатель секции – Шурыгин Юрий Алексеевич, ректор ТУСУРа, зав. каф. КСУП, проф., д.т.н.; зам. председателя – Коцубинский Владислав Петрович, доцент каф. КСУП, к.т.н.
- Подсекция 16.1. Интеллектуальные системы проектирования технических устройств. Председатель секции – Черкашин Михаил Владимирович, декан ФВС, доцент каф. КСУП, к.т.н.
- Подсекция 16.2. Адаптация математических моделей для имитации сложных технических систем. Председатель секции – Коцубинский Владислав Петрович, доцент каф. КСУП, к.т.н.
- Подсекция 16.3. Инструментальные средства поддержки автоматизированного проектирования и управления. Председатель секции – Рыбалка Евгений Николаевич, ст. преп. каф. КСУП.
- Секция 17. Автоматизация технологических процессов. Председатель секции – Давыдова Елена Михайловна, доцент, зам. зав. каф. КИБЭВС по УР, к.т.н.; зам. председателя – Зыков Дмитрий Дмитриевич, доцент каф. КИБЭВС, к.т.н.
- Секция 18. Методы и системы защиты информации. Информационная безопасность. Председатель секции – Шелупанов Александр Александрович, проректор по НР ТУСУРа, зав. каф. КИБЭВС, проф., д.т.н.; зам. председателя – Мещеряков Роман Валерьевич, зам. начальника НУ, зам. зав. каф. КИБЭВС по НР, доцент, к.т.н.

- Секция 19. Математическое моделирование в технике, экономике и менеджменте. Председатель секции – Мицель Артур Александрович, проф. каф. АСУ, д.т.н.; зам. председателя – Зариковская Наталья Вячеславовна, доцент каф. ФЭ, к.ф.-м.н.
- Подсекция 19.1. Моделирование в естественных и технических науках. Председатель секции – Зариковская Наталья Вячеславовна, доцент каф. ФЭ, к.ф.-м.н.; зам. председателя – Колотаев Илья Владимирович, ассистент каф. АСУ.
- Подсекция 19.2. Моделирование, имитация и оптимизация в экономике. Председатель секции – Мицель Артур Александрович, проф. каф. АСУ, д.т.н.; зам. председателя – Кузьмина Елена Александровна, доцент каф. АСУ, к.т.н.
- Секция 20. Экономика и управление. Председатель секции – Осипов Юрий Мирзоевич, зав. отделением каф. ЮНЕСКО, д.э.н., д.т.н., проф.; зам. председателя – Васильковская Наталья Борисовна, доцент каф. экономики, к.э.н.
- Секция 21. Антикризисное управление. Председатель секции – Семиглазов Анатолий Михайлович, проф. каф. ТУ, д.т.н.; зам. председателя – Бут Олеся Анатольевна, ассистент каф. ТУ.
- Секция 22. Экология и мониторинг окружающей среды. Безопасность жизнедеятельности. Председатель секции – Карташев Александр Георгиевич, проф. каф. РЭТЭМ, д.б.н.; зам. председателя – Смолина Татьяна Владимировна, доцент каф. РЭТЭМ, к.б.н.
- Секция 23. Актуальные проблемы социальной работы в современном обществе. Председатель секции – Грик Николай Антонович, зав. каф. ИСР, проф., д.ист.н.; зам. председателя – Баранова Мария Николаевна, инженер каф. ИСР.
- Секция 24. Инновационные проекты, студенческие идеи и проекты. Председатель секции – Уваров Александр Фавстович, проректор по инновационному развитию и международной деятельности ТУСУРа, к.э.н.; зам. председателя – Чекчеева Наталья Валерьевна, зам. директора Института инноватики, к.э.н.
- Секция 25. Автоматизация управления в технике и образовании. Председатель секции – Дмитриев Вячеслав Михайлович, зав. каф. ТОЭ, д.т.н., проф.; зам. председателя – Ганджа Тарас Викторович, доцент ВКИЭМ, к.т.н.
- Секция 26. Современные информационные технологии. Открытия. Творчество. Проекты. Председатель секции – Смолонская Марина Александровна, ведущий специалист НОУ «Открытый молодежный университет»; зам. председателя –

Бесклубов Станислав Владимирович, ведущий специалист
НОУ «Открытый молодежный университет».

Адрес Оргкомитета:

**634050, Россия, г. Томск,
пр. Ленина, 40, ГОУ ВПО «Тусур»,
Научное управление (НУ), к. 205
Тел.: 8-(3822)-701-524, 701-582
E-mail: nstusur@main.tusur.ru**

1-й том – 1–7-я секции;
2-й том – 8–14-я секции;
3-й том – 15, 17, 18-я секции;
4-й том – 16, 19, 20-я секции;
5-й том – 21–26-я секции.

СЕКЦИЯ 1

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

*Председатель – Шарыгин Г.С., зав. каф. РТС, д.т.н., профессор,
зам. председателя – Тисленко В.И., профессор каф. РТС, д.т.н.,
доцент*

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ КАНАЛА СВЯЗИ ВНУТРИ ПОМЕЩЕНИЯ

Е.В. Рогожников, магистрант каф. РТС;

Р.Р. Абенев, магистрант каф. ТОР;

Д.Ю. Майков, аспирант каф. ТОР

г. Томск, ТУСУР, РТФ, udzhon@sibmail.com

Искажения сигналов, вызванные многолучевостью распространения, приводят к значительным погрешностям оценки их параметров. Таким образом, многолучевость канала распространения радиоволн (РРВ) существенно влияет на качество радиотехнической системы. Работа систем связи внутри помещений сопряжена с некоторыми особенностями: сравнительно маленькие расстояния между передающими и приемными антеннами, а также отсутствие прямой видимости в связи с наличием стен и прочих перекрытий [1].

Цель эксперимента: получение экспериментальных данных о канале РРВ внутри помещений на частоте 2,4 ГГц для беспроводных систем связи.

На передающей стороне использовался генератор R&S SMBV100A, формирующий OFDM-сигнал мощностью 100 мВт и длительностью 10 мс на несущей частоте 2,4 ГГц с полосой 20 МГц, а также передающая антенна. На приемной – спектроанализатор R&S FSL 18, МШУ и приемная антенна. В течение одного сеанса было получено около 2500 сигналов. В передатчике и приемнике использовались изотропные антенны [2].

Измерения проводились в 2 комнатах на третьем этаже учебного корпуса ТУСУРа. План этого помещения приведен на рис. 1. Комнаты соединены между собой проходами. В центре и по краям каждой комнаты находятся рабочие места сотрудников, компьютеры и различное оборудование. В ходе эксперимента передатчик был установлен неподвижно на высоте 1 м, а приемник менял свое положение.

На рис. 1. генератор R&S SMBV100A обозначен как TX, а спектроанализатор R&S FSL 18 обозначен как RX.

Было произведено пять измерений. Каждое измерение включает в себя запись огибающей спектра принятого сигнала. За одно измерение было получено в среднем 1200 записей, интервал времени между ними варьировался от 0,06 до 1 с.

В качестве опорного сигнала использовался OFDM-сигнал полосой 20 МГц и длительностью 4 мс на несущей частоте 2,4 ГГц. На приемной стороне спектроанализатор R&S FSL 18 формировал спектр принимаемого сигнала. С помощью программного обеспечения R&S Trace Recorder сформированный спектр сохранялся в ЭВМ.

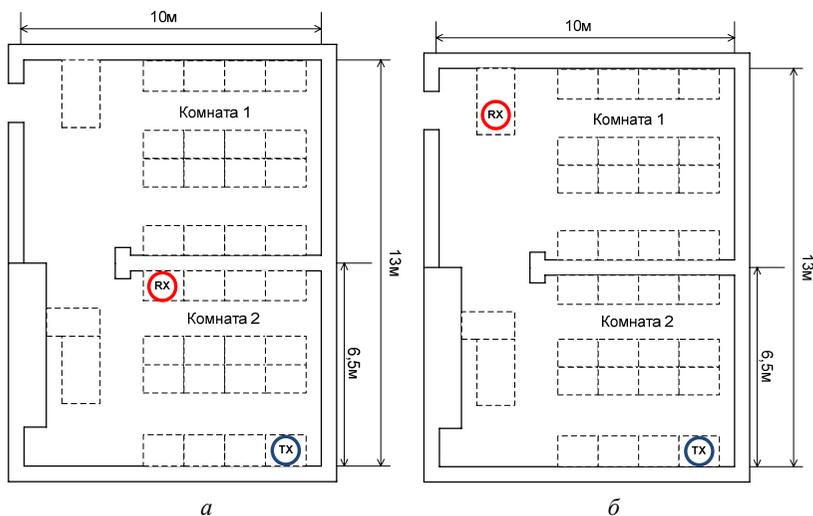


Рис. 1. Размещение передающей и приемной антенны

На рис. 2 приведен пример огибающей спектра опорного сигнала и сигнала, прошедшего через беспроводной канал.

В первом случае передатчик и приемник размещены в комнате 2 в зоне прямой видимости на расстоянии 7 м друг от друга (как показано на рис. 1, а). Мощность передатчика 10 дБм, интервал между записями огибающей спектра составил 0,06 с. На рис. 3 приведены флуктуации средней мощности сигнала во времени при различной активности людей.

Как видно из рис. 3, флуктуации мощности значительно больше при высокой активности людей и достигают 12 дБм.

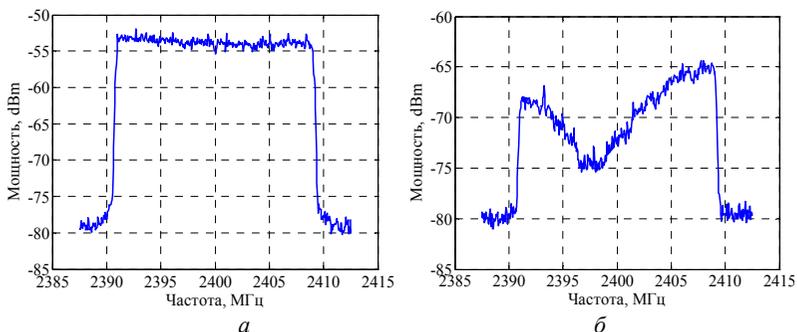


Рис. 2. Огибающая спектра опорного сигнала (а) и сигнала, прошедшего через канал (б)

Полученные экспериментальные данные позволили рассчитать время когерентности канала по уровню 0,5 автокорреляционной функции (АКФ), которое составило 0,32 с при высокой активности людей и 0,48 с при низкой активности людей [3].

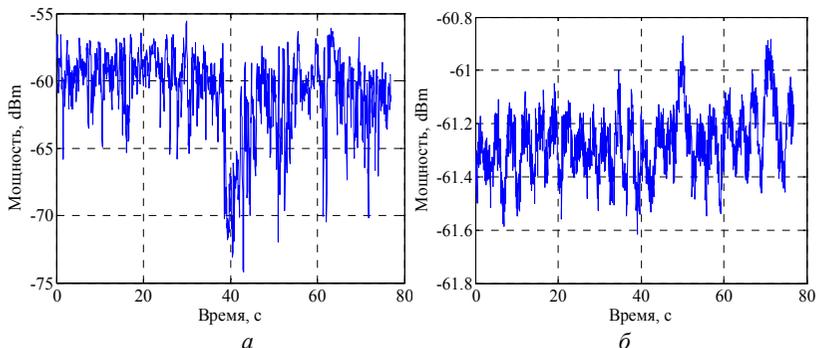
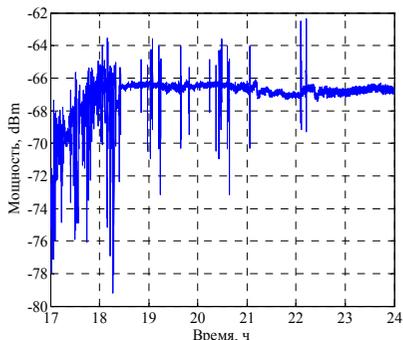


Рис. 3. Флуктуации средней мощности сигнала: а – высокая активность людей; б – низкая активность людей

На рис. 4 представлены флуктуации мощности, в зависимости от времени суток. Измерения проводилось в двух соседних комнатах (см. рис. 1, б), интервал между принимаемыми сигналами 1 с.

Рис. 4. Средняя мощность принимаемого сигнала от времени суток



Как видно из рис. 4, наиболее сильные флуктуации (порядка 10 дБм) наблюдаются в период с 17 до 18:30 ч, поскольку в это время в помещении находится рабочий персонал. После 18:30 сотрудники покидают помещение, и флуктуации мощности значительно снижаются до уровня 4 дБм. С 19 до 24 ч канал практически не меняется, и флуктуации мощности находятся в пределах 1 дБм с редкими выбросами порядка 5 дБм.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ворошилин Е.П., Лебедев В.Ю. Экспериментальная оценка импульсной реакции канала распространения радиоволн в сантиметровом диапазоне // Доклады ТУСУРа. 2008. № 2 (18), ч. 2.
2. Valenzula R., Chizhik D., Ling J. Measurement and prediction between local average power and small scale fading in indoor wireless communication channels // White Paper, Lucent technologies, Bell Laboratories.
3. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. 2-е изд. испр., пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс». 2003.

ИССЛЕДОВАНИЕ БИТОВОЙ ВЕРОЯТНОСТИ ОШИБКИ OFDM-СИГНАЛА ПРИ РАЗНОМ ОТНОШЕНИИ СИГНАЛ/ШУМ

Р.А. Алексеев, А.Е. Туинов, студенты каф. РТС

г. Томск, ТУСУР, romka-alekeseev@yandex.ru

Целью данной статьи является исследование битовой вероятности ошибки (БВО) в системе OFDM (англ. Orthogonal Frequency Division Multiplexing) при разном отношении сигнал/шум (С/Ш).

Модель системы формирования сигнала с OFDM была реализована в программной среде MATLAB.

В основе работы системы лежит алгоритм быстрого преобразования Фурье (БПФ). Синтетическим методом создаётся спектр сигнала, из которого обратным быстрым преобразованием Фурье (ОБПФ) получается аналоговый сигнал. Спектр такого сигнала уже состоит из ортогональных поднесущих, этот факт получается по определению преобразования Фурье.

Разработанный алгоритм модуляции OFDM содержит следующие блоки: мультиплексор и демультиплексор, n -канальных модуляторы и n -канальные демодуляторы, ОБПФ и БПФ, процедуры АЦП и ЦАП, канал многолучевого распространения с аддитивным гауссовским шумом.

На рис. 1 и 2 схематично показаны архитектуры типовых приёмника и передатчика OFDM.

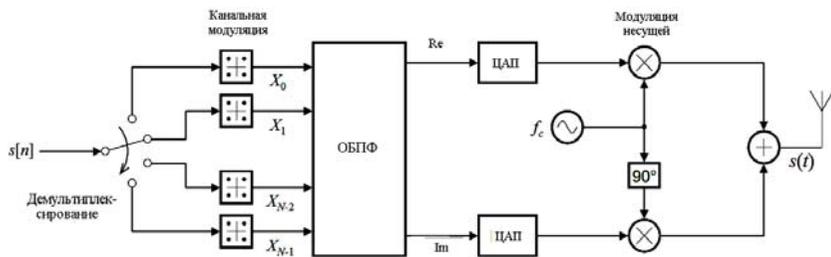


Рис. 1. Типовая структурная схема передатчика OFDM

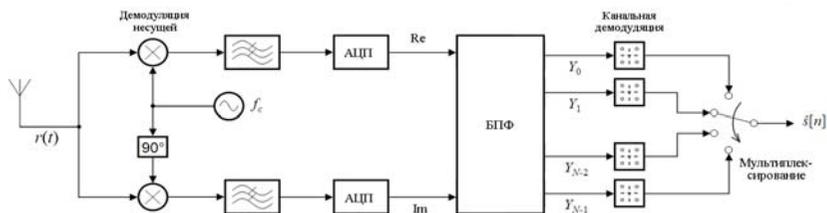


Рис. 2. Типовая структурная схема приемника OFDM

Отношение С/Ш (далее ОСШ) напрямую влияет на БВО: чем больше ОСШ, тем меньше БВО. ОСШ реализовано следующим образом: в программе изначально задается параметр q (характеризующий ОСШ), мощность сигнала P находится путем интегрирования энергии сигнала за время наблюдения; мощность шума N_0 рассчитывается по известной формуле

$$q^2 = \frac{\int E^2 dt}{N_0}$$

Кроме того, в разработанном алгоритме реализована возможность изменения кратности модуляции от КАМ-2 до КАМ-16.

На рис. 3 приведены графики зависимости БВО от ОСШ при разной кратности модуляции.

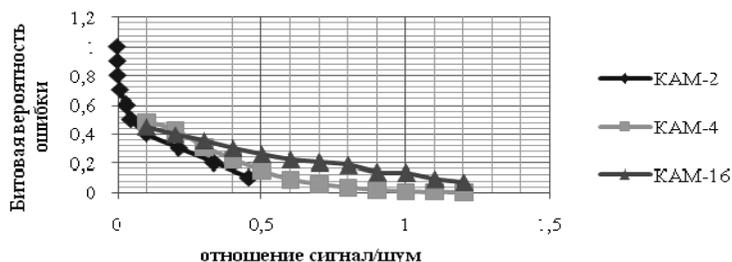


Рис. 3. Графики зависимости битовой вероятности ошибки от ОСШ при разных кратностях модуляции

Представленные данные подтверждают идею того, что при уменьшении ОСШ, необходимо применять модуляцию меньшей кратности, для уменьшения БВО.

ЛИТЕРАТУРА

1. Скляр Б. Цифровая связь: теоретические основы и практическое применение. М.: Изд дом «Вильямс», 2003. 1104 с
2. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. СПб.: Питер. 2002. 608 с.

ФИЗИЧЕСКИЕ ПРИЧИНЫ ВОЗНИКНОВЕНИЯ АНОМАЛЬНО БОЛЬШИХ ОШИБОК ПЕЛЕНГОВАНИЯ ФАЗОВЫМ МЕТОДОМ НА НАЗЕМНЫХ ТРАССАХ

А.С. Аникин, аспирант каф. РТС;

В.П. Денисов, профессор. каф. РТС, д.т.н.

г. Томск, ТУСУР, НИИ РТС, rbk@sibmail.com

Известно, что пеленгование источников радиоизлучения (ИРИ) на пересечённых трассах сопровождается погрешностями, вызванными отражениями радиоволн от подстилающей поверхности и местных предметов [1]. Экспериментальные исследования оценки угла прихода фазовым методом показывают, что пеленгование ИРИ со сканирующей антенной сопровождается аномальными ошибками [2] и проявляется как быстрые изменения разностей фаз (далее бросков или скачков разностей фаз) в минимумах зависимости амплитуды принимаемых сигналов от углового положения антенны ИРИ. Броски разностей фаз наблюдаются при большом уровне сигнала в сравнении с шумом приёмника, поэтому не могут быть объяснены наличием этого шума.

Целью работы является выяснение физической природы аномальных ошибок фазового пеленгатора, работающего по сканирующему ИРИ.

Для трассы протяжённостью 16 км на рис. 1 показана характерная зависимость экспериментальных [3] разностей фаз между сигналами с выходов антенн пеленгатора и уровня сигнала на выходах антенн от углового положения антенны ИРИ.

Из рис. 1 видно, что броски разностей фаз наблюдаются при приёме сигналов с минимальной амплитудой.

Пусть на входах широконаправленных антенн пеленгатора имеются примерно равные по величине прямой сигнал ИРИ и сигнал от переизлучателя, имитирующий сигнал, отражённый от рельефа. На выходе первой антенны пеленгатора полная фаза $\varphi_{\Sigma}(\theta)$ и огибающая

$s_{\Sigma}(\theta)$ результирующего сигнала могут быть записаны через квадратуры $C(\theta)$ и $S(\theta)$ в виде:

$$s_{\Sigma}(\theta) = \sqrt{C(\theta)^2 + S(\theta)^2}, \quad (1)$$

$$\phi_{\Sigma}(\theta) = \begin{cases} \arctg(S(\theta)/C(\theta)), & C(\theta) > 0, -\infty < S(\theta) < \infty, \\ \pi - \arctg(S(\theta)/|C(\theta)|), & C(\theta) < 0, 0 \leq S(\theta) < \infty, \\ -\pi + \arctg(|S(\theta)|/|C(\theta)|), & C(\theta) < 0, -\infty < S(\theta) \leq 0, \end{cases} \quad (2)$$

где

$$C(\theta) = F_{\text{пер}}(\theta - \theta_1) \cdot \cos(\phi_1) + F_{\text{пер}}(\theta - \theta_2) \cdot \cos(\phi_2), \quad (3)$$

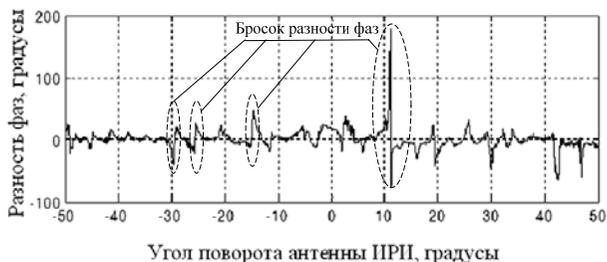
$$S(\theta) = F_{\text{пер}}(\theta - \theta_1) \cdot \sin(\phi_1) + F_{\text{пер}}(\theta - \theta_2) \cdot \sin(\phi_2), \quad (4)$$

$$F_{\text{пер}}(\theta) = |\sin(\theta)/\theta| \cdot \exp[j \cdot \varphi_{\text{пер}}(\theta)] - \text{ДНА ИРИ};$$

$\phi_1 = \omega_0 \cdot \tau_1 + \arg(\sin(\theta - \theta_1)/\theta - \theta_1)$ и $\phi_2 = \omega_0 \cdot \tau_2 + \arg(\sin(\theta - \theta_2)/\theta - \theta_2)$ – полные фазы сигналов от ИРИ и переизлучателя.



a



b

Рис. 1. Экспериментальная зависимость сигналов в фазовом пеленгаторе:
a – уровни принимаемых сигналов на выходе антенн;
b – разности фаз между сигналами на базе 6λ

Отметим, что выражение для диаграммы направленности ИРИ $F_{\text{пер}}(\theta)$ учитывает изменение фазы излученного сигнала на π при переходе от одного лепестка к другому.

Для второй антенны пеленгатора выражение (1) записывается аналогично. Разность между полными фазами $\phi_{\Sigma 1}(\theta)$ и $\phi_{\Sigma 2}(\theta)$ сигналов на разнесённых антеннах описывается формулой $\Delta\phi_{\Sigma}(\theta) = \phi_{\Sigma 1}(\theta) - \phi_{\Sigma 2}(\theta)$.

Проанализируем формулу для разности фаз на конкретном примере. Положим протяжённость трассы равной 16 км, когда прямому сигналу от ИРИ соответствует угол $\theta_1 \approx 0$, а сигналу от переизлучателя – угол $\theta_2 \approx 0,4^\circ$. Переизлучатель расположен на расстоянии $D_0 = 8$ км от ИРИ, а пространственный разнос антенн пеленгатора составляет 6λ . Для первой антенны полные фазы с учётом приведения к интервалу $(0, 2\pi)$ составляют $\phi_1^1 \approx 2,0944$ радиана для прямого сигнала ИРИ и $\phi_2^1 \approx 2,209$ радиан для сигнала переизлучателя и, соответственно, $\phi_1^2 \approx 2,0944$ радиана и $\phi_2^2 \approx 1,9458$ радиана для второй антенны пеленгатора. Расчётные зависимости от угла поворота антенны ИРИ амплитуды результирующего сигнала на выходах антенн пеленгатора, разности фаз между ними показаны на рис. 2.

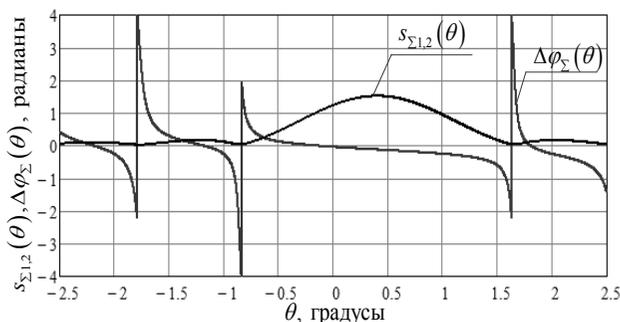


Рис. 2. Амплитуды результирующего сигнала на выходах антенн пеленгатора и разности фаз между ними при сканировании антенны ИРИ

Из рисунков видно, что полная фаза $\phi_{\Sigma}(\theta)$ результирующего сигнала на выходе антенны пеленгатора терпит скачки в минимумах амплитуды результирующего сигнала. Из-за пространственного разноса антенн пеленгатора скачки полных фаз принимаемого сигнала на пер-

вой и второй антеннах пеленгатора наблюдаются в разных угловых положениях антенны ИРИ, что приводит к броскам разности фаз $\Delta\phi_{\Sigma}(\theta)$. Анализ выражений (2)–(4) показывает, что броски разностей фаз возникают в случае равенства по величине противоположных по знаку синусных квадратур прямого сигнала ИРИ и переотражённого сигнала от рельефа.

Выводы. Броски разностей фаз в минимумах ДНА ИРИ, измеренной на приёмной позиции, на качественном уровне повторяют результаты экспериментов и определяются соотношениями амплитуд интерферирующих сигналов в разнесённых антеннах пеленгатора. Аномальные ошибки пеленгования в минимумах ДНА ИРИ могут наблюдаться вследствие взаимной компенсации сигналов от ИРИ и сигналов от рельефа местности, принадлежащих смежным лепесткам ДНА ИРИ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Денисов В.П. Исследование антенной системы фазового пеленгатора на наземных трассах / В.П. Денисов, Н.А. Колядин // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. 2009. № 1(19). ч. 1. С. 7–14.

2. Колядин Н.А. Исследование возможности исключения аномальных ошибок в фазовых пеленгаторах, работающих по сканирующему источнику / Н.А. Колядин, В.П. Денисов // Научная сессия ТУСУР–2009, Томск: В-Спектр, 2009. Ч. 1. С. 26–29.

3. Ровкин М.Е. Измерительный комплекс для исследования пространственно-временных искажений радиосигналов трехсантиметрового диапазона на наземных трассах / М.Е. Ровкин, М.В. Крутиков, А.А. Мещеряков и др. // Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2006. №6. С. 7–11.

4. Научно-исследовательский отчёт по проекту №4289 «Пространственно-временные модели ультракоротковолновых сигналов, распространяющихся вдоль земной поверхности» аналитической ведомственной целевой программы «Развитие научного потенциала высшей школы (2006–2008 годы)». Томск, ТУСУР, 2008. Пер. №01200614208.

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОЕ КОДИРОВАНИЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ БИОРТОГОНАЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ НАД ПОЛЯМИ $GF(2^M)$

*Д.В. Черников, каф. компьютерной безопасности
и прикладной алгебры, соискатель*

г. Челябинск, Челябинский гос. университет, cherninkiy@gmail.com

В работе [1] построены корректирующие коды на основе ортогональных вейвлет-преобразований над конечным полем. В [2] и [3] представлен другой подход (рис. 1), в основе которого лежит двухка-

нальная схема анализа-синтеза с биортогональными фильтрами над конечным полем $GF(p^m)$, $p > 2$.



Рис. 1. Схема помехоустойчивого кодирования

Для построения биортогональных фильтров использовалась лифтинговая схема над конечным полем [4]. Условие точного восстановления для матричного представления фильтров имеет вид

$$\tilde{H}^T H + \tilde{G}^T G = I_{N \times N}, \quad I - \text{единичная.} \quad (1)$$

Здесь $H = 2 - \text{cir}(h_0, h_{N-1}, \dots, h_1)$ есть 2-циркулянтная матрица (каждая следующая строка – циклический сдвиг предыдущей на 2 позиции вправо). Аналогично $G = 2 - \text{cir}(g_0, g_{N-1}, \dots, g_1)$, $\tilde{H} = 2 - \text{cir}(\tilde{h}_0, \tilde{h}_{N-1}, \dots, \tilde{h}_1)$ и $\tilde{G} = 2 - \text{cir}(\tilde{g}_0, \tilde{g}_{N-1}, \dots, \tilde{g}_1)$.

Для полиномиального представления над полями характеристики отличной от 2 это условие записывается в виде

$$\begin{aligned} \tilde{h}(x^{N-1})h(x) + \tilde{g}(x^{N-1})g(x) &= 2, \\ \tilde{h}(\alpha x^{N-1})h(x) + \tilde{g}(\alpha x^{N-1})g(x) &= 0, \end{aligned} \quad \alpha = (p-1) \bmod p.$$

Все операции над многочленами производятся в кольце $GF(p^m)[x]/x^N - 1$.

Для снятия ограничений на характеристику поля обратимся к рассмотрению полифазных компонент фильтров. Представим фильтр h в виде

$$h(x) = h_e(x^2) + x^{N-1}h_o(x^2), \quad (2)$$

где h_e содержит только четные компоненты, h_o – только нечетные компоненты h . Причем $h_e(x)$ и $h_o(x)$ – многочлены из кольца $GF(p^m)[x]/x^{N/2} - 1$.

Для пары фильтров (h, g) полифазной называется матрица размеров 2×2 вида

$$P(x) = \begin{bmatrix} h_e(x) & g_e(x) \\ h_o(x) & g_o(x) \end{bmatrix}.$$

Теорема. Для двухканальной схемы анализа-синтеза над конечным полем $GF(p^m)$, $p \geq 2$, условие точного восстановления (1) выпол-

няется, если для полифазных матриц пар фильтров (h, g) и (\tilde{h}, \tilde{g}) верно равенство

$$P(x)\tilde{P}(x^{N/2-1})^T = I_{2 \times 2}, \quad I - \text{единичная.} \quad (3)$$

Так как $P(x)$ – обратимая, то ее определитель – обратимый элемент кольца $GF(p^m)[x]/x^{N/2} - 1$, поэтому далее, не ограничивая общности, считаем, что $\det P(x) = 1$, такую пару фильтров (h, g) называют комплементарной.

Из (3) следуют соотношения для полифазных компонент

$$\begin{aligned} \tilde{h}_e(x) &= g_o(x^{N/2-1}), & \tilde{h}_o(x) &= \alpha g_e(x^{N/2-1}), & \alpha &= (p-1) \bmod p. \\ \tilde{g}_e(x) &= \alpha h_o(x^{N/2-1}), & \tilde{g}_o(x) &= h_e(x^{N/2-1}), \end{aligned}$$

Отсюда и из (2) следует, что пары фильтров двухканальной схемы анализа-синтеза (h, g) и (\tilde{h}, \tilde{g}) связаны соотношениями

$$\tilde{h}(x) = \alpha x g(\alpha x^{N-1}), \quad \tilde{g}(x) = x(\alpha x^{N-1}). \quad (4)$$

Выберем фильтр h . Применим алгоритм Евклида нахождения НОД($h_e(x), h_o(x)$), запишем результаты в виде произведения матриц

$$\begin{bmatrix} h_e(x) \\ h_o(x) \end{bmatrix} = \prod_{i=1}^l \begin{bmatrix} q_i(x) & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K \\ 0 \end{bmatrix}, \quad K \neq 0 - \text{const.}$$

Соотношение

$$\begin{bmatrix} h_e(x) & g_e^{(0)}(x) \\ h_o(x) & g_o^{(0)}(x) \end{bmatrix} = \prod_{i=1}^l \begin{bmatrix} q_i(x) & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K & 0 \\ 0 & 1/K \end{bmatrix} \quad (5)$$

позволяет построить фильтр $g^{(0)}$, комплементарный h .

По паре $(h, g^{(0)})$, согласно теореме о лифтинге (см. [4]), можно восстановить любую пару комплементарных фильтров (h, g) , подобрав подходящий многочлен $s(x) \in GF(p^m)[x]/x^{N/2} - 1$, такой что

$$P(x) = P^{(0)}(x) \begin{bmatrix} 1 & s(x) \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Предложенный подход позволяет реализовать линейное 2-циркулярное помехоустойчивое кодирование со скоростью $1/2$ с максимально возможным числом исправляемых ошибок над конечным полем $GF(p^m)$, $p \geq 2$.

В [1] рассмотрен самодвойственный (24, 12, 8)-код над $GF(2)$ – расширенный код Голея, задаваемый парой фильтров $(h, g) = (\{A80011\}, \{40DD55\})$ в шестнадцатеричном представлении. Для этого кода выполняется условие точного восстановления (1). Но он не может быть получен предложенным методом, так как пара указанных фильтров не является комплементарной. Однако применяя (5) к полифазным компонентам фильтра h , строится комплементарный фильтр

$g^{(0)} = \{C8AAAF\}$, который с точностью до сдвига является побитовой инверсией исходного фильтра g . Далее с использованием (4) строится пара двойственных фильтров $(\tilde{h}, \tilde{g}) = (\{FD5544\}, \{620005\})$. Полученный (24, 12, 8)-код, также как и расширенный код Голея, исправляет три ошибки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Sartipi M., Fekri F. Two-dimensional error correcting codes using finite-field wavelets. / IEEE Information Theory Workshop, San Antonio, Texas, October 2004.
2. Черников Д.В. Помехоустойчивое кодирование над конечным полем с использованием биортогональных преобразований // Современные проблемы математики: тезисы 42-й Всерос. молод. шк.-конф. Екатеринбург: Ин-т математики и механики УрО РАН, 2011. С. 247–249.
3. Черников Д.В. Помехоустойчивое кодирование над конечным полем с использованием биортогональных преобразований // IX межвед. конф. «Научно-техническое и информационное обеспечение деятельности спецслужб». М.: Академия ФСБ России, 2012.
4. Doubechies I., Sweldens W. Factoring wavelet transforms into lifting steps / The Journal of Fourier Analysis and Applications. 1998. Vol. 4, issue 3.

СТАТИСТИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ И МОДЕЛИРОВАНИЕ АЛГОРИТМА ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ В СЛАБОСВЯЗАННОЙ ИНТЕГРИРОВАННОЙ СПУТНИКОВОЙ И БЕСПЛАТФОРМЕННОЙ ИНЕРЦИАЛЬНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ

А.С. Конаков, студент; В.В. Шаврин, магистрант;

В.И. Тисленко, проф. каф. РТС, д.т.н.;

А.А. Савин, доцент каф. РТС, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, РТФ, aleksey.konakov@gmail.com

Для решения многих современных задач требуется информация о местоположении объекта, непрерывно поступающая в течение определенного интервала времени. Одной из автономных систем, применяемых для решения подобного рода задач, и является бесплатформенная инерциальная навигационная система (БИНС), в которой применяются микроэлектромеханические системы (МЭМС). Главный недостаток всех инерциальных систем – накопление погрешностей с течением времени. Основные источники погрешностей – шум в каналах наблюдений, а также изменение во времени смещения нуля акселерометра и гироскопа [1]. Следовательно, подобные системы нуждаются в кор-

рекции с привлечением сторонней информации. В спутниковых радионавигационных системах (СРНС) используется совершенно иной способ определения местоположения. Это свидетельствует о том, что погрешности этих систем независимы, а значит, СРНС можно использовать для коррекции БИНС.

Система дифференциальных уравнений, подлежащих решению для определения местоположения в БИНС:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{r}}_{3 \times 1}(t) \\ \dot{\mathbf{v}}_{3 \times 1}(t) \\ \dot{\mathbf{q}}_{4 \times 1}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}(t) \\ \mathbf{g}(t) + \mathbf{C}(\mathbf{q}(t))\mathbf{a}(t) - 2\left[\boldsymbol{\omega}_I^E \times \mathbf{v}(t)\right] \\ \frac{1}{2}\boldsymbol{\Omega}_B^E(t)\mathbf{q}(t) \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где $\mathbf{r}(t)$ – вектор положения объекта; $\mathbf{v}(t)$ – вектор линейной скорости объекта в инерциальной системе отсчета (ИСО); $\mathbf{q}(t)$ – кватернион, задающий угловую ориентацию объекта относительно инерциального базиса (определяющий связь между базисом жестко связанным с телом и инерциальным); $\mathbf{a}(t)$ – вектор кажущегося ускорения объекта в связанном базисе; $\boldsymbol{\omega}_B^E(t)$ – вектор угловой скорости объекта, вычисленный в связанном базисе; $\boldsymbol{\omega}_I^E(t)$ – угловая скорость вращения Земли; $\boldsymbol{\Omega}_B^E$ – кососимметрическая матрица, сконструированная из координат вектора $\boldsymbol{\omega}_B^E(t)$; $\mathbf{C}(\mathbf{q}(t))$ – матрица перехода между базисами.

Непосредственное решение уравнений (1) расходится, т.к. интегрируются случайные процессы $\mathbf{a}(t)$, $\boldsymbol{\omega}_B^E(t)$.

Задачу определения местоположения в БИНС можно решить в терминах современной теории фильтрации, выделив в канал наблюдений $\mathbf{a}(t)$, $\boldsymbol{\omega}_B^E(t)$. Уравнения наблюдений:

$$\mathbf{a}(t) = \mathbf{a}_u(t) + \mathbf{s}_a(t)\mathbf{a}_u(t) + \mathbf{b}_a(t) \quad \boldsymbol{\omega}_B^E(t) = \boldsymbol{\omega}_{Bu}^E(t) + \mathbf{s}_\omega(t)\boldsymbol{\omega}_{Bu}^E(t) + \mathbf{b}_\omega(t),$$

где \mathbf{s}_a , \mathbf{s}_ω – вектора масштабных коэффициентов акселерометра и гироскопа соответственно; \mathbf{b}_a , \mathbf{b}_ω – векторы смещений нуля; индексом u помечены истинные значения.

Подобные системы – ненаблюдаемые (т.к. не наблюдаема линеаризованная система). Однако, как установлено при моделировании, при использовании фильтра расходимость меньше.

Алгоритм коррекции БИНС использует уравнения эволюции погрешностей, полученные из соотношений $\tilde{\dot{\mathbf{x}}} = \tilde{\mathbf{x}} - \hat{\mathbf{x}}$ (погрешность есть

разность между истинным значением и оценкой). При непосредственном решении уравнений (1) или в пренебрежении поправкой на невязку наблюдений при использовании фильтра эволюция погрешностей БИНС определяется уравнениями (2).

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \begin{bmatrix} \dot{\tilde{r}}(t) \\ \dot{\tilde{v}}(t) \\ \dot{\tilde{q}}(t) \\ \dot{\tilde{a}}(t) \\ \dot{\tilde{\omega}}(t) \\ \dot{\tilde{s}}_a(t) \\ \dot{\tilde{s}}_\omega(t) \\ \dot{\tilde{b}}_a(t) \\ \dot{\tilde{b}}_\omega(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{v}(t) \\ -2[\tilde{\omega}_I^E \times \tilde{v}(t)] + [C(\tilde{q}(t)) - I_{3 \times 3}]C(\hat{q}(t))\hat{a}(t) + C(\tilde{q}(t))C(\hat{q}(t)) \times \\ \times [\hat{a}(t) + \tilde{s}_a(t)\hat{a}(t) + \tilde{b}_a(t)] \\ \frac{1}{2}\Xi(\tilde{q}(t))[\hat{\omega}(t) + \tilde{\omega}(t) + \tilde{s}_\omega(t)\hat{\omega}(t) + \mathbf{b}_\omega(t)] \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \mathbf{n}_{ba}(t) \\ \mathbf{n}_{b\omega}(t) \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где $\mathbf{n}_{ba}(t)$, $\mathbf{n}_{b\omega}(t)$ – взаимно некоррелированные случайные процессы (на данном этапе работы их можно представлять как гауссово-марковские процессы первого порядка).

Принцип слабосвязанного построения интегрированной системы определяет способ формирования наблюдений, необходимых при фильтрации. Наблюдения доступны в виде разности показаний двух систем, причем СРНС считается более точной, эталонной.

Для системы, описываемой нелинейными уравнениями (2), которая будет наблюдаемой, необходимо использовать оптимальный нелинейный алгоритм оценивания. Следует отметить, что при условии получения оценок в реальном времени использование фильтра частиц [2] нецелесообразно, так как при малом числе частиц (для достижения

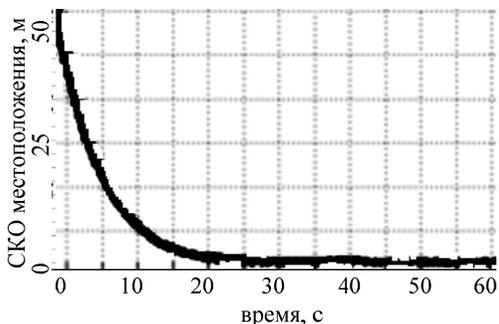


Рис. 1. Зависимость СКО ошибки местоположения от времени.

указанного условия при большой размерности вектора состояния, равной 28) СКО ошибок будет недопустимо большим (рис. 1). Оптимальные алгоритмы оценивания для нелинейных систем: сиг-ма точечный фильтр Калмана (UKF) [2], кубатурный фильтр Калмана (CKF) [3], модификация квадратного

корня кубатурного фильтра Калмана (SCKF) [3]. Предпочтительно использовать SCKF, т.к. в нем искусственно обеспечивается положительная определенность ковариационной матрицы, что препятствует срыву слежения, возможному при использовании других фильтров.

В результате моделирования установлено, что для интегрированной системы СКО определения местоположения не превышает 3 м. По результатам математического моделирования можно сделать заключение, что синтезированный алгоритм обладает достаточной точностью для практического применения. Дальнейшим шагом должно быть проведение эксперимента для подтверждения полученных данных и поиска пути для дальнейшего увеличения точности и надежности работы. Также необходимо найти более точную модель, описывающую изменение смещения нуля во времени.

ЛИТЕРАТУРА

1. Godba S. Performance evolution of low cost MEMS-Based IMU integrated with GPS [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.geomatic.ucalga-ry.ca/research/publications/GradTheses.html> (дата обращения: 20.01.2012).
2. Julier S.J., Uhlmann J.K. A new method for nonlinear transformation of means and covariances in filters and estimators // IEEE Trans. Autom. Control. 2000. Vol. 45. P. 472–482.
3. Arasaratnam I. Cubature Kalman filtering: Theory and applications // Ph.D., Dep. Elect. Comput. Eng., McMaster Univ., Ontario, Canada, 2009.

АЛГОРИТМ ПОДДЕРЖАНИЯ СВЯЗИ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ С АФАР

Д.А. Коротков, аспирант каф. ТОР;

Р.С. Широченко, Д.С. Широченко, студенты каф. ТОР

г. Томск, ТУСУР, kor_dm@sibmail.com

В данной статье рассматривается алгоритм поддержания связи для телекоммуникационных систем, использующих активные фазированные антенные решетки (АФАР).

К достоинствам таких систем можно отнести возможность формирования и управления диаграммой направленности (ДН) антенны электронным способом, высокую энергетическую эффективность, более высокие скорости передачи данных, большую дальность функционирования системы и большее число абонентов, которых одновременно может обслуживать базовая станция [1]. Антенны такого типа широко используются в радиолокационных системах, но до недавнего времени практически не использовались в системах связи.

Схема формирования ДН может быть выполнена как в аналоговом виде, так и в цифровом. При формировании ДН в цифровом виде имеется возможность использовать антенную решетку в качестве фазового пеленгатора, т.е. измерять пеленг абонентских станций. Сложность таких систем при разработке, производстве и настройке гораздо выше, чем в системах с аналоговым формированием ДН. При аналоговом формировании ДН единственным средством для оценки положения абонента является информация о принимаемой от него энергии. Рассматриваемый алгоритм предназначен для использования в системах связи с аналоговым формированием ДН.

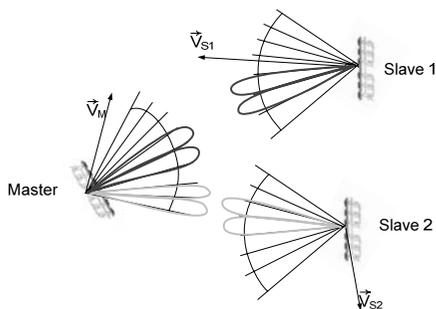


Рис. 1. Структурная схема системы связи

В состав системы входят базовая станция (M) и несколько абонентских станций (S) (рис. 1).

На каждой станции установлено одинаковое оборудование, состоящее из блока обработки сигналов и антенной решетки.

Каждая станция имеет широкий рабочий сектор, в пределах которого она устанавливает узкий луч диаграммы направленности для проведения связи.

В задачи алгоритма входит совместное управление диаграммами направленности станций S и M для поддержания и оптимизации связи. Каждая станция S образует со станцией M пару, в пределах которой происходит управление. Примем в качестве исходных данных, что станции синхронизированы по времени и частоте и каждая станция знает два рабочих положения луча, при которых принимаемая мощность сигнала максимальна. Эти лучи смежные и перекрывающиеся. Излучаемый сигнал можно представить в виде

$$S_i(t) = A_{mi} e^{j\omega t + \varphi_i},$$

где i – номер станции, A_{mi} – амплитуда сигнала, ω – угловая частота сигнала, φ_i – начальная фаза сигнала i -й станции.

Принимаемый сигнал можно представить в виде

$$S_{пp,k}(t) = S_i(t) \cdot F_i(\theta) \cdot F_{i0}(\theta) \cdot F_k(\theta) \cdot F_{k0}(\theta),$$

где k – номер приемной станции, $S_{пp,k}(t)$ – сигнал, принимаемый станцией k , $F_i(\theta)$ – усиление диаграммы направленности станции i , $F_{i0}(\theta)$ – оконная функция правильного направления станции i на станцию k , $F_k(\theta)$ – усиление диаграммы направленности станции k , $F_{k0}(\theta)$ – оконная функция правильного направления станции k на станцию i .

В качестве информации об относительном положении приемной станции используются данные о разности энергий в рабочих лучах.

Принимаемая энергия рассчитывается как

$$E_k = \sum_{t=1}^N S_{\text{пр}k}^2(t),$$

где E_k – энергия, принимаемая станцией k , N – количество временных отсчетов в сигнале.

На основании измерения энергий в рабочих лучах вычисляется разность энергий:

$$\Delta E_k = E_1 - E_2,$$

где ΔE_k – разность энергий в рабочих лучах станции k , E_1 – энергия измеренная при первом рабочем положении луча, E_2 – энергия, измеренная при втором рабочем положении луча.

Полученное значение разности энергий ΔE_k используется для оценки положения станции S . Для этого полученное значение сравнивается с пороговым $E_{\text{порог}}$. Если порог превышен, то пара рабочих лучей изменяется (рис. 2). Новая пара рабочих лучей выбирается следующим образом: из прежней пары остается луч с наибольшей мощностью, а в качестве второго луча выбирается смежный с ним луч.

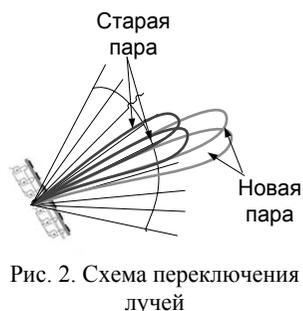


Рис. 2. Схема переключения лучей

Для выбора порогового значения энергии, при котором происходит изменение пары лучей, необходимо учитывать характеристики канала распространения радиоволн и форму ДН. Исследование канала позволит получить информацию о таких параметрах, как глубина замираний мощности сигнала, время когерентности канала. Зная форму ДН и то, как пересекаются ДН в смежных положениях, можно сказать при какой разности мощностей в рабочих лучах следует изменить эту пару.

Предложенный алгоритм позволяет поддерживать бесперебойное соединение между станциями S и M при высоком отношении сигнал/шум, с учетом характеристик реальных трасс распространения.

Проект ГПО TOP-1102 – «Многоканальная обработка сигналов в радиосистемах».

ЛИТЕРАТУРА

1. Активные фазированные антенные решетки / Под ред. Д.И. Воскресенского и А.И. Капащенко. М.: Радиотехника, 2004. 488 с.

ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС ИЗМЕРЕНИЯ ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДИОКАНАЛА

В.В. Косолапов, аспирант каф. ТОР

г. Томск, ТУСУР, РТФ, vitol@sibmail.com

Все современные устройства приёма-передачи работают в условиях многолучевого распространения радиоволн. Путь распространения радиоволны от передатчика к приемнику может иметь самые разнообразные геометрические представления. Как правило, в реальных условиях в точку приёма может приходиться много лучей, каждый из которых имеет свою длину пути. Характер многолучевости будет зависеть от типа радиотрассы, например, в условиях городской застройки число возможных путей прихода радиоволн может оказаться неограниченно большим. Наличие данного эффекта вызывает искажения сигнала, что приводит к межсимвольной интерференции в точке приёма. При разработке систем радиосвязи знание характера многолучевости позволяет качественно подойти к разработке модема. Основной характеристикой многолучевости является импульсная характеристика (ИХ) радиоканала:

$$h(\tau) = \sum_{i=1}^n k_i \cdot \delta(\tau_i),$$

где $\delta(\tau_i)$ – дельта-функция Дирака в момент времени $\tau = \tau_i$; k_i – коэффициент передачи i -го луча; τ_i – задержка в i -м луче; $i = 1, 2, \dots, n$ – номер луча.

Таким образом, сигнал в точке приема можно записать следующим образом:

$$S_{\text{пр}}(t) = \int_{-\infty}^t h(\tau) \cdot s(t - \tau) d\tau,$$

где $s(t)$ – известный сигнал, излучаемый передатчиком.

Для экспериментальной оценки ИХ $h(\tau)$ радиоканала был разработан программно-аппаратный комплекс, структурная схема которого представлена на рис. 1. Принцип работы основан на передаче известного зондирующего сигнала ЛЧМ. В приемнике по измеренному спектру разностной частоты переданного и принятого сигналов производится оценка ИХ радиоканала.

Измерительный комплекс состоит из комплекта приемопередающей аппаратуры, набора антенн и 2 комплектов ЭВМ. В таблице представлены основные технические характеристики системы.

Одна из ключевых особенностей измерительной установки – работа без использования стандарта частоты спутниковой системы нави-

гации, что позволяет значительно упростить систему и повысить её мобильность.

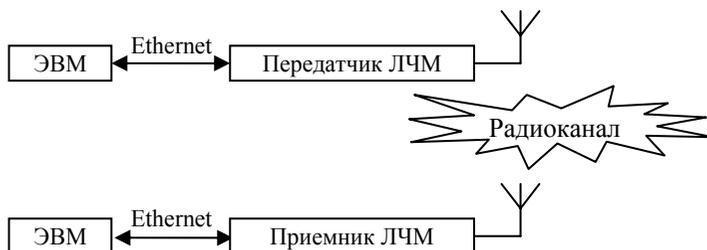


Рис. 1. Структурная схема измерительной установки

Основные технические характеристики системы

Параметр	Значение
Тип зондирующего сигнала	ЛЧМ
Период зондирующего сигнала, мс	10
Полоса зондирующего сигнала, МГц	12
Разрешение по времени, нс	100
Мощность передатчика, Вт	до 1
Диапазон частот, МГц	400 ÷ 600
Пороговая чувствительность приёмника, дБм	-140

Для управления приемопередающим оборудованием используется программа LFM. Данный программный продукт предоставляет основной функционал настройки приёмопередатчиков, а также позволяет в реальном масштабе времени обрабатывать и сохранять полученные ИХ в выходной файл. Для построения профиля измеряемой трассы предусмотрена возможность получения данных с GPS-приёмника по протоколу NMEA для привязки текущего измерения к точке местности.

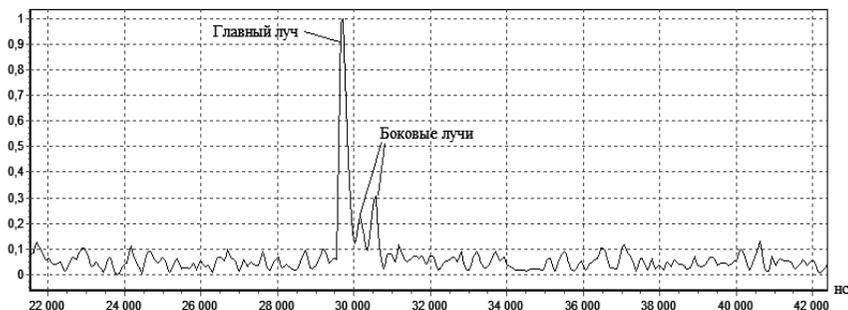


Рис. 2. Пример ИХ трассы Томск–Курлек

Для примера на рис. 2 представлена измеренная нормированная ИХ трассы Томск–Курлек протяженностью 30 км. Из графика видно, что на трассе присутствуют главный луч и два боковых луча. Первый луч имеет задержку 400 нс по отношению к главному, а второй – 800 нс. По уровню первый луч составляет 0,22 (–13,1 дБ), а второй – 0,3 (–10,4 дБ).

В настоящее время ведётся отработка основных элементов системы и сбор статистических данных различных трасс. В дальнейшем планируется разработка программного комплекса обработки полученных ИХ для оценки основных параметров радиоканала. Комплект приемопередающего оборудования построен на базе радиорелейного оборудования научно-производственной фирмы «Микран».

ЛИТЕРАТУРА

1. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики: учеб. пособие. М.: Эко-Трендз, 2005. С. 237–238.

ЭМУЛЯТОР РАДИОКАНАЛА

В.В. Косолапов, аспирант каф. ТОР;

А.А. Евсеев, инженер НПФ «Микран»

г. Томск, ТУСУР, РТФ, vitol@sibmail.com

В ходе проектирования и отладки систем связи у разработчиков возникает необходимость в проведении различного рода испытаний и экспериментов на предмет соответствия технических характеристик проекта заданным. Очевидный способ проверки разрабатываемой системы – испытания в реальных условиях на реальных трассах. Но такого рода подход имеет существенные недостатки: для проведения испытаний требуется значительное время; реальные трассы могут быть сильно удаленными и труднодоступными, иметь неблагоприятные климатические условия и т.д.; проведение каждого нового испытания приводит к дополнительным затратам.

В связи с этим широкое применение находят системы, с помощью которых возможно эмулировать в лабораторных условиях различные условия распространения радиоволн. Одними из известных производителей данных систем являются Spirent Communications и Azimuth Systems. Стоимость производимых ими систем весьма высока. В данной статье представлен пример создания эмулятора радиоканала.

Эмулятор построен на основе программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС) фирмы Altera семейства Stratix II. На рис. 1 представлена общая структурная схема эмулятора радиоканала.

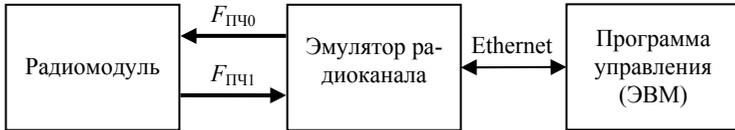


Рис. 1. Общая структурная схема эмулятора радиоканала

Функционально эмулятор состоит из трех частей: программа управления – программный комплекс, предоставляющий доступ к настройкам всех параметров эмулятора; эмулятор радиоканала – основная плата, на базе которой реализован математический алгоритм обработки сигнала; радиомодуль – исследуемая система. На рис. 2 представлена структурная схема алгоритма обработки сигнала на ПЛИС. Далее кратко рассмотрим основные этапы обработки сигнала внутри ПЛИС.

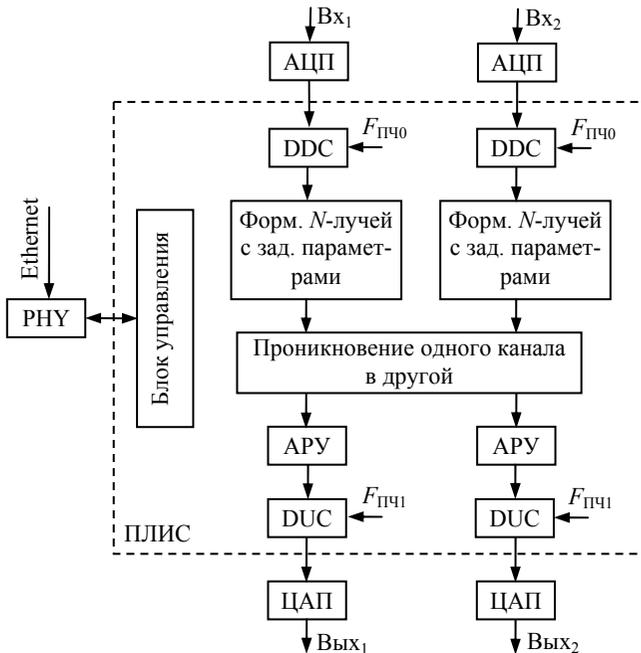


Рис. 2. Структурная схема алгоритма обработки

В каждом канале оцифрованный сигнал, после переноса спектра с частоты $F_{ПЧ0}$ на «нулевую» и фильтрации до согласованной полосы (DDC – Digital Down Converter), поступает на блок формирования мно-

голучевого сигнала с заданными в программе управления параметрами: задержка и ослабление. Далее сигналы обоих каналов поступают на блок проникновения одного канала в другой, что позволяет моделировать системы MIMO (Multiple Input Multiple Output), а также системы SISO (Single Input Single Output) с ошибкой по поляризации. После выравнивания мощности в каждом канале в модуле АРУ сигнал подаётся на схему переноса сигнала на промежуточную частоту $F_{ПЧ}$ (DUC – Digital Up Converter), после чего поступает на ЦАП. В качестве интерфейса управления используется протокол Ethernet. В таблице представлены основные характеристики эмулятора радиоканала.

Основные характеристики эмулятора радиоканала

Параметр	Значение
Количество каналов обработки	2
Полоса частот, МГц	До 12
Промежуточная частота, МГц	До 100
Максимальный уровень входного сигнала, дБм	-10
Общее количество лучей	8
Количество лучей на канал	До 8
Задержка луча, нс	1 ÷ 10000
Шаг задержки луча, нс	1
Затухание луча, дБ	0 ÷ -45
Шаг затухания луча, дБ	1

На рис. 3 представлена огибающая спектра на выходе эмулятора радиоканала. В качестве профиля трассы использована модель канала сотовых систем для транспортных средств, рекомендованная Международным союзом электросвязи (МСЭ) [1].

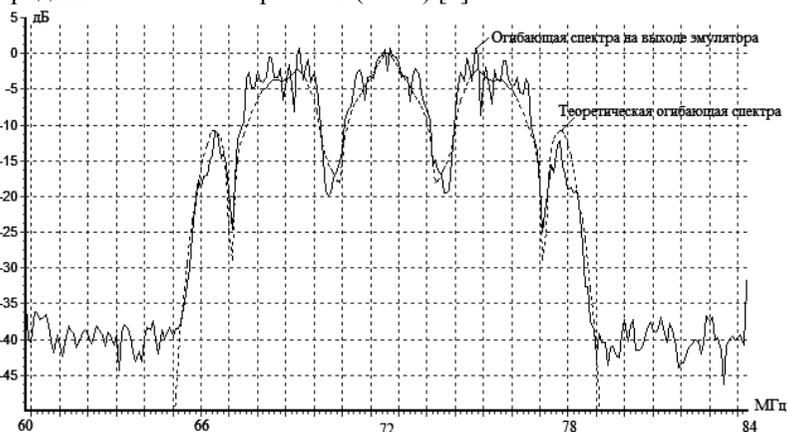


Рис. 3. Спектр на выходе эмулятора радиоканала

Разработанная система является первым опытным образцом и позволяет провести испытание исследуемого радиомодуля в лабораторных условиях, тем самым экономя средства и время на разработку. В дальнейшем планируется перейти на ПЛИС большей ёмкости, что позволит улучшить основные характеристики эмулятора: увеличить общее количество лучей и улучшить их параметры – задержку и затухание.

ЛИТЕРАТУРА

1. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики: Учеб. пособие. М.: Эко-Трендз, 2005. С. 272.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ИСКАЖЕНИЙ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ ИРИ НА НАЗЕМНЫХ ТРАССАХ

А.Е. Кучумов, студент 4-го курса каф. РТС

Научный руководитель А.А. Мецерьяков, с.н.с. НИИ РТС, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, alkuchumov@mail.ru

Известно, что при многолучевом распространении УКВ, вызывающем искажения фазового фронта волны, наблюдаются изменения диаграмм направленности (ДН) антенн по сравнению со свободным пространством [1]. Эти искажения проявляются в расширении основного лепестка, расщеплении его на несколько составляющих, появлении значительных по уровню боковых лепестков, отклонении направления главного максимума от направления на источник излучения и могут существенно влиять на точность работы системы местоопределения источника [2].

На реальной наземной трассе в точки приема приходят (кроме основного, прямого) сигналы, отраженные от различных переотражателей на местности, и если попытаться снять ДН антенны ИРИ, то мы получим зависимость, отличающуюся от ДН этой антенны в свободном пространстве. Очевидно, что форма такой измеренной «ДН» будет зависеть от характера подстилающей поверхности с расположенными на ней отражающими объектами, отражающих свойств этих объектов, ориентации и расположения приемных антенн. Иначе говоря, такая ДН характеризует не антенну источника, а весь комплекс факторов формирования сигнала в точке приема в пространстве между ИРИ и приемным пунктом. Поэтому в дальнейшем мы будем называть оцененную таким образом в реальных условиях (при наличии переотра-

жений) «диаграмму направленности» кажущейся, или искаженной (в дальнейшем условно обозначая ее КДН).

Форма КДН существеннейшим образом зависит от расположения на местности переотражателей, их отражающих свойств. Случайный характер расположения переотражателей на местности, их размеров и отражающих характеристик делает случайной и форму КДН, флуктуирующую к тому же и во времени.

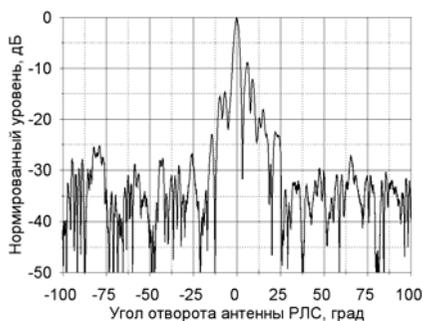
Особенности трассы в смысле влияния характера подстилающей поверхности должны проявиться в отклонении оценки ширины КДН, максимального уровня главного и боковых лепестков и их направлений относительно истинных. Отклонение это (погрешность, вносимая трассой) при отсутствии временных флуктуаций неизменно во времени и индивидуально для конкретной конфигурации расположения приемника и ИРИ конкретной трассы.

Влияние временных флуктуаций формы и положения ее максимума КДН, связанные с указанными выше изменениями отражающих свойств объектов на местности (в том числе временной ошибкой измерения периода сканирования антенны источника и шумами приемников), можно характеризовать функцией распределения вероятностей (например, нормальной с некоторой дисперсией σ и нулевым средним) оцениваемых параметров. Величина дисперсии может быть оценена сопоставлением с экспериментальными оценками на конкретной трассе.

В данной статье приводятся результаты экспериментальных исследований искажений формы «кажущейся» диаграммы направленности (КНД) на трассе протяженностью 28,9 км.

Измерения проводились в трехсантиметровом диапазоне волн при наличии естественных особенностей рельефа и растительности на трассе. Излучение сигнала при линейной поляризации.

Комплекс аппаратуры состоял из ИРИ (импульсной РЛС трехсантиметрового диапазона типа РПК-1) и одной измерительной установки. Измерительная установка содержала приемное устройство, устрой-



ство синхронизации и управляющую ЭВМ, которая осуществляет сбор и запись данных.

На рис. 1 показаны примеры записей уровня сигнала ИРИ за один оборот его антенны, полученный в приемном пункте.

Рис. 1. «Мгновенные» диаграммы направленности ИРИ за один оборот его антенны

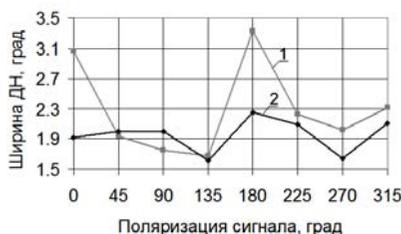


Рис. 2. Средние значения ширины ДН при приеме сигнала антенной 1 – вертикальной поляризации, 2 – горизонтальной поляризации

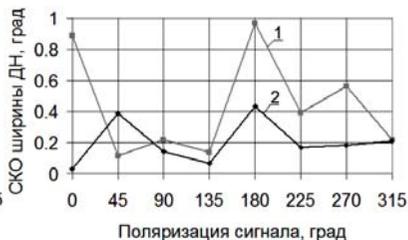


Рис. 3. СКО ширины ДН при приеме сигнала антенной 1 – вертикальной поляризации, 2 – горизонтальной поляризации

Таблица 1

Средние значения параметров ДН

Поляризация сигнала, град	Макс. ур., дБ/В		Положение макс., град		Ур. лев. леп., дБ/В		Ур. прав. леп., дБ/В	
	ВП	ГП	ВП	ГП	ВП	ГП	ВП	ГП
	0	-7,35	7,77	195,8	195,5	-24,41	-4,97	-20,57
45	-6,12	4,08	195,9	196,5	-17,24	-9,37	-12,47	-0,63
90	-3,66	-3,39	195,3	190,0	-9,45	-4,45	-12,29	-5,56
135	-5,42	5,39	195,7	195,5	-10,28	-1,34	-19,84	-8,78
180	-6,33	10,97	193,4	194,4	-10,52	0,39	-9,01	4,73
225	-1,72	4,75	197,4	195,6	-12,74	-0,77	-9,13	-6,14
270	4,88	-1,69	194,2	192,7	-4,11	-3,37	-0,43	-5,93
315	1,65	6,00	194,6	195,3	-13,29	-2,68	-4,78	0,04

Таблица 2

СКО параметров ДН

Поляризация сигнала, град	Макс. ур., дБ/В		Положение макс., град		Ур. лев. леп., дБ/В		Ур. прав. леп., дБ/В	
	ВП	ГП	ВП	ГП	ВП	ГП	ВП	ГП
	0	1,72	0,62	0,46	0,71	2,44	11,39	6,12
45	0,86	0,70	0,20	0,25	9,95	12,49	0,66	1,26
90	1,66	0,27	3,78	0,43	4,09	0,65	7,83	0,18
135	0,86	0,63	0,32	0,48	3,14	2,54	10,09	14,16
180	0,59	7,11	1,67	0,50	4,38	5,69	5,03	8,36
225	4,12	1,09	3,12	0,36	4,75	1,92	5,01	1,94
270	1,83	0,98	4,13	4,36	1,72	1,87	3,38	3,11
315	0,51	0,38	0,94	0,99	4,55	1,18	2,40	1,70

Анализ представленных результатов проведенных экспериментальных измерений приводит (рис. 2, 3, табл. 1, 2) к следующим выводам:

1. Для пассивной РТС, работающей по неизвестному источнику на трассе исследуемого типа, следует ожидать зависимостей средних значений максимума и боковых лепестков от вида поляризации.

2. Существенного различия флуктуаций положения максимума и ширины ДН принятого сигнала от вида поляризации излученного сигнала не наблюдается, что связано с деполяризацией его на трассе.

ЛИТЕРАТУРА

1. Чимитдоржиев Н.Б. и др. Распространение и регулирование дифракционных УКВ полей. Новосибирск.: Наука, Сиб. отд., 1987. 151 с.

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ СООТНОШЕНИЯ ПРИ ПРОВЕДЕНИИ ИНВЕРСНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА

*М.В. Миронов, аспирант 1-го года каф. РТС
г. Томск, ТУСУР, mironov.mikhail.v@gmail.com*

Ранее был предложен инверсный способ проведения эксперимента по исследованию ошибок оценки координат источников радиоизлучения (ИРИ) в космической пассивной системе радиомониторинга за счет отражений от местности [1].

Начальным этапом при проведении эксперимента является определение потенциально отражающих объектов путем измерения дальности до приемного пункта. Дальность измеряется по временной задержке между сигналом прямого распространения и однократно отраженным сигналом. Случай многократного переотражения рассматриваться не будет в связи с большим затуханием.

Наиболее подходящими для проведения эксперимента являются космические аппараты спутниковых радионавигационных систем (СРНС), таких как ГЛОНАСС и Navstar, т.к. обеспечивают постоянное покрытие земной поверхности. Для оценки возможности использования сигналов СРНС при проведении эксперимента необходимо произвести расчет мощности принимаемых сигналов.

Обозначим мощность ИРИ через $P_{\text{пер}}$, длину волны через λ , коэффициент усиления передающей (приемной) антенны через $G_{\text{пер}}$ ($G_{\text{пр}}$), эффективную изотропно излучаемую мощность (ЭИИМ) через произведение мощности ИРИ на коэффициент усиления антенны PG , коэффициент полезного действия линии передачи энергии от передатчика (приемника) к антенне через $\eta_{\text{пер}}$, $\eta_{\text{пр}}$, длину пути прямого сигнала через R_0 , длину пути отраженных сигналов через $L_i + R_i$, множитель ослабления в тропосфере, ионосфере и т.д. через F .

Для расчета принимаемой мощности воспользуемся основным уравнением радиолокации [2], которое для прямого сигнала принимает следующий вид:

$$P_{\text{пр}0} = \frac{\eta_{\text{пер}} \eta_{\text{пр}} P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} G_{\text{пр}} \lambda^2}{(4\pi)^2 R_0^2} F_{\text{косм}0}^2. \quad (1)$$

В выражении для мощности отраженного сигнала необходимо учесть эффективную поверхность рассеяния (ЭПР) каждого отражателя, поэтому выражение для мощности i -ого отраженного сигнала запишется так:

$$P_{\text{пр}i} = \frac{\eta_{\text{пер}} \eta_{\text{пр}} P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} \sigma_3 G_{\text{пр}} \lambda^2}{(4\pi)^3 L_i^2 R_i^2} F_{\text{наземн}}^2 F_{\text{косми}}^2, \quad (2)$$

где σ_3 – ЭПР отражателя.

Расположение отражателей на реальных трассах всегда случайно. Поэтому необходимо воспользоваться более общей величиной, в качестве которой была выбрана удельная бистатистическая ЭПР (БЭПР) земной поверхности [3]. Для расчета полной ЭПР участка земной поверхности необходимо умножить удельную ЭПР на площадь участка, которая определяется удалением от ИРИ и шириной ДН антенны приемника. Таким образом, выражение для полной ЭПР имеет вид

$$\sigma_3 = \sigma_0 (L \cdot \theta [\text{рад}]) \cdot (c \cdot \tau_{\text{и}}),$$

где σ_0 – удельная ЭПР участка земной поверхности; L_i – расстояние от ИРИ до i -го объекта отражения; θ – ширина диаграммы направленности, c – скорость света; $\tau_{\text{и}}$ – длительность излучаемого импульса.

Для того чтобы обнаружить и принять сигнал, необходимо сравнить мощность сигнала на входе приемного устройства с мощностью внутренних шумов. Запишем выражение для мощности шума [4]:

$$P_{\text{ш}} = k \cdot T_{\text{пр}} \cdot (K_{\text{ш}} - 1) \cdot \Delta f, \quad (3)$$

где Δf – полоса пропускания приемника; $T_{\text{пр}}$ – термодинамическая температура входа приемника; $K_{\text{ш}}$ – коэффициент шума.

Определив все величины, входящие в выражения (1)–(3), проведем энергетический расчет для спутников как системы ГЛОНАСС, так и системы Navstar. Параметры для расчета приведены в таблице.

Энергетический расчет проведем для нескольких значений $\sigma_0 = -10, -20$ и -30 дБ соответственно [3]. На рис. 1 и 2 приведены рассчитанные значения мощности прямых и отраженных сигналов и мощности внутренних шумов приемника для ГЛОНАСС и Navstar соответственно.

Параметры для энергетического расчета

Параметр	ГЛОНАСС	Navstar
Коэффициент полезного действия $\eta_{\text{пер}} = \eta_{\text{пр}}$	0,95	0,95
ЭИИМ, дБ	26	26,5
λ , см	24 см	24,4 см
$G_{\text{пр}}$, дБ	26 дБ	26 дБ
R_0 , км	$\approx 20\ 000$	$\approx 20\ 000$
L_{max} , км	5	5
$\tau_{\text{и}}$, мкс	2	1
Δf , Гц	100	100
$T_{\text{пр}}$, К	300	300
$K_{\text{ш}}$, дБ	4	4

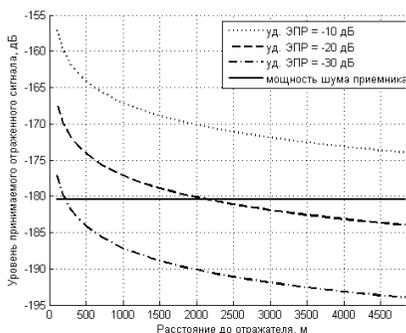


Рис. 1. Зависимость мощности принимаемого сигнала от расстояния до отражателя для системы ГЛОНАСС

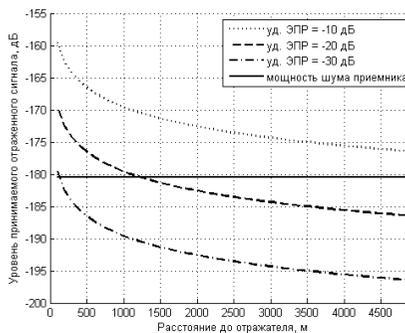


Рис. 2. Зависимость мощности принимаемого сигнала от расстояния до отражателя для системы Navstar

Заключение. Произведен расчет мощности принимаемого сигнала навигационного спутника при условии однократного отражения от местности. В зависимости от типа отражающей поверхности возможен прием сигналов, отраженных от предметов, находящихся на расстоянии до 2...5 км от приемного пункта.

ЛИТЕРАТУРА

1. Миронов М.В. Инверсный метод проведения эксперимента для оценки ошибок определения координат наземных источников излучения в пассивных космических системах радиомониторинга // Матер. докл. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых (Томск). Томск: В-Спектр, 2011. Ч. 1. С. 28–31.
2. Денисов В.П. Радиотехнические системы / В.П. Денисов, Б.П. Дудко. Томск: Том. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2006. 253 с.

3. Бартон Д.К. Модели мешающих отражений от земной поверхности для анализа и проектирования РЛС// ТИИЭР. 1985. Т. 73, № 2. С. 27–35.

4. Пушкарев В.П. Устройства приема и обработки сигналов: учеб. пособие. Томск: Томский межвузовский центр дистанционного образования, 2005. 200 с.

КАЛИБРОВКА БЕСПЛАТФОРМЕННЫХ ДАТЧИКОВ УСКОРЕНИЯ ДЛЯ ИНЕРЦИАЛЬНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

В.В. Шаврин, магистрант каф. РТС

Научный руководитель В.И. Тисленко, проф., д.т.н.

г. Томск, ТУСУР, РТФ, svv281088@sibmail.com

Для решения задач навигации подвижных объектов широко используются комплексные навигационные системы (КНС). При этом в КНС реализуется совместная обработка данных, поступающих от спутниковой радионавигационной системы (СРНС) и автономной бесплатформенной инерциальной навигационной системы (БИНС).

Точность решения навигационной задачи в КНС зависит от качества датчиков угловых скоростей и ускорений, применяемых в БИНС. Датчики различаются чувствительностью, уровнем шумов и другими параметрами выходных сигналов. Благодаря своей невысокой стоимости и удовлетворительным характеристикам широкое распространение получили микроэлектромеханические (МЭМС) датчики.

В [1] установлено, что сигналы на выходе МЭМС датчиков угловых скоростей и ускорений могут быть в виде

$$\mathbf{I}_a(t) = \mathbf{a}(t) + \mathbf{b}_a + \mathbf{S}_a \mathbf{a}(t) + \mathbf{N}_a \mathbf{a}(t) + \boldsymbol{\varepsilon}_a(t), \quad (1)$$

где $\mathbf{a}(t)$ – вектор воздействующего ускорения; $\mathbf{I}_a(t)$ – сигнал на выходе датчика, соответствующий измеряемой истинной величине $\mathbf{a}(t)$; \mathbf{b}_a – вектор смещения нулей (систематическая погрешность); \mathbf{S}_a – матрица масштабных коэффициентов, \mathbf{N}_a – матрица неортогональности осей акселерометров по отношению к оси oX ; $\boldsymbol{\varepsilon}_a(t)$ – вектор собственных шумов датчика ускорения.

Синтез алгоритмов обработки сигналов в КНС предполагает параметрическую определенность моделей входных данных. Формирование оценок параметров модели (1) реализуется специальной калибровкой МЭМС.

В настоящее время наиболее распространены следующие методы лабораторной калибровки [1]: шестипозиционный метод – six-position

method (SPM), модифицированный (MSPM), многопозиционный и модифицированный многопозиционный методы – multi-position method (MPM) и ММРМ соответственно. Кратко охарактеризуем MSPM и МРМ.

Оценки параметров МЭМС с помощью MSPM могут быть определены с использованием метода наименьших квадратов (МНК) [1]. Недостатком метода является необходимость обеспечения контроля угловой ориентации БИНС относительно осей локальной системы координат (СК).

В МРМ данный недостаток отсутствует. При этом увеличивается минимально необходимое число положений датчика и используется тот факт, что сумма квадратов проекций показания датчиков в состоянии покоя, равна внешнему опорному сигналу (для акселерометров – локальному значению квадрата модуля вектора g). Положения БИНС должны быть «независимыми». Данный метод может быть применён при полевой калибровке БИНС. На рис. 1, *а* показаны возможные положения датчика. Для получения оценок параметров в данном методе применяется модифицированный итеративный МНК [3] (далее ММНК).

В работе выполнено статистическое моделирование алгоритма формирования оценок параметров модели (1) методом MSPM, проведено сравнение точности оценок параметров для методов МНК и ММНК, а также представлены результаты эксперимента по калибровке МЭМС датчика ADIS 16354. На рис. 1, *б* показана экспериментальная установка для калибровки БИНС.

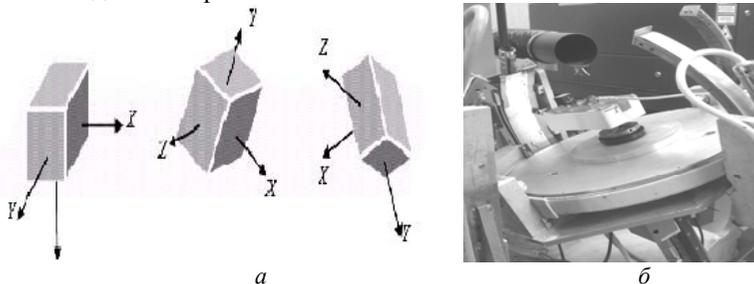


Рис. 1. Ориентация БИНС осями вниз, под наклоном, углами вниз – *а*;
б – экспериментальная установка для MSPM калибровки

Результаты статистического моделирования, в виде значений параметров и их относительных среднеквадратичных ошибок (ОСКО) и значения моделируемых величин для одной оси приведены в табл. 1. В табл. 2 указаны экспериментальные значения для метода MSPM.

Объём выборки, как при моделировании, так и в эксперименте равнялся 3000, количество положений для MSPM равно 77.

В результате работы были изучены все существующие методы калибровки датчиков БИНС, проведено их статистическое моделирование и проведены эксперименты по их реализации.

Таблица 1

Результат статистического моделирования MSPM калибровки

ОСКо оценки параметров МНК, %				ОСКо оценки параметров ММНК, %			Моделируемые величины
Параметр	<i>X</i>	<i>Y</i>	<i>Z</i>	<i>X</i>	<i>Y</i>	<i>Z</i>	<i>X</i>
<i>S</i>	10,4	11,6	2,2	44,6	48,4	3,3	0,0003
<i>b</i> , мг	0,95	0,97	1,1	5,1	6	1	0,001
<i>N</i> , град	71,8	35,1	70,3	440,4	36,2	75,4	0,005

Таблица 2

Экспериментальные значения параметров (MSPM)

Величины параметров (МНК)				Величины параметров (МНК)		
Параметр\оси	<i>X</i>	<i>Y</i>	<i>Z</i>	<i>X</i>	<i>Y</i>	<i>Z</i>
<i>S</i> , безразм	0,012	0,0121	0,0118	0,0157	0,0103	0,0117
<i>b</i> , мг	0	-0,1	-1,9	-2	-1,6	-2
<i>N</i> , град	0,012	-0,012	-0,06	-0,034	-0,02	-0,046

Выводы

Погрешность оценок параметров при заданном количестве положений БИНС существенно зависит от их информативности, которая связана с независимостью получаемых данных по всем трем осям. Большие величины ошибок при оценке ММНК вызваны недостаточной независимостью положений БИНС.

Значения параметров модели (1), полученные в ходе эксперимента для акселерометров, лежат в допустимых пределах [3] для датчика ADIS 16354. Метод калибровки ММРМ пригоден для использования в реальных условиях работы аппаратуры.

ЛИТЕРАТУРА

1. Syed Z. Design and Implementation Issues of a Portable Navigation System. Department of Geomatics Engineering, Alberta: The University of Calgary, Canada, 2009.
2. Shin E.-H. Accuracy Improvement of Low Cost INS/GPS for Land Applications, Thesis, UCGE reports Number 20156, The University of Calgary, Calgary, Alberta, Canada, Canada, 2001.
3. Брандт З. Статистические методы анализа наблюдений / Под ред. В.Ф. Писаренко. М.: Мир, 1975. 312 с.
4. Datasheet ADIS 16354 High Precision Tri-Axis Inertial Sensor; www.alldatasheet.com

ВЛИЯНИЕ МНОГОЛУЧЕВОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ OFDM-СИГНАЛА НА БИТОВУЮ ВЕРОЯТНОСТЬ ОШИБКИ

Р.А. Алексеев, А.Е. Тиунов, студенты каф. РТС

г. Томск, ТУСУР, 77spector77@mail.ru

В данной статье рассматривается среда распространения сигнала, а именно влияние изменения среды на распространяемый в ней сигнал, и в итоге на битовую вероятность ошибки (БВО).

Модель системы формирования сигнала OFDM была реализована в программной среде MATLAB.



Рис. 1. Схема распространения сигнала в условиях многолучевости

На рис. 1 схематически изображен принимаемый сигнал в условиях многолучевого распространения.

Из приведённого рисунка становится понятно, что сигнал в точке приёма может быть сильно искажён. Например, могут быть большие фазовые сдвиги между переломленными сигналами – в этом случае суммарный сигнал может быть по амплитуде

гораздо меньше излучённого и потеряется на фоне шумов.

В основе работы системы лежит алгоритм быстрого преобразования Фурье (БПФ). Синтетическим методом создаётся спектр сигнала, из которого обратным быстрым преобразованием Фурье (ОБПФ) получается аналоговый сигнал. Спектр такого сигнала уже состоит из ортогональных поднесущих, этот факт получается по определению преобразования Фурье.

Разработанный алгоритм модуляции OFDM содержит следующие блоки: мультиплексор и демультимплексор, n -канальных модуляторы и n -канальных демодуляторы, ОБПФ и БПФ, процедуры АЦП и ЦАП, канал многолучевого распространения с аддитивным гауссовским шумом.

В реализованной модели зависимость БВО от параметров многолучевого канала снята при разных отношениях сигнал/шум и разных кратностях модуляции (рис. 2, 3). Таким образом, мы хотели приблизить параметры канала распространения к реальному. Под разным характером многолучевого распространения здесь понимаются разные параметры задержек и амплитуд по дополнительным каналам.

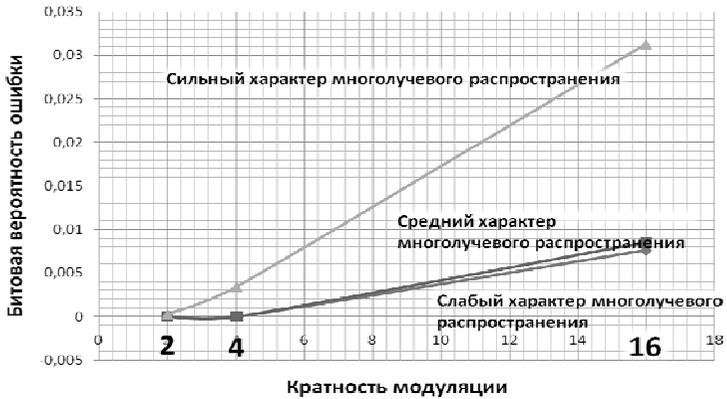


Рис. 2. Графики зависимости битовой вероятности ошибки от кратности модуляции при разных характерах многолучевого распространения при фиксированном отношении сигнал/шум ($q = 2$)

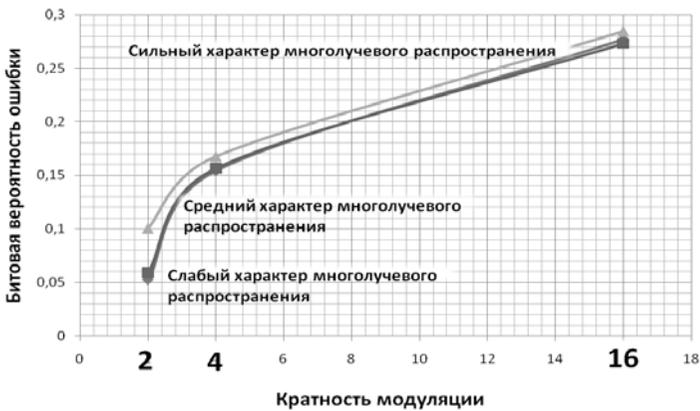


Рис. 3. Графики зависимости битовой вероятности ошибки от кратности модуляции при разных характерах многолучевого распространения при фиксированном отношении сигнал/шум ($q = 0,5$)

Как видно из графиков, БВО очень сильно зависит от характера многолучёвости канала распространения. Так как каждый переотражённый сигнал имеет случайную задержку, то последние суммируются с разной случайной начальной фазой, а это неизбежно, влияет на вероятность появления ошибок. Кроме того, на каждом пути распространения сигнал подвержен влиянию шума. Всё это говорит о том, что многолучевое распространение оказывает сильное влияние на работу беспроводных систем передачи информации.

Полученные в результате моделирования графики показывают, что БВО очень сильно зависит от параметров многолучевого распространения. В современных городских условиях это негативно отражается на работе систем.

ЛИТЕРАТУРА

1. Скляр Б. Цифровая связь: теоретические основы и практическое применение. М.: Изд дом «Вильямс», 2003. 1104 с.
2. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. СПб.: Питер, 2002. 608 с.

ПРИМЕНЕНИЕ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ В ЗАДАЧЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ ОТ НИТЕВИДНОГО ИСТОЧНИКА

П.Н. Уланов, магистрант 2-го курса

Научный руководитель П.М. Зацепин., доцент каф. ВтиЭ, АлтГУ, ФТФ, к.ф.-м.н.

Геометрия задачи изображена на рис. 1. Источник в виде нити электрического или магнитного тока, ориентированного вдоль оси Z находится в пространстве с координатами $(0,0)$. Функции плотности тока имеют вид $j_z(x,y,z,t)=\delta(x,y)f(t)$. Временная зависимость функции плотности имеет импульсный характер. В силу цилиндрической геометрии задачи ее решение будем искать в цилиндрической системе координат (r,ϕ,z) . В задаче, очевидно, отсутствуют зависимости от координаты z и угла. Выполняются следующие начальные условия: $A_{z,t=0}=0, \frac{\partial A_{z,t=0}}{\partial t}=0$.

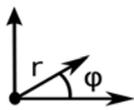


Рис. 1. Геометрия задачи

Уравнение задачи в этом случае имеет вид

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial A_z}{\partial r} \right) - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 A_z}{\partial t^2} = -\mu_0 \delta(r) f(t). \quad (1)$$

Для решения поставленной задачи обычно применяют либо разностные численные схемы, либо интегральные преобразования. Применение разностных схем приводит к непроизводительному расходу вычислительных ресурсов и в данной работе не рассматривается. Применение преобразования Фурье в данном случае требует аналитического продолжения искомой функции на отрицательную область по временной оси, что приводит к появлению в решении мнимой части, которая физически не оправдана, так как решения уравнений Максвелла являются вещественными. Применение преобразования Лапласа

более оправдано, так как описывает решение начальной задачи. Кроме того, решение не дает физически спорных мнимых артефактов. Однако одним из существенных недостатков преобразования Лапласа является то, что изображения многих функций по Лапласу не существует. Эта ситуация характерна для многих практически значимых функций источников в задачах излучения, в том числе и для функции Гаусса.

Таким образом, необходимо другое интегральное преобразование, которому не свойственны описанные выше недостатки, – это класс вейвлет-преобразований, которые весьма популярны в последнее время.

Применим интегральное вейвлет-преобразование к рассматриваемой задаче. Возьмем $te^{-t^2/2}$ в качестве материнского вейвлета. Полученное расчетное выражение для поставленной задачи имеет вид

$$A_z(r,t) = \frac{1}{C_\Psi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{ds}{s^2 \sqrt{s}} \int_0^{\infty} dt_0 K_0\left(\frac{r\xi}{c}\right) \psi_0\left(\frac{t-t_0}{s}\right) W(s,t_0). \quad (2)$$

Здесь $\xi = \sqrt{\left(\frac{t-t_0}{s^2}\right)^2 - \frac{3}{s^2}}$, $W(s,t_0)$ – вейвлет-трансформанта ис-

ходного импульса, ψ_0 – материнский вейвлет. Как видно, для получения решения в виде зависимостей от времени и радиуса необходимо рассчитать двумерный массив двойных интегралов с различными параметрами. Работа программы займет большой промежуток расчетного времени, поэтому возникает проблема его сокращения. Совершенствование синтаксиса не приводит к искомому ускорению, зато использование многопоточности современных процессоров и многопроцессорных систем на распараллеленной программе может дать значительный прирост производительности. В силу универсальности MPI (способность работать не только на многоядерных процессорах) в данной работе для расчетов применен этот алгоритм. Распараллеливание расчетного алгоритма произведено при использовании разбиения области определения параметров на потоки расчетной системы, так как задача легко разлагается на достаточно хорошо сбалансированные по расчетному времени части.

На рис. 2 представлена зависимость расчетного времени рабочей программы на языке Fortran от количества потоков расчетной системы, виден почти гиперболический ее характер, при этом на 24 потоках получено двадцатикратное ускорение работы расчетной программы, что показывает как перспективность применения параллельных расчетных систем, так и наличие в программе последовательной части, делающей идеально линейное ускорение расчета невозможным.

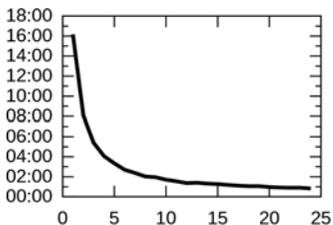


Рис. 2. Зависимость расчетного времени от количества потоков

Вывод

Рассмотрена задача расчета амплитуды компоненты векторного потенциала излучения импульсного нитевидного источника в свободном пространстве, получена расчетная формула в виде обратного вейвлет-преобразования, представляющего собой повторный интеграл, написана распараллеленная программа для расчета полученного выражения, произведено сравнение расчетных времен программы в зависимости от количества потоков системы, получен двадцатикратный выигрыш во времени расчета по сравнению с последовательной программой, получен и проанализирован численный результат.

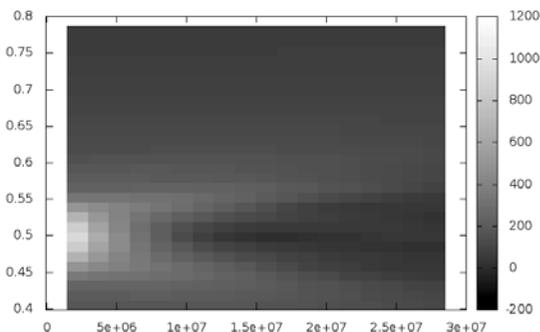


Рис. 3. Зависимость от времени и радиуса

МНОГОМЕРНАЯ ФУНКЦИЯ РАССЕЯНИЯ КАНАЛА РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН НАД СЛУЧАЙНО-ШЕРОХОВАТОЙ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ

Ф.Н. Захаров, аспирант каф. РТС

г. Томск, ТУСУР, fzakharov89@gmail.com

В настоящее время представляет интерес вопрос о корреляции флуктуаций электромагнитного поля в пространственно разнесённых точках. Так как флуктуации поля вызваны неоднородностью отражающей поверхности, то задача заключается в отыскании связи между

корреляционной функции неровностей поверхности и пространственной корреляционной функцией поверхности.

Целью данной работы является создание математической модели многомерной функции когерентности рассеянного поля для случая совместного пространственного разнесения источников и приемников по горизонтали вдоль трассы распространения радиоволн (РРВ). Необходимо отметить, что в литературе достаточно подробно описано рассеяние волн на неровной поверхности при единственном источнике излучения электромагнитных волн и разнесении точек наблюдения. Работ, в которых рассматривается совместное разнесение источников и приёмников, очень мало.

Впервые такая задача была решена А. Исимару в работе [1], но лишь для случая, когда высоты корреспондирующих точек намного больше высот неровностей подстилающей поверхности. В [1] рассматриваются только пересекающиеся трассы, а задача решена для спутников с синтезированной апертурой. В данной работе рассмотрены различные трассы (пересекающиеся, параллельные и расходящиеся) и получена связь между интервалами корреляции сигналов и размерами неровностей.

При выводе функции будем рассматривать только случай, когда источники и приёмники располагаются на большой высоте (много больше длины трассы РРВ) над поверхностью Земли, т.е. волна распространяется под большими углами (близкими к 90°) к подстилающей поверхности. Вследствие этого предположения можно не учитывать затенения отдельных участков отражающей поверхности [2], в противном случае методика анализа существенно усложняется из-за необходимости учитывать дифракционные эффекты и многократное рассеяние.

Для решения данной задачи воспользуемся методом Кирхгофа [2, 3]. Будем считать, что высота земной поверхности распределена нормально и характеризуется гауссовской корреляционной функцией.

В результате расчётов получилась следующая функция когерентности:

$$R(\Delta x_{\text{и}}, \Delta x_{\text{п}}) = \frac{\pi l D \theta^2}{F} \exp \left\{ -(\Delta x_{\text{и}} + \Delta x_{\text{п}})^2 \frac{4k^2 \sigma_h^2 D^2 + k^4 \theta^4 \sigma_h^2}{2F^2} - \frac{(\Delta x_{\text{и}} - \Delta x_{\text{п}})^2}{4\theta^2} - \frac{r^2}{\theta^2} + \frac{ik}{2D} r(\Delta x_{\text{и}} - \Delta x_{\text{п}}) \right\}, \quad (1)$$

где $F = \sqrt{8k^2\sigma_h^2\theta^2D^2 + 4D^2l^2 + l^2k^2\theta^4}$; $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число; λ – длина волны; D – высота расположения источника и приёмника; θ – ширина освещённого пятна при заданной ширине диаграммы направленности излучающей и приёмной антенн (для упрощения принимается, что антенны одинаковые); σ_h^2 – дисперсия неровностей подстилающей поверхности; l – интервал корреляции подстилающей поверхности; $\Delta x_{и}$ – величина разнесения источников с учётом знака; $\Delta x_{п}$ – величина разнесения приёмников с учётом знака; r – длина трассы РРВ.

На рис. 1 представлен график равных уровней нормированной функции (1) для следующих параметров трассы РРВ и подстилающей поверхности: $\lambda = 3$ см; $D = 10$ км; $r = 50$ м; $\sigma_h = 1$ м; $l = 1$ м, $\theta = 1^\circ$.



Рис. 1. График равных уровней функции корреляции

Анализ полученного выражения показал, что форма функции корреляции в основном зависит от параметров случайно-неровной отражающей поверхности. Максимум корреляции достигается при равных и противоположных значениях разнесения точек приёма и излучения. Если использовать терминологию, применяемую в [4], то это так называемые «пересекающиеся» трассы, корреляция сигналов на которых максимальна. На «параллельных» трассах (значения разнесений равны по модулю и знаку) корреляция низкая и зависит от абсолютных значений разнесений. Промежуточным является случай «сходящихся» или «расходящихся» трасс, когда одно из значений разнесения источников $\Delta x_{и}$ или приёмников $\Delta x_{п}$ намного больше другого.

Было выяснено, что отличия значений интервала корреляции на параллельных и пересекающихся трассах для случая почти вертикального падения значительны. Это связано с тем, что отношение интервалов корреляции на параллельных и пересекающихся трассах пропорционально отношению продольного размера области рассеяния (определяется первыми зонами Френеля) к длине трассы.

При анализе результатов оказалось, что ширина корреляционной функции зависит от статистических параметров отражающей поверхности, и эта зависимость была определена. В общем случае зависимость ширины функции (1) по каждому из аргументов от параметра $S = \sigma_n/l$ можно аппроксимировать функцией $z = c/S^{1.5} + d$, где c и d – определяются методом наименьших квадратов.

Этот результат является важным, т.к. позволяет косвенным методом определять статистические параметры неровной поверхности по измеренной корреляции сигналов в точке приёма.

Полученные модели могут использоваться для оценки статистических характеристик полей и радиосигналов на выходах антенн в радиотехнических системах различного назначения, работающих на приземных трассах.

ЛИТЕРАТУРА

1. Chan T.K., Kuga Y., Ishimaru A. Angular memory effect of millimeter-wave scattering from two-dimensional conducting random rough surfaces // *Radio Science*. 1995. Vol. 31. P. 1067–1076.
2. Рытов С.М., Кравцов Ю.А., Татарский В.И. Введение в статистическую радиофизику. Ч. 2. Случайные поля. М.: Наука, 1978. 464 с.
3. Исимару А. Распространение и рассеяние волн в случайно-неоднородных средах. Т. 2. М.: Мир, 1981. 280 с.
4. Акулиничев Ю.П., Голиков А.М. Анализ корреляционных характеристик случайно-неоднородных каналов при комплексном разнесении источников и приемников // *Радиотехника и электроника*. 1987. Т. 32, вып. 8. С. 1646–1654.

СЕКЦИЯ 2

ЗАЩИЩЕННЫЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

*Председатель – Голиков А.М., доцент каф. РТС, к.т.н.,
зам. председателя – Бернгардт А.С., доцент каф. РТС, к.т.н.*

РАЗРАБОТКА И СОЗДАНИЕ ВИРТУАЛЬНОЙ ЛАБОРАТОРИИ И СРЕДСТВ ВЕЙВЛЕТ-ФРАКТАЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ НА БАЗЕ LABVIEW

В.В. Харитонюк, студент 4-го курса;

Р.В. Высотин, Д.В. Кастеров, студенты 3-го курса

*Научный руководитель А.М. Голиков, доцент каф. РТС, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. РТС, gol@rts.tusur.ru*

Целью проекта является создание виртуальной измерительной лаборатории на основе программного обеспечения LabVIEW для исследования систем связи, таких как оценка параметров различных сигналов во времени, а также средств вейвлет-фрактальных преобразований. Данная виртуальная лаборатория ориентирована на студентов и преподавателей кафедр.

Задачей данного проекта является разработка аппаратно-программного комплекса и методических указаний для проведения лабораторных работ, которые могли бы помочь разобраться в работе программного обеспечения начинающим пользователям в программном комплексе LabVIEW, а также в использовании средств вейвлет-фрактальных преобразований.

В работе производятся результаты создания измерительной лаборатории, которую можно разместить в лабораториях нашего университета, оснащенных оборудованием LabVIEW. Преимуществом данной лаборатории является то, что она достаточно легко программируется, не нужно обладать глубокими познаниями в программировании, для того чтобы создать приложение на данном программном обеспечении. Также стоит отметить, что стандартный пакет программы можно расширить модулями, которые увеличат и без того широкие возможности данной программной среды.

Программное обеспечение можно установить на таких операционных системах, как Linux, Mac OS, Solaris, ну и, разумеется, Windows. Таким образом, данная программа не ограничена какой-либо операционной системой, что является несомненным преимуществом.

Из целого ряда весьма полезных и специфических применений вейвлет-фракталов на первом месте стоит обработка изображений. Во всех этих операциях применение вейвлет-фрактальной технологии дает явный выигрыш в сравнении с ранее известными средствами машинной графики.

Данная работа выполнена при использовании стандартного пакета LabVIEW, реализация же фракталов возможна на пакете IMAQ Vision.

В данной работе создана виртуальная лаборатория, которая позволяет генерировать различные сигналы и анализировать их параметры, а также реализация алгоритма вейвлет-фрактальных преобразований.

Программная платформа LabVIEW, рассмотренная в данной работе, применяемая в сочетании с продуктами компании National Instruments позволяет уйти от использования большинства аналогового оборудования, упростить и ускорить работу по обработке и сбору данных, объединить различные приборы в один многофункциональный комплекс с удобным управлением через ПК.

Проект ГПО РТС-1102 – «Разработка методов и устройств обработки сигналов с использованием вейвлет-фрактальных преобразований и аппаратно-программных средств LabVIEW и DSP для повышения эффективности защищенных систем связи».

ЛИТЕРАТУРА

1. Федосов В.П., Нестеренко А.К. Цифровая обработка сигналов в LabVIEW. М.: ДМК Пресс, 2007. 456 с.
2. Уэлстид С. Фракталы и вейвлеты в действии / Пер. с англ. М.: Мир, 2003. 320 с.
3. Визильтер Ю.В., Желтов С.Ю., Князь В.А. и др. Обработка и анализ цифровых изображений с примерами на LabVIEW IMAQ Vision. М.: ДМК-Пресс, 2007. 464 с.
4. Евдокимов Ю.К., Лидваль В.Р., Щербаков Г.И. LabVIEW для радиоинженера: от виртуальной модели до реального прибора: практ. руководство для работы в программной среде LABVIEW. М.: ДМК-Пресс, 2007. 400 с.

РАЗРАБОТКА СИСТЕМ ВЕЙВЛЕТ-ФРАКТАЛЬНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ И ИЗОБРАЖЕНИЕ В МОНИТОРИНГОВЫХ РЛС СПУТНИКОВОГО И ПОДПОВЕРХНОСТНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ

Д.С. Кудрин, Р.И. Назаренко, студенты 3-го курса

*Научный руководитель А.М. Голиков, доцент каф. РТС, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. РТС, gol@rts.tusur.ru*

Дистанционное зондирование сегодня – это огромное разнообразие методов получения изображений практически во всех диапазонах длин волн электромагнитного спектра (от ультрафиолетовой до даль-

ней инфракрасной) и радиодиапазона, самая различная обзорность изображений – от снимков с метеорологических геостационарных спутников, охватывающих практически целое полушарие, до детальных аэрофотосъемок участка в несколько сот квадратных метров.

Радарные системы бокового обзора с конца 70-х годов стали устанавливаться на ИСЗ. Так, например, первый радиолокатор был установлен на американском спутнике «Сисат», предназначенном для изучения динамики океанических процессов. Позднее был сконструирован радар, испытанный во время полетов космического корабля «Шаттл». Информация, полученная с помощью этого радара, представляется в виде черно-белых и ложноцветных синтезированных фото-, телеизображений или записей на магнитную ленту. Разрешающая способность 40 м. Информация поддается числовой и аналоговой обработке, такой же, что и сканерные снимки системы Landsat. Это в значительной мере способствует получению высоких результатов дешифрирования. Во многих случаях РЛ-снимки оказываются геологически более информативными, чем снимки спутников Landsat или других оптических сенсоров. Наилучший результат достигается и при комплексном дешифрировании материалов того и другого видов. РЛ-снимки успешно используются для изучения трудно- или недоступных территорий Земли – пустынь и областей, расположенных в высоких широтах, а также поверхность других планет.

В этой работе были рассмотрены фрактальные и вейвлетные методы сжатия изображений. Фрактальные и вейвлетные методы представляют собой альтернативу технологиям, основанным на преобразованиях Фурье, таким как JPEG. Стандарты, такие как JPEG и MPEG, не должны стать тормозом на пути развития дальнейших исследований в области сжатия изображений. Более того, благодаря успешному использованию цифровых изображений в средствах коммуникации эти стандарты помогают находить новые сферы применения технологий сжатия. Новые технологии, такие как фрактальные и вейвлетные, должны рассматриваться не как конкуренты, а как союзники в установлении новых стандартов. Фактически вейвлеты являются основой нового стандарта JPEG 2000.

Базовый фрактальный метод кодирования может обеспечивать лучшую по степени искажения производительность, т.е. лучшее сжатие и качество изображения. Однако эта производительность достигается за счет значительного увеличения времени кодирования. Более высокая производительность может быть достигнута за счет использования большего количества доменов, но это обостряет проблему времени. Предлагается решить проблему времени с помощью выделения особенностей и классификации доменов. Это сокращает время кодиро-

вания до уровня, сравнимого с вейвлет-методами, но за счет ухудшения степени искажения. Как уже упоминалось выше, это предполагает, что используемые особенности, которые не были каким-либо образом оптимизированы, могут быть улучшены в дальнейшем. Преимущество процесса фрактального кодирования в том, что он может быть полностью распараллелен. Доменно-ранговое сопоставление может производиться одновременно на множестве фрагментов изображения параллельно в нескольких процессах обработки, не требующих взаимодействия. Поэтому специализированное оборудование для параллельной обработки может значительно снизить время кодирования. Такое оборудование обычно используется компанией Iterated Systems, Inc.

Наше понимание изображений как источника информации является далеко не полным. Фрактальные методы являются шагом в новом направлении, ведущем к дальнейшему пониманию изображений. В отличие от методов вейвлет-преобразований или преобразований Фурье, которые, по существу, отбрасывают информацию для достижения сжатия, фрактальные методы пытаются перестроить изображение, используя взаимоотношения между фрагментами изображения. Метод доменно-рангового сопоставления, который является основой большинства фрактальных методов, далеко не оптимальным образом воплощает теорию фрактального представления изображений. Напомним изображение «лист папоротника», который является классическим примером. Это изображение построено с использованием всего 4 аффинных преобразований. Что получится, если мы применим фрактальное кодирование к растровому изображению такого же листа папоротника? Нам понадобятся сотни и тысячи преобразований, а декодированное изображение будет не столь хорошим, как сгенерированное с использованием 4 исходных преобразований. Однако этот простой пример приведен не для того, чтобы продемонстрировать непригодность фрактальных методов, а чтобы подчеркнуть необходимость дальнейшего исследования этих методов для раскрытия их потенциала.

Проект ГПО РТС-1102 – «Разработка методов и устройств обработки сигналов с использованием вейвлет-фрактальных преобразований и аппаратно-программных средств LabVIEW и DSP для повышения эффективности защищенных систем связи».

ЛИТЕРАТУРА

1. Шовенгердт Р.А. Дистанционное зондирование. Модели и методы обработки изображений. М.: Техносфера, 2010. 560 с.
2. Уэлетид С. Фракталы и вейвлеты для сжатия изображений в действии: учеб. пособие. М.: Триумф, 2003. 320 с.

РАЗРАБОТКА И ВИЗУАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА КРИПТОГРАФИЧЕСКОЙ ЗАЩИТЫ AES И ЕГО РЕАЛИЗАЦИЯ В СРЕДЕ MATLAB

Ю.Д. Кузьменко, студент 4-го курса

Научный руководитель А.М. Голиков, доцент каф. РТС, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, каф. РТС, gol@rts.tusur.ru

В 1997 г. Национальный институт стандартов и технологий США (NIST) объявил о начале конкурса по принятию нового стандарта криптографической защиты взамен существующего с 1974 г. алгоритма DES. Требования к кандидатам были следующие:

- криптоалгоритм должен быть открыто опубликован;
- криптоалгоритм должен быть симметричным блочным шифром, допускающим размеры ключей 128, 192, 256 бит;
- криптоалгоритм должен быть предназначен как для аппаратной, так и для программной реализации;
- криптоалгоритм должен быть доступен для открытого использования в любых продуктах;
- криптоалгоритм должен быть изучен по следующим параметрам: стойкость, стоимость, гибкость, реализуемость в смарт-картах [1].

В октябре 2000 г. конкурс завершился и победителем был признан бельгийский шифр Rijndael как имеющий наилучшее сочетание стойкости, стоимости, гибкости, эффективности и производительности. Высочайшую надежность AES подтверждают астрономические числа. Так, 128-битный ключ обеспечивает 10^{36} возможных комбинаций. Шифрование в данном алгоритме производится раундами. В каждом раунде производятся следующие преобразования:

- SubBytes – замена каждого байта массива данных.
- ShiftRows – выполняет циклический сдвиг влево всех строк массива за исключением нулевой. Сдвиг i -й строки массива производится на i байтов.
- MixCollumns – производит смешивание столбцов.
- AddRoundKey – выполняет наложение на массив данных ключа.

А именно, на некоторый столбец массива данных побитовой логической операцией «исключающее или» (XOR) накладывается ключ и в результате получается зашифрованное сообщение.

Стандарт криптозащиты AES имеет следующие режимы шифрования:

- режим электронной кодовой книги (ECB – Electronic Code Book);
- режим сцепления блоков шифра (CBC – Cipher Block Chaining);
- режим обратной связи по шифртексту (CFB – Cipher Feed Back);
- режим обратной связи по выходу (OFB – Output Feed Back) [2];

Между длиной ключа и количеством раундов существует связь – чем длиннее ключ, тем больше раундов (таблица).

Зависимость количества раундов от длины ключа

Размер ключа, бит	Количество раундов
128	10
192	12
256	14

Расшифрование выполняется применением обратных шифрованию операций в обратной последовательности.

В ходе работы в ПО MATLAB были созданы блоки, необходимые для корректной работы алгоритма шифрования. Данные блоки представляют собой раунды шифрования, в которых производится преобразование над информацией (рис. 1) [3].

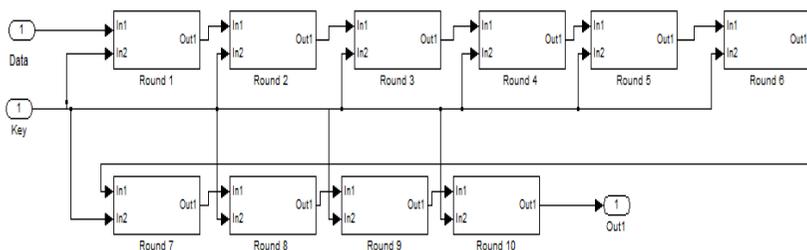


Рис. 1. Схема шифратора AES-128

Также было проведено шифрование и дешифрование различных типов файлов. Для примера приведены исходное и зашифрованное изображения (рис. 2).

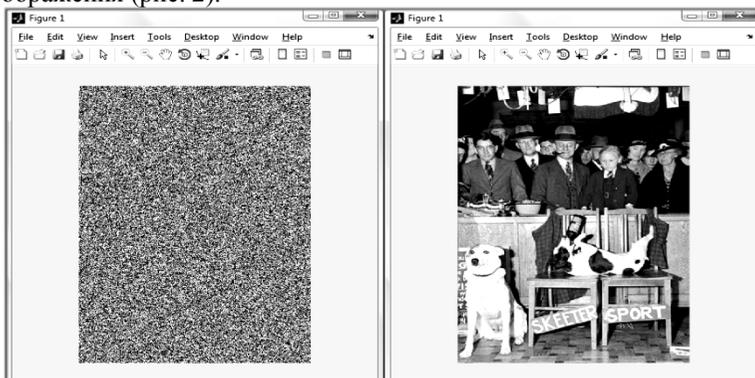


Рис. 2. Изображение: *a* – зашифрованное, *б* – исходное

AES – быстродействующий алгоритм, и существует возможность поточной реализации алгоритма. Применяя данный алгоритм шифрования, можно довольно надежно защитить передаваемую информацию от злоумышленников. Даже если зашифрованная информация попадет в руки злоумышленников, то пользы без знания ключа из этого они не извлекут [1]. Аппаратная реализация алгоритма AES позволит расширить круг его использования и повысить быстродействие шифратора.

Проект ГПО РТС-1001 «Создание аппаратно-программных средств для кодирования и шифрования информации в мобильных сетях связи, 802.11, 802.16, 802.15, DVB».

ЛИТЕРАТУРА

1. Терехов А.А. Криптографическая защита информации. Конспект лекций. СПб.: Санкт-Петербург, 1999. 51 с.
2. Вельшенбах М. Криптография на C/C++ в действии: учеб. пособие. М.: Триумф, 2004. 464 с.
3. Дьяконов В.П. MATLAB R2006/2007/2008 + Simulink 5/6/7. Основы применения. 2-е изд-е, перераб. и доп. М.: СОЛОН-Пресс, 2009. 800 с.

РАЗРАБОТКА И ВИЗУАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА КРИПТОГРАФИЧЕСКОЙ ЗАЩИТЫ ГОСТ 28147–89 И ЕГО РЕАЛИЗАЦИЯ НА ПЛИС

С.С. Логинов, студент 4-го курса

*Научный руководитель А.М. Голиков, доцент каф. РТС, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. РТС, gol@rts.tusur.ru*

ГОСТ 28147–89 – советский и российский стандарт симметричного шифрования, введённый в 1990 г., также является стандартом СНГ. Полное название – «ГОСТ 28147–89 Системы обработки информации. Защита криптографическая. Алгоритм криптографического преобразования». С момента опубликования ГОСТа на нём стоял ограничительный гриф «Для служебного пользования», и формально шифр был объявлен «полностью открытым» только в мае 1994 г.

Алгоритм криптографического преобразования предназначен для аппаратной или программной реализации, удовлетворяет криптографическим требованиям и по своим возможностям не накладывает ограничений на степень секретности защищаемой информации.

Стандарт обязателен для организаций, предприятий и учреждений, применяющих криптографическую защиту данных, хранимых и передаваемых в сетях, в отдельных вычислительных комплексах или на персональных компьютерах.

То, что в его названии вместо термина «шифрование» фигурирует более общее понятие «криптографическое преобразование», вовсе не случайно. Помимо нескольких тесно связанных между собой процедур шифрования, в документе описан один построенный на общих принципах с ними алгоритм выработки имитовставки.

Алгоритм ГОСТ 28147–89 является *блочным шифром* – разновидность симметричного шифра. Особенностью блочного шифра является обработка блока нескольких байт за одну итерацию (как правило, 8 или 16). Как и большинство современных блочных шифров, ГОСТ основан на *сети Фейстеля*. Сеть представляет собой определённую многократно повторяющуюся (итерированную) структуру, называемую ячейкой Фейстеля. При переходе от одной ячейки к другой меняется ключ, причём выбор ключа зависит от конкретного алгоритма.

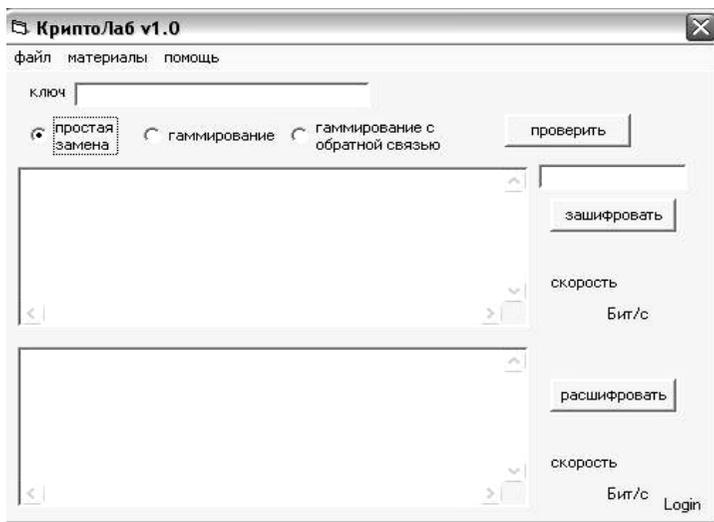


Рис. 1. Лабораторный комплекс для изучения возможностей и особенностей алгоритма ГОСТа

Операции шифрования и расшифрования на каждом этапе очень просты и при определённой доработке совпадают, требуя только обратного порядка используемых ключей. Шифрование при помощи данной конструкции легко реализуется как на программном уровне, так и на аппаратном, что обеспечивает широкие возможности применения (рис. 1).

ГОСТ 28147–89 предусматривает следующие режимы шифрования данных:

- простая замена;

- гаммирование;
- гаммирование с обратной связью;
- дополнительный режим выработки имитовставки.

Во всех этих режимах данные обрабатываются блоками по 64 бита, на которые разбивается массив, подвергаемый криптопреобразованию. Однако в двух режимах гаммирования есть возможность обработки неполного блока данных размером меньше 8 байт, что существенно при шифровании массивов данных с произвольным размером, который может быть не кратным 8 байтам.

ГОСТ 28147-89 – быстродействующий алгоритм, и существует возможность поточной реализации алгоритма. Применяя данный алгоритм шифрования, можно довольно надежно защитить передаваемую информацию от злоумышленников. Даже если зашифрованная информация попадет в руки злоумышленников, то пользы без знания ключа или использования несоответствующей таблицы замен из этого они не извлекут.

В данном проекте предложена аппаратная реализация алгоритмов криптографического преобразования ГОСТ 28147-89 на ПЛИС, что расширит область его применения и позволит увеличить скорость криптопреобразований.

Проект ГПО РТС-1001 – «Создание аппаратно-программных средств для кодирования и шифрования информации в мобильных сетях связи, 802.11, 802.16, 802.15, DVB».

ЛИТЕРАТУРА

1. Лукашов И.В. Криптография? Железно! // Мир ПК. 2003. № 3.
2. ГОСТ 28147-89 / Группа П85 / Государственный стандарт Союза ССР / Системы обработки информации. Защита криптографическая / Алгоритм криптографического преобразования / ОКП 40 4000. Дата введения 1990-07-01.

РАЗРАБОТКА МЕТОДИК ЗАЩИТЫ И АДМИНИСТРИРОВАНИЯ СЕРВЕРНОГО КОМПЛЕКСА MICROSOFT WINDOWS SERVER 2003, ISA SECURITY И ВЕБ-СЕРВЕРА IIS 7.0

К.В. Лыскова, М.Т. Немтаев,

*Д.Н. Плотов, Г.В. Нефедьев, студенты 5-го курса
Научный руководитель А.М. Голиков, доцент каф. РТС, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. РТС, gol@rts.tusur.ru*

Сегодня IT-инфраструктура компании имеет критически важное значение для ее успешной деятельности. Это утверждение одинаково

применимо как к крупному, так и к малому и среднему бизнесу во всех отраслях экономики.

Бизнес-приложения, корпоративные сети, серверы и центры обработки данных уже давно стали неотъемлемой частью корпоративной инфраструктуры любой компании и обеспечивают жизненно необходимые бизнес-процессы.

Внедрение информационных технологий сопровождается повышенными требованиями к адаптивности, производительности и масштабируемости оборудования, к защите информации и доступности данных и приложений, к надежности эксплуатации.

При проектировании IT-инфраструктуры в первую очередь следует знать, как устроена та или иная организация.

В рамках данной работы предприятием, для которого необходимо разработать IT-инфраструктуру, является вымышленная компания «ДевельСофт», занимающаяся разработкой и продажей программного обеспечения. После установки и активации Windows можно настроить сервер, используя хорошо продуманную страницу **Управление данным сервером (Manage Your Server)** (рис. 1), которая автоматически открывается при входе в систему. Эта страница упрощает установку некоторых служб, инструментов и конфигураций в зависимости от роли сервера. Щелкните кнопку **Добавить или удалить роль (Add Or Remove A Role)**, появится окно *Мастера настройки сервера (Configure Your Server Wizard)*.

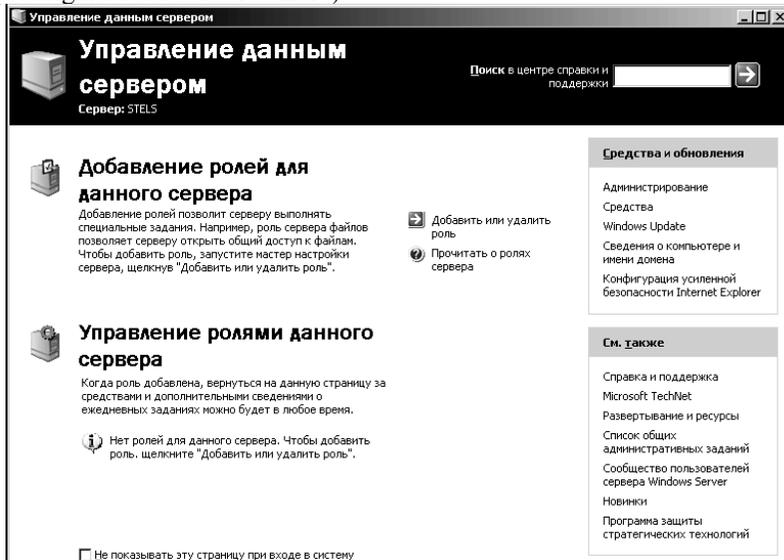


Рис. 1. Страница Управление данным сервером

Если установить переключатель **Типовая настройка для первого сервера (Typical Configuration For A First Server)**, мастер сделает сервер контроллером нового домена, установит службы Active Directory и при необходимости службы DNS (Domain Name Service), DHCP (Dynamic Host Configuration Protocol) и RRAS (Routing And Remote Access).

Microsoft Internet Security and Acceleration Server 2006 (ISA Server). В ISA Server 2006 существенно усовершенствованы VPN-компоненты, которые включены в состав брандмауэра из сервиса Routing and Remote Access (RRAS) операционных систем Windows 2000 и Windows Server 2003. Теперь администратор имеет возможность конфигурировать VPN-сервер и шлюзовые компоненты и управлять ими непосредственно на консоли управления брандмауэра ISA Server 2006, не переключаясь между консолью управления ISA MMC и консолью управления RRAS MMC. Вам очень редко понадобится консоль сервиса маршрутизации и удаленного доступа для конфигурирования VPN-компонентов.

К другим усовершенствованиям функциональных возможностей использования VPN в ISA Server 2006 можно отнести следующие:

- политику брандмауэра, применяемую к соединениям VPN-клиентов;
- политику брандмауэра, применяемую к VPN-соединениям конфигурации узел-в-узел;
- VPN-карантин или временную изоляцию;
- отображение пользователей для VPN-клиентов;
- поддержку клиентов SecureNAT для VPN-соединений;
- виртуальную частную сеть конфигурации «узел-в-узел» с применением туннельного режима протокола IPsec;
- публикацию VPN-серверов по протоколу PPTP (Point-to-Point Tunneling Protocol, сквозной туннельный протокол);
- поддержку аутентификации секретным ключом Pre-shared Key для VPN-соединений по протоколу IPsec;
- улучшенную работу сервера имен для VPN-клиентов;
- мониторинг соединений VPN-клиентов.

Эти новые свойства VPN-сервера и шлюза делают ISA 2006 одной из наиболее мощных реализаций как VPN, так и брандмауэров, представленных сегодня на рынке.

Internet Information Services 7.0 (IIS 7.0) – это последняя версия веб-сервера компании Microsoft. IIS был включен в состав семейства операционных систем Windows Server, начиная с операционной систе-

мы Windows 2000 Server в качестве компонента Windows Component, а также для Windows NT в качестве дополнения.

IIS 7.0 входит в состав операционных систем Windows Vista и Windows Server 2008, которые были выпущены в первой четверти 2008 г. IIS 7.0 претерпел множество изменений, и новый дизайн был написан с нуля. Это было сделано для того, чтобы сделать его самой гибкой и безопасной платформой для размещения веб-приложений IIS 7.0.

Компания Microsoft сфокусировалась на модульности при создании IIS 7.0, что означает, что для установки необходимы лишь бинарные файлы, что минимизирует пространство для атак на веб-сервер. Операционная система Windows Server 2008 включает в себя все возможности IIS, необходимые для поддержки и размещения веб-содержимого в промышленных средах.

Разработка используется для проведения лабораторного практикума по специальности «Информационная безопасность телекоммуникационных систем» для исследования методик защиты и администрирования серверного комплекса.

ЛИТЕРАТУРА

1. [http://ru.wikipedia.org/wiki/DMZ_\(компьютерные_сети\)](http://ru.wikipedia.org/wiki/DMZ_(компьютерные_сети))
2. Томас В. Шиндер, Дебра Л. Шиндер. ISA Server 2004. СПб.: БХВ-Петербург, Русская редакция, 2005. 1064 с.
3. <http://technet.microsoft.com/ru-ru/magazine/2008.03.iis7.aspx>

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ СТЕГАНОГРАФИИ И ИХ РЕАЛИЗАЦИЯ В СРЕДЕ МАТЛАВ

Н.Н. Нестеренко, студент 4-го курса

*Научный руководитель А.М. Голиков, доцент каф. РТС, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. РТС, gol@rts.tusur.ru*

Цифровая стеганография – направление классической стеганографии, основанное на сокрытии или внедрении дополнительной информации в цифровые объекты, вызывая при этом некоторые искажения данных объектов. Но, как правило, эти объекты являются мультимедиа-объектами (изображения, видео, аудио, текстуры 3D-объектов) и внесение искажений, которые находятся ниже порога чувствительности среднестатистического человека, не приводит к заметным изменениям этих объектов. Кроме того, в оцифрованных объектах, изначально имеющих аналоговую природу, всегда присутствует шум квантования; далее при воспроизведении этих объектов появляются дополнительный аналоговый шум и нелинейные искажения аппаратуры, все это способствует большей незаметности скрытой информации [1–3].

Из рамок цифровой стеганографии вышло наиболее востребованное легальное направление – встраивание цифровых водяных знаков (ЦВЗ) (watermarking), являющееся основой для систем защиты авторских прав и DRM (Digital rights management) систем. Методы этого направления настроены на встраивание скрытых маркеров, устойчивых к различным преобразованиям контейнера (атакам).

Полухрупкие и хрупкие ЦВЗ используются в качестве аналоговой ЭЦП, обеспечивая хранение информации о передаваемой подписи и попытках нарушения целостности контейнера (канала передачи данных). Например, разработки Digimarc в виде плагинов к редактору Adobe Photoshop позволяют встроить в само изображение информацию об авторе. Однако такая метка неустойчива, впрочем, как и абсолютное их большинство. Программа Stirmark, разработчиком которой является ученый Fabien Petitcolas, с успехом атакует подобные системы, разрушая стеговложения.

Все алгоритмы встраивания скрытой информации можно разделить на несколько подгрупп:

- Работающие с самим цифровым сигналом. Например, метод LSB.
- «Впаивание» скрытой информации. В данном случае происходит наложение скрываемого изображения (звука, иногда текста) поверх оригинала. Часто используется для встраивания ЦВЗ.
- Использование особенностей форматов файлов. Сюда можно отнести запись информации в метаданные или в различные другие не используемые зарезервированные поля файла.

Цифровые водяные знаки (ЦВЗ) используются для защиты от копирования, сохранения авторских прав. Невидимые водяные знаки считываются специальным устройством, которое может подтвердить либо опровергнуть корректность. ЦВЗ могут содержать различные данные: авторские права, идентификационный номер, управляющую информацию. Наиболее удобными для защиты с помощью ЦВЗ являются неподвижные изображения, аудио- и видеофайлы.

Основные требования, предъявляемые к водяным знакам: надёжность и устойчивость к искажениям, незаметности, робастности к обработке сигналов (робастность – способность системы к восстановлению после воздействия на нее внешних/внутренних искажений, в том числе умышленных). ЦВЗ имеют небольшой объём, но для выполнения указанных выше требований при их встраивании используются более сложные методы, чем для встраивания обычных заголовков или сообщений. Такие задачи выполняют специальные стегосистемы.

Перед помещением ЦВЗ в контейнер водяной знак нужно преобразовать к подходящему виду. К примеру, если в качестве контейнера

используется изображение, то и ЦВЗ должны быть представлены как двумерный битовый массив.

Для повышения устойчивости к искажениям часто применяют помехоустойчивое кодирование или используют широкополосные сигналы. Начальную обработку скрытого сообщения делает прекодер. Важная предварительная обработка ЦВЗ – вычисление его обобщенного Фурье-преобразования. Это повышает помехоустойчивость. Первичную обработку часто производят с использованием ключа – для повышения секретности. Потом водяной знак «укладывается» в контейнер (например, путем изменения младших значащих бит). Здесь используются особенности восприятия изображений человеком. Широко известно, что изображения имеют огромную психовизуальную избыточность. Глаза человека подобны низкочастотному фильтру, который пропускает мелкие элементы изображений. Наименее заметны искажения в высокочастотной области изображений. Внедрение ЦВЗ также должно учитывать свойства восприятия человека.

Во многих стегосистемах для записи и считывания ЦВЗ используется ключ. Он может предназначаться для ограниченного круга пользователей или же быть секретным. Например, ключ нужен в DVD-плеерах для возможности прочтения ими содержащихся на дисках ЦВЗ. Как известно, не существует таких стегосистем, в которых бы при считывании водяного знака требовалась другая информация, нежели при его записи. В стегодетекторе происходит обнаружение ЦВЗ в защищенном им файле, который, возможно, мог быть изменён. Эти изменения могут быть связаны с воздействиями ошибок в канале связи, либо преднамеренными помехами. В большинстве моделей стегосистем сигнал-контейнер можно рассмотреть как аддитивный шум. При этом задача обнаружения и считывания стегосообщения уже не представляет сложности, но не учитывает двух факторов: неслучайности сигнала контейнера и запросов по сохранению его качества. Учет этих параметров позволит строить более качественные стегосистемы. Для обнаружения факта существования водяного знака и его считывания используются специальные устройства – стегодетекторы. Для вынесения решения о наличии или отсутствии водяного знака используют, к примеру, расстояние по Хэммингу, взаимокорреляцию между полученным сигналом и его оригиналом.

Проект ГПО РТС-1001 – «Создание аппаратно-программных средств для кодирования и шифрования информации в мобильных сетях связи, 802.11, 802.16, 802.15, DVB».

ЛИТЕРАТУРА

1. Грибунин В.Г. Цифровая стеганография / В.Г. Грибунин, И.Н. Оков, И.В. Туринцев. М.: Солон-Пресс, 2002. 272 с.
2. <http://www.jjtc.com/Steganography/>

**РАЗРАБОТКА ЗАЩИЩЕННОГО WEB-СЕРВЕРА
И ИНТЕРНЕТ-САЙТА НОВОЙ СПЕЦИАЛИЗАЦИИ
КАФЕДРЫ РТС**

С.С. Петров, Д.П. Прокопчинская,

Е.О. Спицына, студенты 3-го курса

Научный руководитель А.М. Голиков, доцент каф. РТС, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, каф. РТС, gol@rts.tusur.ru

В настоящее время существует огромное количество способов создания сайта, но не все они достаточно эффективны, у каждого способа есть свои недостатки. Например, некорректное отображение в разных internet-браузерах, неправильная работа с нестандартными элементами дизайна, устаревшая вёрстка (табличная) и т.д.

Целью данной работы является создание работоспособного информационного сайта. Характерным отличием этого сайта от других сайтов кафедр и специальностей является информативность, возможность использовать его в качестве ресурса. Здесь будут располагаться рефераты, дипломы, статьи, бизнес-проекты, доклады, учебные пособия, а также программные средства и т.д. Подобные сайты очень востребованы у студентов и не только. В дальнейшем планируется осуществить разграничение доступа к ресурсам сайта, повышенные требования к защищенности информации на сайте. Дополнительным плюсом является возможность отслеживать списанные работы.

Сайт создавался на HTML- и CSS-языках. На данный момент сайт не привязан ни к какой CMS. Использовалась блочная вёрстка для написания сайта, на данный момент она является более современной, чем табличная.

Хостингом сайта является HTTP-сервер Apache – наиболее популярный web-сервер, служащий для обработки и обслуживания запросов пользователей одной из составляющих WWW – сети Интернет. Apache HTTP Server – свободное, бесплатно распространяемое программное обеспечение с открытыми исходными кодами для современных операционных систем, включая UNIX и Windows NT, Novell NetWare и других. Его главные отличия от аналогичных программных продуктов: предельно компактный, написанный на языке C код, проверенная годами, надежная и стабильная работа на сотнях тысяч Web-узлов, высокая производительность и скорость обработки запросов, расширяемость и переносимость, относительная простота и гибкость настройки. А тестирование новых версий тысячами профессионально подготовленных добровольных помощников позволяет легко выявлять уязвимости. Все это позволяет создать на базе Apache эффективный, безопасный и расширяемый сервер.

На данном этапе установлен Apache в связке с дополнительным программным обеспечением. Завершена его настройка на локальном компьютере, в будущем планируется обеспечить доступность сервера из внешнего Интернета.

Для хранения ресурсов сайта требуется база данных. База данных – совместно используемый набор логически связанных данных, предназначенный для удовлетворения информационных потребностей пользователя. За счет нее мы будем пополнять сайт новыми дипломами, рефератами и др. (рис. 1).

Номер	Тема диплома	Автор	Руководитель	Год сдачи
1	Программное обеспечение цифрового акустического локатора для зондирования атмосферы	Александров А.В.	Красенко Н.П.	2006г.
2	Определение пространственной структуры электронной концентрации ионосферы	Алтухов М.В.	Дудков Б.П.	2006г.
3	Измеритель коэффициента шума	Брюхов Д.А.	Синюгин М.В.	2006г.
4	Вторичная обработка информации в пассивных радиотехнических системах.	Ворошилина Е.П.	Тисленко В.И.	2006г.
5	Бортовой синтезатор СВЧ	Горова А.В.	Голиков М.В.	2006г.
6	Разработка и исследование алгоритма распознавание речи	Федотов А.М.	Тисленко В.И.	2006г.
7	Линейный тракт сверхширокополосного приемника	Ячучк Д.А.	Синюгин М.В.	2006г.

(№)

Рис. 1. Скриншот базы данных

В настоящее время разработан макет сайта, сверстаны главная страница и несколько типовых, установлен сервер на локальный компьютер в связке с MySQL и PHP, созданы необходимые на данном этапе части базы данных. В дальнейшем планируется сделать сервер доступным с глобальной сети, поставить на него сайт, заполнить контент сайта ресурсами, которые будут храниться в базе данных.

Проект ГПО РТС-1101 – «Разработка серверной группы защищенной информационной системы провайдера».

ЛИТЕРАТУРА

1. Столяров Н.В. Понятие, сущность, цели и значение защиты информации. Безопасность для всех. <http://www.sec4all.net/infoprot-zakl.html>
2. Евтеев Д. Анализ защищенности Web-приложений. Открытые системы СУБД. <http://www.osp.ru/text/print/article/7322807.html>

РАЗРАБОТКА ЗАЩИЩЕННЫХ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОННОЙ КОММЕРЦИИ

*И.В. Пилюгина, М.С. Почикаева., Т.Ю. Бурмистрова,
И.А. Коновалова, студентки 4-го курса*

*Научный руководитель А.М. Голиков, доцент каф. РТС, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. РТС, gol@rts.tusur.ru*

Целью проекта является разработка и создание мультимедийного Internet-магазина (сайта для электронной коммерции), рассмотрение

вопросов его защиты, рассмотрение существующих на рынке платежных систем и способов работы с ними, рассмотрение вопросов ведения бухгалтерии с программными комплексами 1С.

Задачей проекта является создание защищенного Internet-магазина по продаже книг, отвечающего современным стандартам безопасности и обеспечивающего функционал современных интернет-магазинов-аналогов.

Интернет-магазин – это, как правило, сложный, но очень функциональный комплекс программ, созданный для организации автоматизированных online продаж через Интернет.

В настоящее время все больше людей становятся активными пользователями Интернета. Помимо информации, все больше людей начинают использовать Интернет для покупок и совершения сделок. Интернет-магазин относительно простой и не ресурсоемкий вид бизнеса. Цена такого магазина «под ключ» в зависимости от сложности колеблется от 10000 до 50000 тысяч рублей на томском рынке, в данном проекте мы попытаемся разработать и создать такой интернет-магазин.

В обычном магазине покупатель получает представление о товаре, изучая витрину. В интернет-магазине роль витрины выполняет сайт. Поскольку у посетителя виртуального магазина нет возможности потрогать сам товар, информация о продукте, размещенная на сайте, должна быть максимально полной и привлекательной. Создание правильного сайта – пожалуй, самая сложная из задач, которую нужно решить на подготовительном этапе.

Среди других важных вопросов – организация структуры управления виртуальным магазином, бухгалтерии, склада, службы доставки и call-центра (отдела продаж).

Современные программные комплексы для интернет-магазинов позволяют создавать яркие иллюстрации, сохраняя при этом легкость загрузки сайта, что немаловажно для пользователя.

Интернет-магазину обычно собственный большой склад не нужен, в этом и особенность on-line торговли, можно организовывать доставку непосредственно со складов производителей или у крупных фирм брать под реализацию товар и обходиться небольшим помещением.

Электронной торговой точке нужен свой отдел продаж – call-центр. Специфика его работы состоит в том, что потенциальный покупатель не видит «живьем» ни продавца, ни самого товара, поэтому потребуются специально подготовленные операторы, способные заключить сделку на расстоянии.

Одним из хороших решений оказалась технология Macromedia Flash, которую мы выбрали для оформления нашего интернет-магазина.

Технология Macromedia Flash может справиться с заданиями любых размеров и сложности. Flash можно использовать для создания полноценного мультимедийного Web-сайта, насыщенного красивой графикой, с формами и интерактивностью, либо для создания баннера, навигационной панели или фоновой музыки для Web-сайта. Так же нами была выбрана CMS (система управления контентом) Joomla! – движок, имеет красивый дизайн, простое управление, большой набор модулей и вместе с тем включила в себя ряд свежих дизайнерских идей и массу мелких, но очень значимых дополнений, модификаций и исправлений.

Главное преимущество Joomla! перед другими CMS уровня e107, PHP-Nuke или, например, Danneo – легкость инсталляции, настройки, работы и модификации. На базе Joomla! даже самый неопытный пользователь сможет сделать несложную домашнюю страничку с индивидуальным дизайном. Как и Mambo, движок Joomla! очень популярен в рунете – к нему вышло множество плагинов, тем оформления, модов, локализаций на русском языке. Организована защита сайта с помощью .htaccess и .htpasswd.

Аутентификация – процесс, с помощью которого проверяется, что некто является именно тем, за кого он себя выдает. Как правило, проверка включает в себя ввод имени и пароля. Web-сервер Apache поддерживает еще один вид защиты – digest-аутентификацию. При digest-аутентификации пароль передается не в открытом виде, а в виде хеш-кода, вычисленного по алгоритму MD5. Поэтому пароль не может быть перехвачен при сканировании трафика. Но, к сожалению, для использования digest-аутентификации необходимо установить на сервер специальный модуль – mod_auth_digest. А это находится только в компетенции администрации сервера. Также до недавнего времени, digest-аутентификация поддерживалась не всеми видами браузеров.

Для того чтобы защитить сайт, нужно выполнить следующую последовательность действий: создать файл с паролями, переписать его на сервер, создать файл .htaccess и тоже переписать его на сервер. Для организации защиты понадобится: управление пользователями, ролями, разрешениями, средствами SQL Server.

Другой интересной возможностью создания системы электронной коммерции является разработка персонального интернет-магазина в GOOGLE.

Google Sites (сайты Гугл) – упрощённый бесплатный хостинг на базе структурированной вики (en). Может использоваться как часть Google Apps. Позволяет при помощи технологии wiki создать веб-сайт, сделав информацию доступной для людей, которые нуждаются в её быстрой подаче. Пользователи сайта могут работать вместе, добавлять

информацию из других приложений Google, например Google Docs, Google Calendar, YouTube, Picasa и из других источников. Создатель сайта может приглашать других пользователей для совместной работы над сайтом, контролировать их доступ к материалам. Сайт может быть использован в private режиме, например для организации личного wiki-блокнота либо для ведения записей по частному проекту с доступом к информации только после авторизации.

Ограничения:

- 100 мегабайт (бесплатный аккаунт) и 10 гигабайт (пользователи Google Apps)^[1].
- Анонимные комментарии запрещены, изменять содержание (в том числе добавлять комментарии) могут только авторизованные пользователи.
- Ограничения по настройке оформления: настраиваются только цветовая гамма, размер и стиль шрифтов, CSS и JavaScript недоступны.
- Файл Sitemap ограничен 1000 ссылок, хотя количество страниц на сайте не ограничено [2].
- Вставка некоторых объектов в визуальном редакторе возможна только в начало страницы, перемещать объекты в другие места страницы нужно вручную Google Sites.

Конкурентоспособность бизнеса в первую очередь зависит от узнаваемости вашего бренда. В былые времена заявить о себе и о своей компании можно было через простенькую визитку, листовку под дворником автомобиля или буклет в почтовом ящике. В век высоких технологий этого уже недостаточно. Для того чтобы оставаться конкурентоспособным, необходимо идти в ногу со временем. В данный момент самым простым способом заявить о себе является создание сайта. Создание сайта с динамическими веб-страницами, красивым дизайном, удобным интерфейсом – это путь к развитию бизнеса и увеличению продаж.

Google Sites сочетает в себе удобный для простого обывателя конструктор сайтов и хостинговую площадку. Для создания функционального персонального сайта или же корпоративного вам потребуется буквально несколько движений мышкой. Создавать динамические web-странички так же просто, как и обычные документы. Кроме того, сервис Google Sites имеет отличительные особенности по сравнению с другими похожими сервисами. К примеру, функционал Google Sites позволяет хранить и обрабатывать практически любые виды информации, начиная от основных текстовых форматов и заканчивая сложными графическими. Для удобства разработчики Google добавили в функционал большую коллекцию шаблонов.

Проект ГПО РТС-1002 – «Защищенная информационная система электронной коммерции».

ЛИТЕРАТУРА

1. Голдовский И. Безопасность платежей в Интернете. СПб.: Питер, 2001. 240 с.
2. Кривопапов Д.В. Классификация способов платежей// Информационный сайт Клерк URL: <http://www.klerk.ru/boss/articles/6949/>
3. Алексей Короткевич. Интернет-магазин своими руками // Консалтинговая группа md URL: <http://md-bplan.ru/articles/html/article10432.html>
4. <https://sites.google.com>

РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ И УСТРОЙСТВ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ И ИЗОБРАЖЕНИЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-ФРАКТАЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ И АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫХ СРЕДСТВ DSP И MATLAB
П.Г. Русаков, С.П. Самарин, А.С. Подопригора, студенты 3-го курса
Научный руководитель А.М. Голиков, доцент каф. РТС, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. РТС, gol@rts.tusur.ru

Цель работы – разработка методов и устройств обработки сигналов и изображений с использованием вейвлет-преобразований и аппаратно-программных средств DSP и MATLAB. В настоящее время вейвлет-анализ является одним из наиболее мощных и при этом гибких средств исследования данных: помимо возможностей сжатия и фильтрации данных, анализ в базисе вейвлет-функций позволяет решать задачи идентификации, моделирования, аппроксимации стационарных и нестационарных процессов, исследовать вопросы наличия разрывов в производных, осуществлять поиск точек склеивания данных, удалять в данных тренд, отыскивать признаки фрактальности информации.

Обработка сигналов всегда являлась одной из самых главных прикладных областей применения системы MATLAB. Об этом в первую очередь свидетельствует тот факт, что Signal Processing Toolbox был одним из первых специализированных пакетов – он появился уже в 1988 г., всего четыре года спустя после создания самой системы MATLAB.

К настоящему времени пакет Signal Processing содержит почти двести тщательно разработанных специализированных функций, позволяющих решать самые разнообразные задачи анализа и обработки сигналов.

Распространяемая в настоящее время версия MATLAB6.1 (Release12.1) содержит пакет Signal Processing версии5.1. В ожидающуюся в скором времени версию MATLAB6.5 (Release 13) войдет пакет Signal Processing версии 6.0.

Вейвлеты (от англ. *wavelet*) – это математические функции, позволяющие анализировать различные частотные компоненты данных. Однако это частное определение – в общем случае анализ сигналов производится в плоскости вейвлет-коэффициентов (масштаб – время – уровень) (Scale–Time–Amplitude). Вейвлет-коэффициенты определяются интегральным преобразованием сигнала. Полученные вейвлет-спектрограммы принципиально отличаются от обычных спектров Фурье тем, что дают четкую привязку спектра различных особенностей сигналов ко времени.

Примеры вейвлетов:

- вейвлет Хаара;
- вейвлеты Добеши;
- вейвлеты Гаусса;
- вейвлет Мейера;
- вейвлеты Морле;
- вейвлет Пауля;
- вейвлет MHat («Мексиканская шляпа»);
- вейвлеты Р. Койфмана – койфлеты;
- вейвлет Шеннона.

Пакет расширения Wavelet Toolbox системы MATLAB позволяет использовать вейвлетный анализ и преобразование данных в самых различных областях науки и техники.

Программное обеспечение пакета позволяет выполнять вейвлет-преобразования как в командном режиме (и готовить специализированные программы), так и в диалоговом режиме по интерфейсу GUI (включение командой «wavemenu» или из окна редактора, Wavelet Toolbox → Main Menu).

Пакет имеет демонстрационные примеры вейвлетных преобразований, окно которых включаются командой 'wavedemo'. Первой кнопкой окна (Command line mode) включается довольно обширное меню примеров работы в командном режиме с одно- и двумерными вейвлетами всех типов в обычном и в пакетном исполнении (непрерывные и дискретные вейвлет-преобразования с декомпозицией и реконструкцией сигналов, сжатие сигналов, очистка от шумов и пр.). Слайды примеров сопровождаются соответствующими листингами программных фрагментов, которые можно переносить в буфер (при нажатии клавиш Shift + Delete) и затем использовать в командной строке MATLAB.

Под обработкой неподвижных изображений обычно подразумеваются не только манипуляции, приводящие к их изменению, но также и операции, позволяющие изменять физическое представление изображений без визуально ощутимых последствий. Последнее принято называть *сжатием изображений*.

Возможность обработки сжатого изображения без декомпрессии. Локальная, масштабированная структура вейвлет-функций позволила решить вышеперечисленные задачи. Рабочей группой были рассмотрены сотни предложений исследователей и отобраны наиболее перспективные. При этом большое внимание уделялось патентной чистоте – технологии не должны были быть защищенными лицензиями.

Рассмотрим основные блоки, входящие в структурную схему алгоритма сжатия JPEG2000. Изображение, как правило, представляет собой набор неотрицательных целых чисел. На этапе предварительной обработки из него вычитают среднее. Кроме того, если изображение большого размера, то оно может быть разбито на части. Тогда каждая часть сжимается отдельно, а для предотвращения появления заметных линий на стыке восстановленных частей применяются специальные меры.

Данный проект предусматривает разработку средств аппаратно-программной обработки сигналов и изображений.

Проект ГПО РТС-1102 – «Разработка методов и устройств обработки сигналов с использованием вейвлет-фрактальных преобразований и аппаратно-программных средств LabVIEW и DSP для повышения эффективности защищенных систем связи».

ЛИТЕРАТУРА

1. Уэлетид С. Фракталы и вейвлеты для сжатия изображений в действии: учеб. пособие. М.: Триумф, 2003. 320 с.
2. Теория и практика вейвлет-преобразования – JPEG2000: <http://www.autex.spb.ru/wavelet/jpeg2000.htm>

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ И ВЕЙВЛЕТ-ФИЛЬТРАЦИЯ СИГНАЛОВ МОРСКОГО РАДИОЛОКАТОРА НА ФОНЕ ВЗВОЛНОВАННОЙ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ

Е. А. Рябинин, студент 4-го курса

Научный руководитель А.М.Голиков, доцент каф. РТС, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, каф. РТС, gol@rts.tusur.ru

Вейвлеты дают информацию об основных пространственных и частотных характеристиках изображений, в отличие от обычного пре-

образования Фурье, которое выявляет лишь информацию о частотных характеристиках изображения.

Вейвлеты обладают рядом интересных общих свойств:

1. Разделимость, масштабируемость и переносимость.
2. Кратномасштабная совместимость.
3. Ортогональность.

У каждого вейвлета есть свое имя, название (Haar, Doubechies, Coyfleets – некоторые из них) [1].

Алгоритм вейвлет-обработки изображения можно свести к построению фильтров вейвлетной декомпозиции и реконструкции (рис. 1).

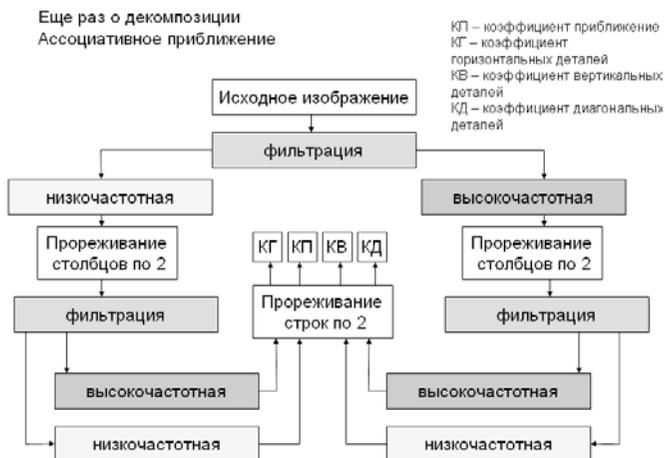


Рис. 1. Ассоциативное приближение декомпозиции

Подобно преобразованию Фурье, вейвлетные преобразования могут применяться при решении задач широкого спектра, от обнаружения контуров и до сглаживания изображений. В данном проекте используется фильтрация радиолокационного сигнала.

Радиолокационный сигнал представлен в виде монохромного изображения (рис. 2).

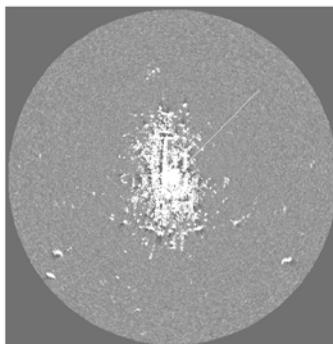


Рис. 2. Отображение радиолокационного сигнала на индикаторе РЛС

Для обработки данного сигнала используем программный пакет MATLAB.

На рис. 3 представлено считанное изображение с применением гистограммной эквализации, которая увеличивает динамический диапазон уровня яркости. На изображении отчетливо видны шумы.

Обработка радиолокационного изображения будет произведена несколькими вейвлет-функциями. В дальнейшем будет выбрана наилучшая из них.

Исследуемые вейвлет-функции:

- Хаара;
- Добеши;
- Симлета;
- биортогональная;
- Антони-Добеши.



Рис. 3. Считанное изображение (обработанное)

Наилучшая фильтрация достигалась при фильтрации функцией Антони-Добеши. На рис. 4. представлен ее результат.



Рис. 4. Фильтрацией функцией Антони-Добеши с гистограммной эквализацией

Вейвлет-фильтрация позволяет добиться наилучших результатов отображения по сравнению с традиционными методами.

Проект ГПО РТС-1001 – «Создание аппаратно-программных средств для кодирования и шифрования информации в мобильных сетях связи, 802.11, 802.16, 802.15, DVB».

ЛИТЕРАТУРА

1. Гонсалес Р., Вудс Р., Эддинс С. Цифровая обработка изображений в среде MATLAB. М.: Техносфера, 2006. 616 с.
2. Уэлетид С. Фракталы и вейвлеты для сжатия изображений в действии: учеб. пособие. М.: Триумф, 2003. 320 с.

СЕКЦИЯ 3

АУДИОВИЗУАЛЬНАЯ ТЕХНИКА, БЫТОВАЯ РАДИОЭЛЕКТРОННАЯ АППАРАТУРА И СЕРВИС

*Председатель – И.Н. Пустынский, зав. каф. ТУ, д.т.н.,
профессор;*

зам. председателя – А.Г. Костевич, с.н.с. каф. ТУ НИЧ, к.т.н.

РЕАЛИЗАЦИЯ МОДУЛЯ ИМПОРТА ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ИЗ ФОРМАТА ALTIUM DESIGNER/PROTEL ASCII В ФОРМАТ СИСТЕМЫ TALGAT

Р.И. Аширбакиев, каф. ТУ, аспирант;

Е.В. Лежнин, каф. АСУ, студент 1-го курса;

А.О. Мелкозеров, каф. ТУ, аспирант

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

г. Томск, ТУСУР, НИЛ «БЭМС РЭС», cr4cpp.2@gmail.com

Необходимым этапом моделирования электромагнитной совместимости печатных плат космических аппаратов является импорт геометрических и электрических параметров печатной платы из формата редактора печатных плат в формат системы моделирования. Примером такой системы моделирования является система для анализа взаимовлияний электрических сигналов в сложных структурах проводников и диэлектриков TALGAT [1], с помощью которой в ТУСУРе и ОАО «Информационные спутниковые системы имени академика М.Ф. Решетнёва» (ОАО «ИСС») ведется моделирование бортовой аппаратуры космических аппаратов (БА КА). ОАО «ИСС» разрабатывает печатные платы БА КА в системе Altium Designer. Однако инструменты для импорта в систему TALGAT разработанных печатных плат с целью моделирования их электромагнитной совместимости отсутствуют.

Цель данной работы – реализация модуля TLPCB, который позволяет импортировать разработанные в Altium Designer печатные платы в систему TALGAT в виде трехмерных моделей. Результатом импорта является файл с текстовыми командами на скриптовом языке системы TALGAT, которые описывают печатную плату как набор трехмерных проводниковых и диэлектрических элементов. Полученный файл пригоден для дальнейшей обработки вычислительными модулями системы TALGAT.

Рассмотрим реализацию импорта печатных плат из формата Altium Designer/Protel99. Чтобы начать работу с модулем импорта плат, необходимо вызывать команду INCLUDE «TLPCB». Далее импорт платы выполняется командой PCB_PROTEL99_READ с параметром «имя файла». Эта команда считывает файл в формате Altium Designer/Protel99, который можно экспортировать из редактора Altium Designer, нажав меню «Экспорт» и выбрав формат «PCB ASCII File (*PcbDoc)» из выпадающего списка «Тип файла».

После импорта генерируется входной скрипт в формате модуля трехмерного электростатического анализа MOM3D. Для создания скрипта используется реализованная в модуле TLPCB команда PCB_PROTEL99_IMPORT_TO_MOM3D, которая принимает три параметра (коэффициенты масштабирования платы по осям O_x , O_y , O_z) и преобразует считанную в память трехмерную модель печатной платы в команды для модуля MOM3D. Пример результата импорта:

```
CONDUCTOR3D
SET_SUBINTERVALS_X 1
SET_SUBINTERVALS_Y 1
SET_ER_PLUS3D erIS420ML1080
RECT_XY 0 0.064725 0.08125 0.065025 0.0842454
RECT_XY 1.8001e-005 0.064725 0.08125 0.065025 0.0842454
```

Команда PCB_PROTEL99_IMPORT_TO_MOM3D импортирует печатные трассы, переходные отверстия, названия цепей, контактные площадки и общие параметры платы, такие как её размеры, количество слоев и т.п. Все объекты платы аппроксимируются параллелепипедами с высотой, равной толщине проводящего слоя. Такая аппроксимация необходима, так как модуль MOM3D работает только с ортогональными границами, поэтому стороны аппроксимирующих параллелепипедов ортогональны плоскостям X , Y или Z . Данное преобразование происходит без участия пользователя в полностью автоматическом режиме.

На рис. 1 приведен пример отображения графическими средствами системы TALGAT результата импорта печатной платы блока бортовой аппаратуры космического аппарата.

При импорте модуль TLPCB распознает тип диэлектрического материала и автоматически генерирует команды MOM3D для задания диэлектрической проницаемости и других электрических параметров (SET_ER_PLUS3D, SET_ER_MINUS3D и т.д.). При этом значения электрических параметров записываются в виде переменных, что позволяет пользователю изменить тип диэлектрических материалов на плате без повторения процедуры импорта: достаточно отредактировать значение соответствующей переменной. Путем варьирования значений этих переменных пользователь также может выполнить анализ харак-

теристик печатной платы в диапазоне значений электрических параметров, например, с целью анализа чувствительности к разбросу параметров материалов препрега, паяльной маски или лака.

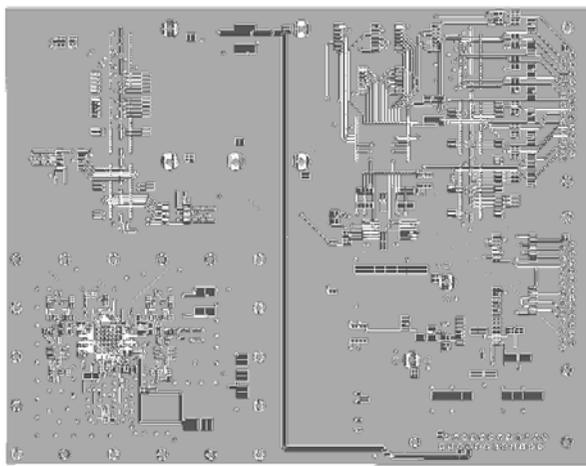


Рис. 1. Изображение импортированной печатной платы

Таким образом, в процессе выполнения работы реализован модуль TLPCB, который позволяет импортировать разработанные в Altium Designer печатные платы в систему TALGAT в виде трехмерных моделей. Было решено несколько геометрических задач, написаны функции для выполнения аппроксимации геометрических фигур и функции генерации скриптов TALGAT. Результатом работы является возможность импортировать печатные платы в систему TALGAT для дальнейшего анализа.

Работа выполнена в порядке реализации Постановления № 218 Правительства РФ от 09.04.2010 г. «О мерах государственной поддержки развития кооперации российских высших учебных заведений и организаций, реализующих комплексные проекты по созданию высокотехнологичного производства», и договора №13.G25.31.0017 от 07.09.2010 г. между ОАО «Информационные спутниковые системы» им. акад. М.Ф. Решетнева» и Минобрнауки РФ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т. и др. Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ №2009614871. TALGAT 2008. Бюл. 2009. № 4. С. 313 (М.: Роспатент).

СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ СИСТЕМ ДЛЯ ИРИДОДИАГНОСТИКИ И ИДЕНТИФИКАЦИИ ЛИЧНОСТИ ЧЕЛОВЕКА ПО РАДУЖНОЙ ОБОЛОЧКЕ ГЛАЗА

С.В. Бянкина, Е.А. Карнышова, А.В. Пашин,

студенты 4-го курса каф. ТУ, РТФ

г. Томск, ТУСУР, Svetabyankina@mail.ru

Сегодня слово биометрия ворвалось в наш обиходный язык и его значение уже не вызывает сомнений. Под биометрическими технологиями понимают автоматические или автоматизированные методы распознавания личности человека по его биологическим характеристикам или проявлениям. Существуют три основных биометрических метода идентификации, применяемых в настоящее время на практике: распознавание по отпечатку пальца, по изображению лица, по радужной оболочке глаза. Большое значение имеет поиск новых, надёжных и достоверных методов и средств биометрии, одним из которых является метод идентификации и диагностики заболеваний по изменениям структуры и цвета радужки – передней части сосудистого тракта оболочки глаза, богатой сосудами и пигментом [1]. Накапливается все больше наблюдений о связи между заболеваниями органов и информацией об этом на радужке глаза. В настоящее время хорошо развита иридодиагностика, это наука о распознавании патологических изменений в организме по радужке глаза, включающая в себя исследования радужки глаза визуально и с помощью различных приборов [2]. Методы и средства идентификации и диагностики по радужной оболочке должны обладать высокой производительностью, точностью, скоростью и надёжностью используемых технологий.

Целью работы является анализ характеристик и выбор датчиков телевизионной системы, позволяющих повысить эффективность биометрической диагностики заболеваний и идентификации личности человека. Одним из новых и актуальных направлений исследований может являться разработка и создание телевизионной системы диагностики и идентификации на базе фоточувствительных комплементарных металл-окисел полупроводниковых (КМОП) преобразователей и датчиков.

Такие КМОП-датчики 3-го поколения впервые выпустила швейцарская компания Photonfocus AG в сентябре 2008 г. Датчики выполнены по оптимизированной 0,35 мкм КМОП-технологии и отличаются высокими значениями чувствительности и квантовой эффективности в спектральном диапазоне 350–1000 нм. Разрешение новых датчиков составляет 1312×1082 пикселя, размер пикселя – 8×8 мкм, коэффициент заполнения пикселя (отношение светочувствительной площади

пикселя к его общей площади) – 60%. Датчики имеют электронный кадровый затвор, позволяющий получать резкое неискаженное изображение при высоком быстродействии. Благодаря запатентованной компанией технологии LINLOG, обеспечивающей линейную характеристику чувствительности при низких уровнях освещенности и логарифмическую зависимость при высоких уровнях освещенности, динамический диапазон датчиков достигает 120 дБ при быстродействии до 110 кадров/с и полном разрешении. Датчики имеют прочное неорганическое покрытие, которое уменьшает отражаемый поверхностью датчика свет и предотвращает нежелательные искажения, вызываемые оптикой системы, особенно в ближней ИК-области (~850 нм). Поставляются датчики в корпусе CQFP144 без стеклянной крышки. Диапазон рабочих температур – от –20 до 85 °С.

Чем меньше размеры пикселя КМОП-датчика, тем сложнее достичь требуемых характеристик и качества изображения. По утверждению разработчиков компании OmniVision Technologies, ими совместно с производственным партнером Taiwan Semiconductor Manufacturing Corp. (TSMC) удалось успешно решить эту проблему путем подсветки датчика с тыльной стороны пластины (backside illumination – BSI). В КМОП-датчике с такой архитектурой, названной OmniBSI, исключены потери, обусловленные прохождением света через несколько металлических и диэлектрических слоев, необходимых для преобразования энергии фотонов в энергию электронов. OmniBSI-архитектура имеет и дополнительные достоинства: большую чувствительность, лучший квантовый выход, меньшие шумы и разброс времени отклика пикселей матрицы. Датчики с такой архитектурой более компактны в сравнении с датчиками с фронтальной регистрацией светового потока (front side illumination, FSI) и по качеству формируемого изображения не уступают образцам с более крупными пикселями. Правда, BSI-техника не нова (исследования ведутся уже ~20 лет) и варианты ее запатентованы несколькими производителями. Но компания OmniVision оказалась первой, запустившей ее в коммерческий оборот. В подтверждение этого на ежегодном Всемирном мобильном конгрессе (Mobile World Congress), проходившем в феврале 2009 г. в Барселоне, компания продемонстрировала фотоприемник OV8810, выполненный на базе 8-Мп (восьмимегапиксельного) датчика серии CameraChip с OmniBSI архитектурой (размер пикселя – 1,4 мкм) и цифрового процессора обработки изображения Milbeaut M-5MO компании Fujitsu Microelectronics. Серийное производство фотоприемника планировалось начать в первом квартале 2009 г. КМОП-датчики изображения с тыльной подсветкой выпустили также компании Sony (5-Мп устройство с размером пикселя 1,75 мкм, предназначенное для мобильных телефонов, цифро-

вых фотоаппаратов и камкордеров) и STMicroelectronics (3-Мп датчик с размером пикселя 1,45 мкм) [4].

О возможности успешного проникновения КМОП-датчиков изображения с высокими характеристиками на рынок бытовой техники свидетельствуют новые преобразователи VD6853 и VD6803 с разрешением 3,15 Мп (2048×1536 пикселей) компании STMicroelectronics. Датчики имеют встроенные средства регулировки глубины резкости, что наряду с малыми размерами пикселя (1,75 мкм) позволяет получать изображение отличного качества при фокусном расстоянии менее 15 см. Кроме того, датчик содержит встроенные фильтры, в том числе четырехканальный антивиньеточный фильтр для балансировки неравномерности освещения или мгновенной коррекции дефектов в момент съемки. Это обеспечивает оптимальное качество изображения без усложнения процедуры настройки. VD6803 выпускается с параллельным 10-бит интерфейсом, VD6853 – с интерфейсом CPP2.

Компания Photonfocus анонсирует новую камеру MV1-D1312IE-160-CL-12 с интерфейсом CameraLink, являющуюся продолжением серии камер на базе КМОП-сенсора третьего поколения A1312E. Помимо отличного изображения следует также отметить высокую чувствительность в области ближнего ИК-диапазона (до 1100 нм). Новая камера MV1-D1312IE-160-CL-12 обеспечивает быстродействие 108 кадров в секунду при полном разрешении 1312×1082 пикселей. Основное достоинство камеры в том, что частоту кадров можно увеличить до 1000 благодаря встроенным функциям прореживания и выделения области интереса ROI. Быстрое срабатывание электронного кадрового затвора (Global Shutter) помогает избежать смаза и увеличивает четкость изображения при высоких кадровых частотах [3] обработки сигналов.

Таким образом, применение современных КМОП-датчиков может повысить качество изображений, быстродействие, разрешающую способность и точность телевизионных систем, надёжность и достоверность методов и средств ириодиагностики и идентификации личности человека.

Проект ГПО ТУ-0903 – «Исследование искажений телевизионных датчиков и методов их коррекции».

ЛИТЕРАТУРА

1. Дементьев А.Н., Латышев А.Ю., Мищенко Н.И., Пустынский И.Н. Методы определения параметров радужной оболочки и конъюнктивы глаза для ириодиагностики и идентификации личности человека // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. Томск: В-Спектр, 2011. № 2 (24), ч. 1. С. 118–122.

2. Ириодиагностика / Е.С. Вельховер, Н.Б. Шульпина, З.А. Алиева, Ф.Н. Ромашов. М.: Медицина, 1988.

3. Новости производителей рынка // Компания Photonfocus [Электронный ресурс]. URL: <http://www.efind.ru/forum/showthread.php?p=47546> (дата обращения: 15.11.2011).

4. Электроника // КМОП- и ПЗС-датчики изображения [Электронный ресурс]. URL: <http://www.electronics.ru/journal/article/195>, (дата обращения: 23.10.2011).

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ КОРПУСА БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ С УНИФИЦИРОВАННЫМИ ЭЛЕКТРОННЫМИ МОДУЛЯМИ ТОНКОПРОВОДНОЙ АППРОКСИМАЦИЕЙ

А.С. Деметьев, м.н.с. каф. ТУ

Научный руководитель Т.Р. Газизов, проф., с.н.с., д.т.н.

г. Томск, ТУСУР, НИЛ «БЭМС РЭС», e-mail: Dementev_as@bk.ru

В современных космических аппаратах постоянно увеличивается количество используемой радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) и растёт плотность её размещения. При этом все работающие радиоэлектронные приборы и оборудование, включая кабели, разъемы, печатные платы, унифицированные электронные модули и корпуса приборов, создают разнообразные по характеру электромагнитные помехи. В результате действия таких помех возникают различные нарушения в работе оборудования, приводящие к выходу его из строя, авариям и сбоям.

Для оценки помехозащищённости конструкций бортовой аппаратуры очень хорошо подходит электродинамический анализ. Ранее в системе TALGAT [1] были выполнено геометрическое моделирование поверхности корпуса сеткой из проводов и электродинамический анализ тонкопроводной аппроксимацией [2]. В рассматриваемом корпусе отсутствовали унифицированные электронные модули (УЭМ). График зависимости (рис. 1) максимального значения модуля напряжённости электрического поля E в дальней зоне от частоты расширен до 1,5 МГц. На частотах 860 ($|E_{\max}| = 1,135$ В/м) и 1430 ($|E_{\max}| = 0,41$ В/м) МГц получены максимумы.

Цель данной работы – провести сравнительный анализ результатов моделирования корпуса с УЭМ и без УЭМ.

Для этого проведено моделирование корпуса с УЭМ. Структура исследуемого корпуса представлена сеткой из проводов. Диаметр проводов 0,001 м, длина проводников в ячейке 0,005–0,02 м, размеры корпуса 32,5×12,2×17,4 см (соответствуют корпусу без УЭМ). Внутри

корпуса расположено четыре УЭМ с размерами 23,1×3,06×17,4 см. Внутри одного из УЭМ расположен вибратор длиной 12 см с источником синусоидального воздействия напряжением 1 В (рис. 2).

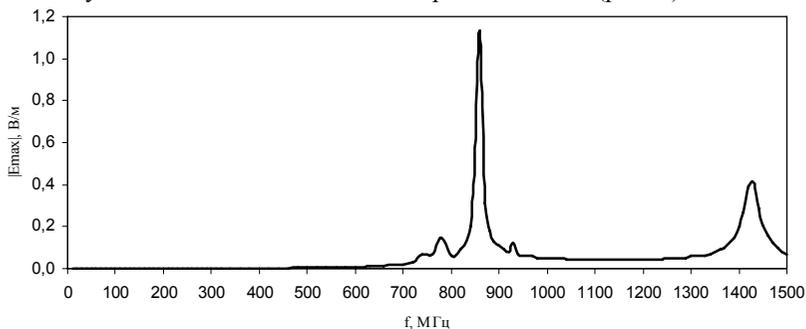


Рис. 1. Зависимость максимального значения модуля напряженности электрического поля от частоты для корпуса без УЭМ

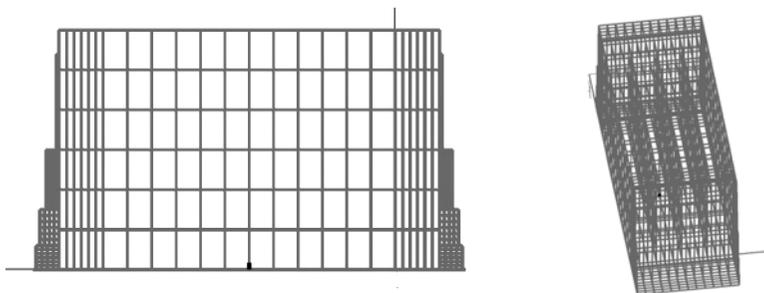


Рис. 2. Исследуемая геометрия

В результате моделирования получены ДН модуля напряженности электрического поля E в дальней зоне и его составляющих в сферической системе координат, в диапазоне частот 10–1600 МГц, с шагом 10 МГц. Для примера представлены ДН для резонансных частот 510, 540, 1210, 1310 МГц (рис. 3).

По результатам моделирования построен график зависимости (рис. 4) максимального значения модуля напряженности электрического поля E в дальней зоне от частоты. На частотах 510 ($|E_{\max}| = 0,2$ В/м), 540 ($|E_{\max}| = 0,89$ В/м), 1210 ($|E_{\max}| = 0,32$ В/м) и 1310 ($|E_{\max}| = 0,19$ В/м) МГц получены максимумы.

По результатам моделирования получили, что количество резонансов для корпуса с УЭМ равно четырем, резонансные частоты изменились, а амплитуды резонансов уменьшились (по сравнению с корпусом без УЭМ).

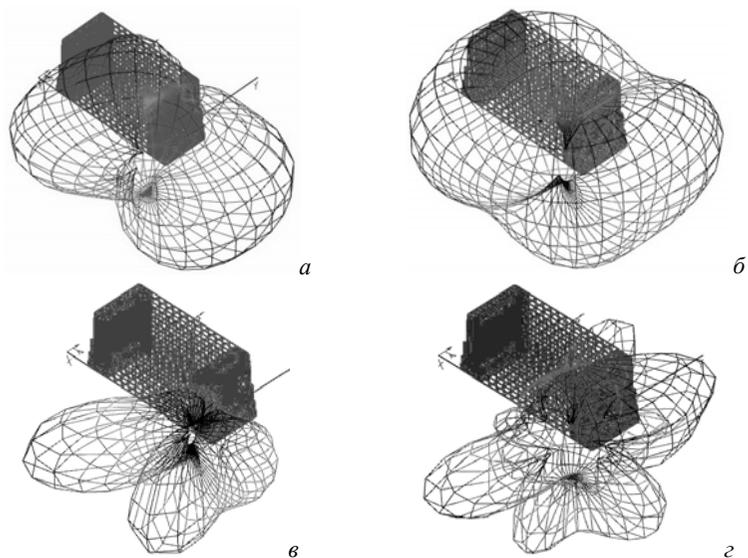


Рис. 3. ДН вектора E в дальней зоне на частоте: a – 510 МГц; $б$ – 540 МГц; $в$ – 1210 МГц; $г$ – 1310 МГц

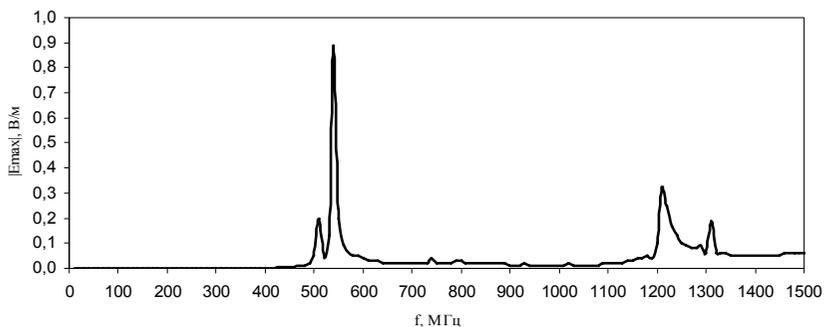


Рис. 4. Зависимость максимального значения модуля напряжённости электрического поля от частоты для корпуса с УЭМ

Работа выполнена в порядке реализации Постановления № 218 Правительства РФ от 09.04.2010 г. «О мерах государственной поддержки развития кооперации российских высших учебных заведений и организаций, реализующих комплексные проекты по созданию высокотехнологичного производства», и договора № 13.G25.31.0017 от 07.09.2010 г. между ОАО «ИСС» им. акад. М.Ф. Решетнева» и Минобрнауки РФ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2010613497. TALGAT 2009. Авторы: Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Заболоцкий А.М. Заявка №2010612008. Дата поступления 13 апреля 2010 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 28.05.2010.
2. Дементьев А.С. Электродинамический анализ корпуса бортовой аппаратуры тонкопроводной аппроксимацией // Матер. докл. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов, и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2011», Томск, 4–6 мая 2011 г. Томск: В-Спектр, 2011. Ч. 1. С. 116–119.

ЭТАПЫ АВТОНОМНЫХ ИСПЫТАНИЙ РЕТРАНСЛЯТОРА КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА

А.С. Дементьев, м.н.с. каф. ТУ

Научный руководитель Т.Р. Газизов, проф., с.н.с., д.т.н.

г. Томск, ТУСУР, НИЛ «БЭМС РЭС», e-mail: dementev_as@bk.ru

Одной из главных систем космического аппарата является полезная нагрузка (ПН). В зависимости от вида ПН КА выполняет определённые функции: ретрансляция, навигация, геодезия, сбор данных и т.д. Прежде чем ПН поставят на КА, необходимо провести электрические испытания, поэтому одним из важных этапов создания КА являются автономные испытания (АИ) ПН.

В данной статье проведён обзор этапов автономных испытаний ПН на примере ретранслятора как наиболее распространённого вида ПН.

Испытания проводятся с помощью контрольно-проверочной аппаратуры. В неё входят измерительные приборы: анализаторы спектра, генераторы, измерители мощности, осциллографы. Также при испытаниях используются волноводы, высокочастотные кабели, высокочастотные нагрузки, переходы, направленные ответвители.

Вместо модуля служебных систем используют их имитаторы: имитатор системы электропитания, имитатор системы терморегулирования, имитатор бортового комплекса управления.

АИ разделяются на электрорадиотехнические, термобалансные, электротермовакуумные и высокочастотные.

Электрорадиотехнические испытания включают в себя: отработку программно-методической документации; подтверждение электрических интерфейсов; подтверждение правильности проектирования низкочастотной бортовой кабельной сети; проверку телеметрии / телекоманд; балансировку высокочастотных (ВЧ) трактов; проверку электромагнитной совместимости (ЭМС) по полям (испытания на ВЧ-чувствительность и ВЧ-излучение); определение точки насыщения (компрессии) усилителей; измерение коэффициента шума; измерение ам-

плитудно-частотной характеристики (АЧХ) каналов; измерение неравномерности группового времени запаздывания (НГВЗ) в каналах; проверку частоты преобразования; проверку частоты и выходной мощности сигнала маяка; проверку внутриполосных паразитных продуктов; проверку внеполосных паразитных продуктов; проверку энергопотребления; испытания на кондуктивную ЭМС.

Термобалансные испытания включают в себя: экспериментальную проверку теплового баланса ретранслятора и работоспособность системы терморегулирования (СТР) при имитации условий функционирования КА; проверку соответствия фактических значений параметров СТР по отводимой от оборудования ретранслятора мощности; определение резервов хладопроизводительности и функциональных запасов СТР ретранслятора; верификацию тепловой математической модели ретранслятора.

Электротермовакuumные испытания включают в себя проверку электрических характеристик ретранслятора при имитации условий функционирования (вакуум, температура) КА, включая: проверку телеметрии/телекоманд; проверку точки насыщения (компрессии) усилителей; измерение коэффициента шума; измерение АЧХ стволов; измерение НГВЗ стволов; проверку частоты преобразования; проверку частоты и выходной мощности сигнала маяка; проверку внутриполосных паразитных продуктов; проверку внеполосных паразитных продуктов; проверку энергопотребления.

Высокочастотные испытания включают себя проверку ЭМС каналов ретранслятора.

Если, по результатам всех вышеперечисленных испытаний электрические характеристики ретранслятора соответствуют данным заданным по техническим условиям, то ретранслятор устанавливается на КА. Следующим этапом являются испытания ретранслятора в составе КА.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ТРЕБОВАНИЙ ТЕХНИЧЕСКИХ ЗАДАНИЙ НА РАЗРАБОТКУ ПРИБОРОВ БОРТОВОГО КОМПЛЕКСА УПРАВЛЕНИЯ ПЕРСПЕКТИВНЫХ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ В ЧАСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ

Е.С. Долганов, м.н.с. каф. ТУ

*Научный руководитель Т.Р. Газизов, проф., с.н.с., д.т.н.
г. Томск, ТУСУР, НИЛ «БЭМС РЭС», Dolganov_e@mail.ru*

На современном этапе развития спутниковых систем возникла необходимость в разработке перспективных малогабаритных космиче-

ских аппаратов (КА) нового поколения в негерметичном исполнении, срок активного существования (САС) которых должен составлять не менее 15 лет. Одним из наиболее важных требований к таким КА является обеспечение высокой надежности функционирования в течение всего САС. Следовательно, возрастают и требования к качеству бортовой аппаратуры (БА), как полезной нагрузки, так и служебных систем. Одной из них является бортовой комплекс управления (БКУ). Его аппаратура разрабатывается по магистрално-модульному принципу [1] с учетом последних достижений в области миниатюризации и унификации. При решении задач проектирования такой БА всё более острой становится проблема обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС), требования которой отражаются в соответствующих разделах технических заданий (ТЗ). Эти требования довольно обширны и меняются. Между тем анализ тенденций в этих изменениях был бы весьма полезен для опережающего принятия мер при проектировании БА перспективных КА.

Цель данной работы – провести сравнительный анализ требований ТЗ на примере разрабатываемых приборов БКУ КА производства ОАО «ИСС» в части ЭМС.

Для достижения поставленной цели проведен сравнительный анализ требований ТЗ разрабатываемых приборов БКУ на примере интерфейсных блоков бортового комплекса управления (БИ БКУ) и блоков управления нагревателями (БУН) КА в части требований по ЭМС. Эти приборы входят в состав современных спутников навигации и связи, таких как «Глонасс-К», «Амос-5», недавно выведенных в космос, и разрабатываемых – «Экспресс-АМ5», «Экспресс-АМ6».

В результате анализа выявлено, что с переходом к САС 15 лет требования ТЗ на приборы БКУ наиболее резко изменяются в части восприимчивости к внешнему электрическому полю. Так, например, для изделия «Амос-5» (САС 15 лет) БИ БКУ, соединенный со своими испытательными кабелями, не должен давать сбоев, деградации характеристик или отклонения за пределы допусков при воздействии синусоидального электрического поля 120 дБмкВ/м (1 В/м) в диапазоне частот от 1 МГц до 1 ГГц. Для разрабатываемых изделий «Экспресс-АМ5», «Экспресс-АМ6» (САС 15 лет) при воздействии синусоидального электрического поля диапазон частот увеличился до 18 ГГц, а уровень в добавленном диапазоне увеличился на 26 дБ (в 20 раз):

- 120 дБмкВ/м (1 В/м) в диапазоне частот от 1 МГц до 1 ГГц;
- 146 дБмкВ/м (20 В/м) в диапазоне частот 1 до 18 ГГц.

Изменения коснулись и излучаемых эмиссий. Для изделия «Амос-5» (САС 15 лет) в диапазоне частот от 1 МГц до 1 ГГц электрическое по-

ле, излучаемое БИ БКУ и испытательными кабелями, на расстоянии 1 м должно быть не более:

- 50 дБмкВ/м (300 мкВ/м) в диапазоне частот от 1 до 100 МГц;
- ограничительной кривой, возрастающей на 20 дБ на декаду в диапазоне частот от 100 МГц до 1 ГГц.

Таким образом, в результате проведенного анализа выявлено, что тенденция изменения требований ТЗ на приборы БКУ в части ЭМС в большей степени прослеживается в расширении до 18 ГГц диапазона частот по восприимчивости к синусоидальному электрическому полю и увеличению уровня в добавленном диапазоне до 20 В/м.

Однако, как показывает исследование [2], проведенное для корпуса компьютера в диапазоне частот до 18 ГГц, средняя эффективность экранирования таким корпусом уменьшается с 45 дБ (для частоты 1 ГГц) до 20–10 дБ (в диапазоне частот до 6 ГГц) и сохраняется почти постоянной около 10 дБ (в диапазоне частот до 18 ГГц). В работе [3] приведен показательный пример усиления (на 40–50 дБ) взаимовлияния между парой проводников на печатной плате, возникающего при установке платы в корпус на его собственных резонансных частотах.

Между тем такие эффекты могут иметь место и в корпусах приборов БКУ. При этом с увеличением частоты эффективность экранирования уменьшается и увеличивается количество возможных собственных резонансов корпуса. Это дает основание полагать, что увеличение диапазона частот до 18 ГГц усложнит обеспечение требований ЭМС разработчикам БА КА. Для преодоления возможных трудностей перспективно использовать принципы модальной фильтрации, интегрированной в обычные электрические соединения [4, 5]. Примечательна актуальность такого использования в свете ужесточения требований на излучаемые эмиссии на отдельных частотах в новом стандарте AIAA S-121-2009 [6]. Однако исследование этого выходит за рамки данной работы.

Работа выполнена в порядке реализации Постановления № 218 Правительства РФ от 09.04.2010 г. «О мерах государственной поддержки развития кооперации российских высших учебных заведений и организаций, реализующих комплексные проекты по созданию высокотехнологичного производства» и договора № 13.G25.31.0017 от 07.09.2010 между ОАО «ИСС» им. акад. М.Ф. Решетнева» и Минобрнауки РФ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Горностаев А.И. и др. Применение магистрально-модульного принципа при построении бортовой аппаратуры бортового комплекса управления космических аппаратов // Матер. XIII Междунар. науч. конф. Сибирский государственный аэрокосмический университет. Красноярск 2009. Ч. I.

2. Seow T.S. et al. Microwave Testing of a Computer: a Representative Example of the Susceptibility of Commercial System // Digest of EUROEM2000. Edinburgh, Scotland. 30 May – 2 June 2000. P. 14.

3. Clupper T. A new PCB-level shielding technology // Interference technology. 2003. P. 187–195.

4. Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М. Модальное разложение импульса в отрезках связанных линий как новый принцип защиты от коротких импульсов // Технологии ЭМС. 2006. №4. С. 40–44.

5. Gazizov T.R., Zabolotsky A.M. New approach to EMC protection // Proc. of the 18-th Int. Zurich Symp. on EMC. Munich, Germany, September 24–28, 2007. P. 273–276.

6. American Institute of Aeronautics and Astronautics, AIAA S-121-2009. «Electromagnetic Compatibility Requirements for Space Equipment and Systems», 4 September 2009.

АНАЛИЗ ИСКАЖЕНИЙ ФОРМЫ ГАУССОВА СИГНАЛА ПРИ МОДАЛЬНОМ ЗОНДИРОВАНИИ

П.Е.Орлов, м.н.с. каф. ТУ, А.Е.Горяев, студент каф. ТУ

*Научный руководитель Заболоцкий А.М., к.т.н. с.н.с. НИИЛ «БЭМС РЭС»
г. Томск, ТУСУР, cndr@front.ru*

Неотъемлемым аспектом обеспечения работоспособности радиотехнических систем является контроль функционирования системы. Для этого актуально решение задач зондирования (обнаружения, идентификации и диагностики) многопроводных структур. Развитие радиотехнических систем увеличивает требования к устройствам зондирования, что приводит к поиску и созданию новых. Предложено новое устройство [1], с помощью которого информацию о зондируемых проводниках можно получить по форме сигнала в зондирующем проводнике (в частности, по форме его искажений). Так, например, в трехпроводных структурах полное разложение импульса в зондирующем проводнике будет наблюдаться в том случае, если длительность импульса ($t_{и}$) будет меньше, чем модуль разности задержек синфазной и дифференциальной мод $|\Delta\tau|$. Это условие накладывает ограничения на возможности зондирования в том случае, когда происходит не полное, а частичное разложение импульса. При неполном разложении импульсного сигнала может наблюдаться изменение формы и увеличение длительности фронтов плоской вершины. Для модального зондирования это приводит к необходимости использования методов улучшения разрешения импульсов, подвергшихся модальным искажениям. Рассмотрены вопросы, связанные с анализом сигналов в частотной облас-

ти [2]. Однако для модального зондирования актуальна обработка сигналов во временной области.

Цель данной работы – показать возможность улучшения разрешения импульсов во временной области с помощью производных от формы сигнала.

В качестве исследуемого сигнала выбран гауссов импульс как наиболее соответствующий импульсу минимальной длительности реального генератора. Поскольку разность погонных задержек синфазной и дифференциальной мод для реальных структур достигает значения 1 нс/м [3], а приемлемая длина модального зонда не превышает 1 м, то длительность воздействующего импульса выбрана равной 0,6 нс.

Для улучшения разрешения импульсов оценка увеличения длительности сигнала не применима, поскольку на неё влияет размывание импульса (например, из-за потерь и дисперсии в диэлектриках). Поэтому актуален анализ числа экстремумов производной второго порядка при увеличении временной задержки между двумя импульсами. По результатам вычислительных экспериментов выявлено, что для данной длительности минимальное значение временной задержки между двумя импульсами, при которой можно определить разрешение импульсов с помощью производной второго порядка, равно 0,11 нс. Форма сигнала в конце активного проводника трехпроводной структуры при распространении в ней гауссового импульса с амплитудой 1 В показана на рис. 1, *a*.

Рассматриваемый сигнал – это сумма двух гауссовых импульсов с амплитудой 0,5 В, длительностью $t_{и} = 0,6$ нс и $\Delta\tau = 0,11$ нс (см. рис. 1, *a*). Значение длительности импульса ($t_{и} = 0,6$ нс) больше, чем значение разности задержек синфазной и дифференциальной мод ($\Delta\tau = 0,11$ нс). Следовательно, модальное разложение импульсного сигнала в данном случае наблюдаться не будет. Рассмотрим производные первого, второго и третьего порядков суммарного импульса. На рис. 1, *б* приведены формы производной первого порядка суммарного и составляющего импульсов. Существенных отличий по форме сигнала нет. Различия наблюдаются только в амплитуде и длительности. Однако на производной второго порядка (рис. 2, *a*) видно существенное различие форм рассматриваемых импульсов. В частности, суммарный импульс имеет пять точек экстремума (●), в отличие от трех в исходном сигнале (×). Эти точки отчетливо видны на графике производной третьего порядка (рис. 2, *б*), где они соответствуют пересечениям с временной осью.

Таким образом, приведенные результаты свидетельствуют о улучшении разрешения импульсов в структуре путем дифференцирования импульсов на конце активной линии. Предложенный способ

требует меньшее значение Δt , чем необходимое для полного разложения. Перспективным видится анализ в частотной области.

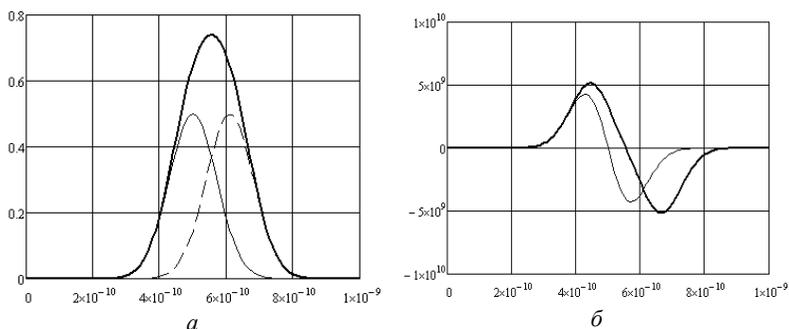


Рис. 1. Суммарный импульс (В, с) (—) и его составляющие (---) (*a*) и их производные первого порядка (*b*)

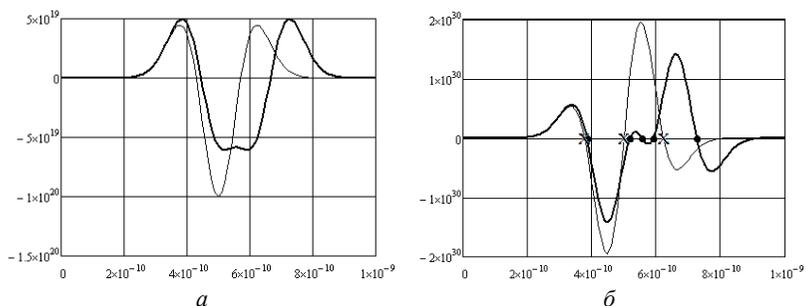


Рис. 2. Производная второго (*a*) и третьего (*b*) порядков суммарного импульса (—) и его составляющих (---)

Работа выполнена в порядке реализации постановления № 218 Правительства РФ от 09.04.2010 г. «О мерах государственной поддержки развития кооперации российских высших учебных заведений и организаций, реализующих комплексные проекты по созданию высокотехнологичного производства», и договора № 13.G25.31.0017 от 07.09.2010 г. между ОАО «ИСС» им. акад. М.Ф. Решетнева» и Минобрнауки РФ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Патент РФ №2009108905/28, 10.03.2009. Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М., Орлов П.Е. и др. Устройство обнаружения, идентификации и диагностики многопроводных линий передачи. Патент России №2386964. 2010. Бюл. №11.

2. Кириллов Н.Е. Помехоустойчивая передача сообщений по линейным каналам со случайно меняющимися параметрами. М.: Связь, 1971. 256 с.

3. Самотин И.Е. Использование плоского силового кабеля как защитного устройства от сверхкоротких импульсов / И.Е. Самотин, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов, Р.В. Киричек // Доклады ТУСУРа. 2010. №1(21), ч. 2. С. 74–79.

ОЦЕНКА РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ УСТРОЙСТВ ВИДЕОРЕГИСТРАЦИИ НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА КОНТРАСТНО-ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ

В.И. Хомутов, студент 5-го курса, А.С. Рудникович, м.н.с.

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

г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, fiatlux@sibmail.com

В настоящее время производители устройств видеорегистрации обеспечили разнообразие способов получения видеопоследовательностей от устройств путём увеличения количества выходных интерфейсов. Как правило, в одном устройстве есть возможность получить видеопоследовательность, используя интерфейсы High-Definition Multimedia Interface (HDMI), Audio-Video (AV), Universal Serial Bus (USB), композитный и компонентный видеовыходы, а также используя запись на сменный носитель информации.

Целью исследования являлось определение оптимального режима видеосъёмки для цифрового фотоаппарата высокого разрешения Olympus E-PL1 путём сравнения видеопоследовательностей, полученных с использованием интерфейса HDMI, видеовыхода AV и записи на SD-карту.

Существует несколько критериев определения качества изображений, такие как разрешающая способность, виньетирование, хроматические аберрации, геометрические искажения, достоверность цветопередачи и др. Применение данного фотоаппарата предполагалось в качестве устройства видеорегистрации в течение длительных промежутков времени. К получаемым видеозаписям предъявлялись такие требования, как возможность распознавания объектов попадающих в кадр в условиях плохой видимости. При этом были не важны такие критерии качества, как, например, достоверность цветопередачи или величина виньетирования. В связи с этим для определения оптимального режима видеорегистрации использовалась оценка разрешающей способности устройства на основе анализа контрастно-частотной характеристики (КЧХ), так как именно от разрешающей способности устройства зависит то, насколько точно будет отображён попавший в кадр объект и насколько точно его удастся распознать.

КЧХ – это зависимость величины контраста от пространственной частоты, характеризующая качество оптической системы и используемая для оценки величины размытия, обусловленного свойствами оптических систем. По сравнению с разрешающей способностью, КЧХ даёт более полную информацию о свойствах видеосистемы, характеризуя возможность системы передавать в изображении любые по размеру детали объекта, а не только самые малые. Измерение КЧХ производилось с помощью программного обеспечения (ПО) Imatest версии 3.5.1. В полученных графиках по оси ординат откладывается значение КЧХ, а по оси абсцисс – пространственная частота (частота следования линий), выраженная в циклах на пиксель (cycles/pixel), определяющая разрешение в вертикальном направлении. КЧХ измеряется по изображениям, полученным с использованием измерительной таблицы. Измерительная таблица представляет собой последовательность чёрных квадратов на белом фоне, размещённых равномерно по всему полю таблицы. Для измерения использовался наклонный переход от чёрного к белому.

Перед проведением испытаний были обеспечены следующие настройки/режимы для видеоустройства:

- максимальное разрешение и качество записи;
- автоматический режим установки эквивалентной чувствительности ISO и баланса белого;
- доступные для пользователя функции цифровой фильтрации и обработки изображения – выкл.

Запись измерительной таблицы выполнялась в двух режимах записи с соотношением сторон 4:3 и 16:9 при освещённости тестовой таблицы 2000 ± 60 лк.

Пример полученного в ходе измерений графика изменения уровня КЧХ от пространственной частоты изображения, полученного с использованием интерфейса HDMI с соотношением сторон 16×9 , представлен на рис. 1.

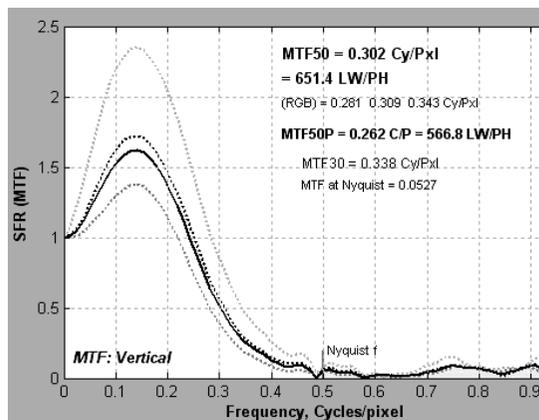


Рис. 1. Результаты измерения КЧХ (выход HDMI, 16:9)

Для численного определения КЧХ используется значение кривой MTF50, соответствующее уровню контраста 50%. Результаты измерений сведены в таблицу. Для оцифровки видеоданных с аналогового выхода использовалась профессиональная аппаратура с параметрами, существенно превышающими требования к сигналам стандартного телевизионного разрешения.

**Результаты измерений разрешающей способности
полученных изображений**

Режим видеозаписи	Разрешение	Эффективное разрешение	Положение	Разрешение в вертикальном направлении, Су/Р×L	Разрешение в вертикальном направлении, ТВЛ
HDMI, 4:3	1920:1080	1440:1080	Центр	0,221	477
			Углы	0,214	462
HDMI, 16:9	1920:1080	1920:1080	Центр	0,302	652
			Углы	0,278	600
AV, 4:3	720:576	650:520	Центр	0,436	453
			Углы	0,398	414
AV, 16:9	720:576	650:390	Центр	0,435	340
			Углы	0,409	319
SDCard, 4:3	640:480	640:480	Центр	0,530	508
			Углы	0,471	452
SDCard, 16:9	1280:720	1280:720	Центр	0,439	632
			Углы	0,407	586

Полученные результаты говорят о том, что лучшее разрешение в вертикальном направлении получено при использовании интерфейса HDMI. При передаче видеоданных с соотношением сторон 16:9 через HDMI разрешение изображений в вертикальном направлении на 3% лучше, чем при считывании данных с SD-карты, при этом размер кадра увеличился в 2,25 раза. При использовании интерфейса HDMI для передачи видеоданных с соотношением сторон 4:3 происходит увеличение размера кадра в 5 раз, а разрешение ухудшается на 6%. Это говорит о том, что для передачи видеоданных с соотношением сторон 16:9 по интерфейсу HDMI применяется более совершенный алгоритм преобразования изображений, чем при использовании формата 4:3.

Разрешение изображений, полученных с использованием аналогового интерфейса AV, существенно ниже, чем при использовании интерфейса HDMI и записи на SD-карту, что может говорить о неэффективности алгоритма преобразования формата изображений и недостатках аналоговых цепей устройства.

УЧЁТ ВЛИЯНИЯ ПАРАЗИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ КОМПОНЕНТОВ И МОНТАЖА НА ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЦЕПЕЙ БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

И.Ф. Калимулин, В.К. Салов, аспиранты каф. ТУ

*Научный руководитель А.М. Заболоцкий, с.н.с. НИЛ «БЭМСРЭС», к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, ilirium115@gmail.com*

Компоненты, работающие в широком диапазоне частот, описываются не одиночными элементами, а более сложными эквивалентными схемами [1]. Из-за этого происходит изменение характеристик электронных схем. Такое изменение следует учитывать при проектировании аппаратуры с рабочим диапазоном уже от единиц мегагерц и выше. Между тем актуальна оценка поведения компонентов БА КА до десятков гигагерц [2].

Цель данной работы – представить предварительные результаты анализа влияния паразитных параметров компонентов и монтажа на частотные характеристики и спланировать перспективные работы.

Анализ выполнен на примере частотно-избирательной цепи в тракте 50 Ом радиотехнического блока БА КА (рис. 1, а). Паразитные параметры компонентов учитываются за счёт соответствующих эквивалентных схем, а влияние монтажа – за счёт ёмкости контактных площадок.

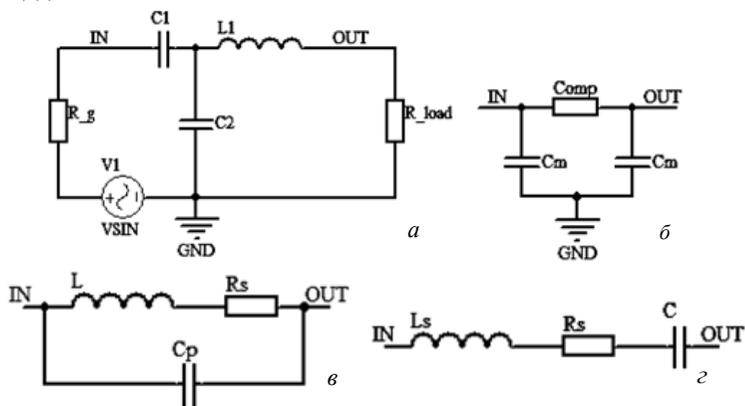


Рис. 1. Схема цепи (а), эквивалентная схема компонента с контактными площадками (б), эквивалентные схемы индуктивности (в) и конденсатора (г)

Эквивалентная схема конденсаторов ($C1 = 100$ пФ, $C2 = 3$ пФ) приведена на рис. 1, г, значения паразитных параметров ($L_s = 870$ пГн

[3], $R_s = 0,004$ Ом (для C0603C105K8PAC из программы LTspice)) взяты для аналогичных конденсаторов, имеющих такой же типоразмер корпуса (SMD 0603).

Эквивалентная схема индуктивности LQG18HN3N9J00 (SMD 0603) приведена на рис. 1, в. В технической документации на неё [4] указаны минимальное значение добротности (12), индуктивности ($3,9 \pm 0,3\%$ нГн) и частота, на которой они измерены (100 МГц). Из формул $Q = \omega L / R_L$ и $f_{\text{res}} = 1 / 2\pi \sqrt{LC}$ вычислены $R_L = 0,2$ Ом, $C_p = 0,18$ пФ. Значения ёмкостей контактных площадок реального стека печатной платы, вычисленных в TALGAT, равны 0,24 пФ. Схема их включения показана на рис. 1, б.

На рис. 2 показаны результаты моделирования схемы для трёх случаев: идеальные компоненты; с паразитными параметрами; с учётом монтажа.

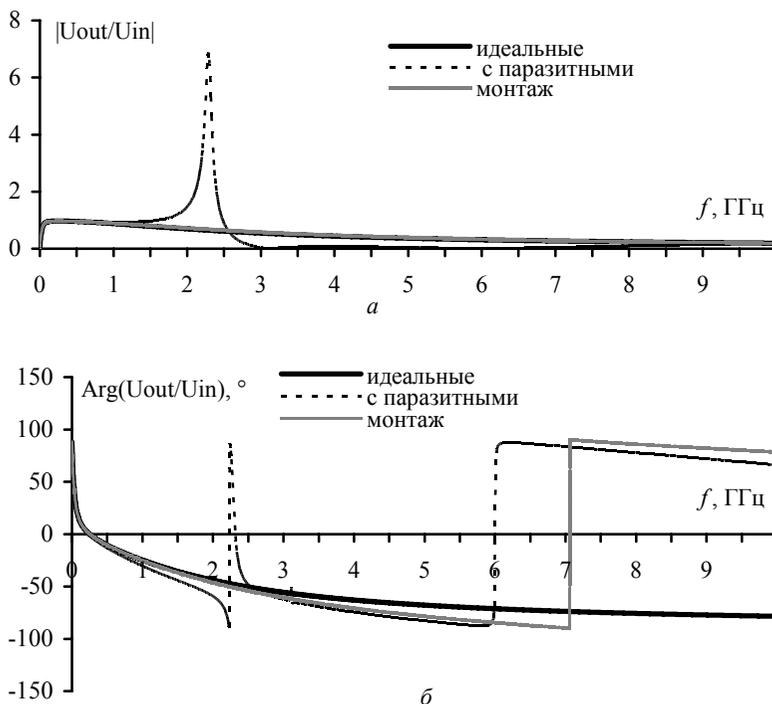


Рис. 2. АЧХ (а), ФЧХ (б) цепи для идеальных компонентов с учётом паразитных параметров и ёмкостью контактных площадок (монтаж)

Исследуемый фильтр является входным по отношению фильтру с центральной частотой 1588,75 МГц и полосой 1533,75–1643,75 МГц. Полоса фильтра с идеальными элементами составляет 30,6 МГц – 2,091 ГГц. Для фильтра с учётом паразитных параметров есть два резонанса: 1) $K = 0,972$ на $f = 280,2$ МГц; 2) $K = 6,895$ на $f = 2,291$ ГГц. Полоса пропускания начинается с 30,13 МГц, но после 2,091 ГГц характеристика не только не затухает, но и переходит в резонанс. Затухание ($K < 1$) наступает только на частоте больше 2,5 ГГц. Соответственно в области частот 2,091–2,5 ГГц не происходит фильтрация сигналов. Для фазы наблюдаются паразитные резонансы на частотах 2,3 и 6 ГГц. Полоса фильтра с учётом ёмкости контактных площадок составляет 30,3 МГц – 2,257 ГГц (отклонение фазы в этом диапазоне не более 8%). Полезный сигнал проходит как в случае идеальных, так и в случае паразитных параметров.

Таким образом, при разработке устройства недостаточно выполнить моделирование с идеальными компонентами, а требуется учитывать их паразитные параметры и влияние монтажа. В [3] показано, что данные параметры зависят от частоты и номинала. Однако модели для российских компонентов, особенно для указанных выше диапазонов частот, обычно отсутствуют. Существующие измерительные системы предназначены для измерения «сырых» характеристик, таких как S-параметры, далее из них путём структурно-параметрической оптимизации получается схемная модель [2]. Следующим этапом работы предполагается создание законченного решения в виде аппаратно-программного комплекса для получения моделей сразу в измерительной системе.

Работа выполнена в порядке реализации Постановления № 218 Правительства РФ от 09.04.2010 г. «О мерах государственной поддержки развития кооперации российских высших учебных заведений и организаций, реализующих комплексные проекты по созданию высокотехнологичного производства», и договора №13.G25.31.0017 от 07.09.2010 г. между ОАО «ИСС» им. акад. М.Ф. Решетнева» и Минобрнауки РФ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Барнс Дж. Электронное конструирование: Методы борьбы с помехами. М.: Мир, 1990.
2. Калимулин И.Ф., Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М. Импеданс низкочастотных пассивных компонентов бортовой аппаратуры в диапазоне до 20 ГГц // Приборы и техника эксперимента. 2012. №2. С. 91–97.
3. Cain J. Parasitic inductance of multilayer ceramic capacitors // AVX Corporation. Technical Information. S-PIMCC2.5M697-N. 2002. P. 4.
4. Murata Manufacturing Co., Ltd. Chip Inductor (Chip Coil) for High Frequency Multilayer Type. LQG18H Series (0603 Size). 2010.09.09.

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ЭКРАНИРОВАНИЯ КОРПУСА РАДИОТРАКТА НА ПЛАТЕ БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА

*М.Е. Комнатнов, студент, А.С. Дементьев, м.н.с. каф. ТУ
г. Томск, ТУСУР, НИЛ «БЭМС РЭС», maxtek@mail.ru*

Экранирование бортовой аппаратуры (БА) космических аппаратов (КА) актуально в связи с ростом частот и жёсткости электромагнитной обстановки. Строгий подход к решению задач электромагнитной совместимости (ЭМС) требует точного геометрического моделирования сложной формы реальных корпусов и экранов БА КА, а также электродинамического моделирования в диапазоне параметров с последующей оптимизацией. Между тем для простых частных структур существуют разработанные и апробированные математические модели, позволяющие сделать быстрые и полезные предварительные оценки [1], например резонансных частот и эффективности экранирования (ЭЭ). После этого полезен электродинамический анализ на критических частотах.

Цель данной работы – провести вычисление резонансов и наихудших значений ЭЭ корпуса радиотракта с построением диаграмм направленности на частотах полезного сигнала и на резонансах.

Для вычисления резонансных частот корпуса радиотракта, с внутренними размерами $a \times b \times c = 81 \times 66 \times 20$, применена формула

$$f_{m,n,p} = 0,5 \cdot c \cdot \sqrt{(m/a)^2 + (n/b)^2 + (p/c)^2}, \quad m, n, p = 0, 1, 2, 3, \dots$$

Найдено 46 резонансов корпуса радиотракта в диапазоне частот 2–20 ГГц. Вычислена ЭЭ [2] в зависимости от расстояния до щели (высотой 50 мкм), с двух сторон корпуса радиотракта (рис. 1). В табл. 1 приведены наихудшие значения ЭЭ на частотах резонансов.

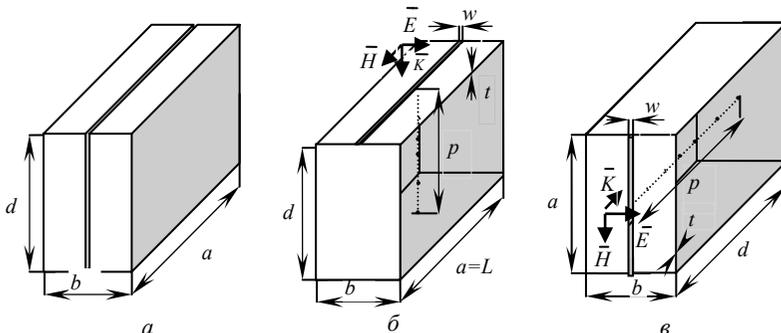


Рис. 1. Геометрические модели корпуса реальной структуры (а); с щелью сверху (б); с щелью сбоку (в)

Таблица 1

Наихудшие значения ЭЭ, дБ, на частотах резонансов

Сверху, p , мм	3,6 ГГц	13,9 ГГц	Сбоку, p , мм	17,5 ГГц
4,8	-8,39	-21,1	3,9	-20,3
10	-23,2	-21,1	12,6	-20,3
26,7	-21,7	-21,1	21,3	-20,3
28	-23,3	-20,5	30	-20,3
48,5	-13,5	-21,1	38,6	-20,3
49,7	-11,4	-20,6	47,3	-20,3

Результаты вычислений наихудшей ЭЭ на полезной частоте 1,588 ГГц представлены в табл. 2.

Таблица 2

ЭЭ на частоте $f = 1,588$ ГГц

Сверху, p , мм	ЭЭ, дБ	Сбоку, p , мм	ЭЭ, дБ
1	-3,7	1	0,3
5	-2,5	5	2
15	0,6	10	4
30	6	25	10,4
45	15,2	35	14,7
68	11,2	53	24

Моделирование проводилось для экрана радиотракта, расположенного на плате с отдельным металлизированным слоем «земли» (рис. 2). В непосредственной близости располагается экран модуля опорного генератора.

Представляется нежелательной близость частоты первого резонанса 2 ГГц к рабочей частоте 1,588 ГГц. Это может усилить паразитные взаимовлияния на этой частоте. Наихудшая ЭЭ на полезной частоте 1,588 ГГц имеет место вблизи стенок корпуса экрана. Ниже представлены диаграммы направленности на рабочей и резонансных частотах корпуса, при воздействии вибратором длиной 8 мм, с источником синусоидального воздействия 1 В, находящимся перпендикулярно основанию в центре внутри корпуса радиотракта. Плоскость, корпус радиотракта и корпус генератора опорного моделировались грубой проводной сеткой.

Работа выполнена в порядке реализации Постановления № 218 Правительства РФ от 09.04.2010 г. «О мерах государственной поддержки развития кооперации российских высших учебных заведений и организаций, реализующих комплексные проекты по созданию высокотехнологического производства» и договора №13.G25.31.0017 от 07.09.2010 г. между ОАО «Информационные спутниковые системы» им. акад. М.Ф. Решетнева» и Минобрнауки РФ.

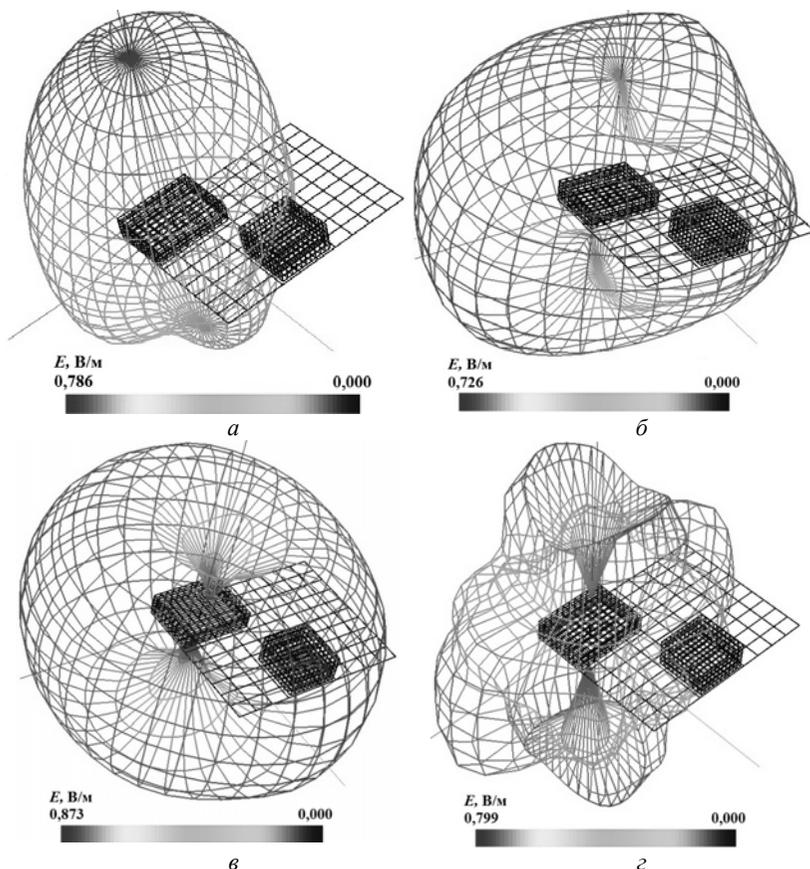


Рис. 2. Диаграммы направленности: на частоте полезного сигнала 1,588 ГГц (*a*) и резонансов 2 ГГц (*б*); 3,6 ГГц (*в*); 13,9 ГГц (*г*)

Проект ГПО ТУ-0717 – «Система компьютерного моделирования произвольных структур проводников и диэлектриков».

ЛИТЕРАТУРА

1. Комнатнов М.Е. Моделирование эффективности экранирования металлической пластиной для бортовой аппаратуры космического аппарата / М.Е. Комнатнов, Т.Р. Газизов, А.С. Дементьев // Доклады ТУСУРа. 2011. №2(24), ч. 1. С. 133–136.
2. Thomas D.W.P. et al. Model of the electromagnetic fields inside a cuboidal enclosure populated with conducting planes or printed circuit boards // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 2001. Vol. 43, №2. P. 161–169.

ОЦЕНКА КонтРАСТНОСТИ ИзОбРАЖЕНИЙ в АКТИВНО – ИМПУЛЬСНЫХ ТЕЛЕВИЗИОННО-ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМАХ

А.Л. Конохов, аспирант

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

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

Работа посвящена анализу методик измерения контрастности изображений, полученных в активно-импульсных телевизионно-вычислительных системах (АИТВС), формирующих изображения в сложных метеоусловиях. К основным особенностям изображений, полученных в АИТВС системах, относятся:

– наличие шумов типа «соль – перец», когда элементы шума со-
размерны элементам изображения;

– низкая контрастность изображения.

На данный момент существуют различные методики измерения контраста, они приведены в [1–2].

С целью устранения неравноправности влияния яркостей на контраст Воробель в 1999 г. предложил линейное описание локальных контрастов:

$$K = \frac{B_1 - B_2}{B_{\text{МАКС}}},$$

где B_1 и B_2 – величины яркостей элементов изображения, $B_1, B_2 \in [0, B_{\text{МАКС}}]$, $B_{\text{МАКС}}$ – максимальное значение величины яркости элементов изображения [3]. Очевидно, что метод Воробеля дает нормированный результат оценки контрастности от 0 до 1.

Поскольку изображения, полученные в АИТВС, сильно зашумлены, и видеоряд, снятый на АИТВС, «кипит» – то есть значения яркости пикселей всего изображения сильно изменяются от кадра к кадру, необходимо адаптировать метод Воробеля к данной задаче.

Полагая, что шум, влияющий на изображение, можно характеризовать как преимущественно нормальный, возможно использовать простое усреднение яркостей элементов изображения, рассматривая в качестве фрагментов темный и светлый участки изображения соответственно. При увеличении числа усредняемых элементов значение контраста должно стремиться к определенному среднему значению:

$$K = \frac{\sum_0^i B_{\text{СВЕТЛЫЙ}}}{i} - \frac{\sum_0^i B_{\text{ТЕМНЫЙ}}}{i}, \quad (1)$$

$B_{\text{МАКС}}$

где $B_{\text{СВЕТЛЫЙ}}$ и $B_{\text{ТЕМНЫЙ}}$ – величины яркостей светлых и темных элементов изображения, $B_{\text{МАКС}}$ – максимальное значение величины яркости элементов изображения.

Поскольку изображения, формируемые АИТВС, изымаются из видеопоследовательности, мы можем вычислять контраст, не только варьируя число пикселей темных и светлых участков одного изображения, но и путем усреднения одного и того же пикселя, взятого из последовательности кадров.

Для вычисления контраста воспользуемся вышеприведенным выражением. В качестве исследуемых изображений были взяты: отдельный кадр, изъятый из видеопоследовательности; усредненный кадр, полученный путем усреднения ста кадров видеопоследовательности; кадр, подвергнутый операции нормализации гистограммы; также были проведены аналогичные расчеты для отдельных пикселей изображения темного и светлого участков, изъятых из видеопоследовательности. Измерение отношения сигнал/шум производилось по формуле

$$C/Ш = \frac{M_X}{\sigma_{Ш}},$$

где M_X – разность математических ожиданий значений яркости, $\sigma_{Ш}$ – значение дисперсии шума. Результаты экспериментальных измерений приведены в таблице.

Результаты экспериментальных измерений

Исследуемое изображение	Отдельный кадр	Усредненный кадр	Нормализованный кадр	Усредненный пиксель видеоряда
Значение C/Ш	24,6	82,4	24,2	27,9
Значение контраста	0,26	0,27	0,71	0,27

Исходя из полученных результатов, можно утверждать о правомерности использования предложенного подхода к вычислению контрастов в изображениях, полученных АИТВС.

ЛИТЕРАТУРА

1. ГОСТ 18862–73 Кинескопы для черно-белого телевидения. Метод измерения контраста.
2. Гуров А.А., Порфирьева Н.Н. Вопросы оценки контрастности сюжетных изображений // Труды ГОИ им. С.И. Вавилова. 1979. Т. 44, вып. 178. С. 31–34.
3. Воробель Р.А. Цифровая обработка изображений на основе теории контрастности: Дис. ... д-ра техн. наук: 05.13.06. Львов, 1999. 369 с.

БЛОК ВЫДЕЛЕНИЯ АКТИВНЫХ СТРОК ПОДСВЕТА ЛАЗЕРА В АКТИВНО-ИМПУЛЬСНОЙ ТЕЛЕВИЗИОННОЙ СИСТЕМЕ

*В.А. Потехин, доцент каф. ТУ, к.т.н.; В.В. Курикалов, студент РТФ
г. Томск, ТУСУР, РТФ, jindale@ytomsk.ru*

В настоящее время перспективным путем развития систем видеонаблюдения являются активно-импульсные телевизионные системы (АИТВС), которые позволяют производить наблюдение в ночное время суток и в сложных метеоусловиях (дождь, туман, пыль и т.д.).

В состав АИТВС, разрабатываемых на кафедре телевидения и управления (ТУ) ТУСУРа, входят следующие блоки и устройства: электронно-оптический преобразователь, согласующая оптика, телевизионная камера, лазерный излучатель, блок питания и устройство управления (УУ) системой [1].

В свою очередь в составе УУ имеются (рис. 1): синхрогенератор, блок управления дальностью подсвета («Дальность»), блок управления яркостью подсвета («Яркость»), которые обеспечивают требуемые режимы работы.



Рис. 1. Структурная схема устройства управления АИТВС

Данная работа посвящена описанию одного из входящих в УУ блоков, а именно – управления «яркостью» подсвета лазера (БУЯ).

Основными функциями управления БУЯ являются:

- управление режимом работы АИТВС «непрерывный-импульсный»;
- управление яркостью $0 - N_{\text{MAX}}$ с минимальным дискретным шагом.

Следует отметить, что под «яркостью» понимается число вспышек лазера за один кадр (при номинальной мощности лазера).

Согласно техническим условиям на лазерную решетку частота вспышек не может быть более 5 кГц. Это условие позволяет рассчитать максимальную частоту вспышек лазера за один полукадр при стандартном чересстрочном режиме разложения изображения (частота строчной развертки – 15625 Гц, частота полей – 50 Гц, частота кадров – 25 Гц). На одно поле разложения приходится 312,5 строчного синхроимпульса (ССИ), следовательно, число вспышек лазера не должно быть больше 104. Для удобства набора выберем максимальное число вспышек равным 99. При этом обеспечивается минимальный шаг дискретизации, равный единице, что эквивалентно изменению яркости на один процент.

Исходя из этих условий, была разработана структурная схема блока, приведенная на рис. 2.

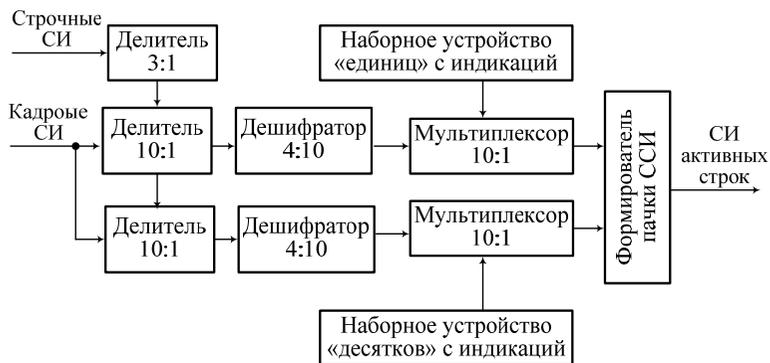


Рис. 2. Структурная схема блока выделения активных строк кадра

Общая синхронизация блока управления «яркостью» осуществляется строчными и кадровыми синхроимпульсами (ССИ и КСИ соответственно). Кадровые СИ приводят блок к исходному состоянию после каждого поля (полукадра), а строчные СИ обеспечивают запуск лазера на выбранных (активных) строках.

Набор «яркости» подсвета, пропорциональный количеству вспышек за полукадр, осуществляется с помощью кнопочного набора на лицевой панели устройства. Набор осуществляется с помощью кнопок «единицы» (кнопка «вверх» и кнопка «вниз») и аналогично набор «десятков». Индикация осуществляется двумя семисегментными индикаторами.

На входе блока установлен делитель на 3 («делитель 3:1»), который выделяет 100 возможных активных строк из 312 в одном поле. С помощью двух десятичных делителей («делитель 10:1»), стоящих на его выходе, частота ССИ понижается до одного импульса на поле. На выходах каждого делителя установлены дешифраторы («дешифратор 4:10»), которые позволяют осуществить выделение любого количества активных строк. Наборные устройства управляют двумя реверсивными четырехразрядными счетчиками, выходы которых связаны с адресными входами мультиплексоров («Мультиплексор 10:1»). В соответствии с установленными адресами мультиплексоры выделяют соответствующее число активных строк. Далее происходит объединение активных строк с двух мультиплексоров в единый массив импульсов, которые являются сигналами пуска лазера, а также служат опорными сигналами для формирования импульсов строга (приема) отраженного луча лазера в блоке управления «дальностью».

Устройство управления, включающее в свой состав данный блок, было реализовано в рамках проекта №2/12 – «Исследование и разработка методов коррекции искажений в телевизионных датчиках при экстремальных условиях контролирования и наблюдения» кафедры ТУ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Белов В.В., Белоусов В.С., Борисов Б.Д. и др. Активно-импульсные телевизионные системы «Зонд» и «Обзор» // Приборостроение. 2005. №11. С. 51–53.

КОНФЕРЕНЦ-СВЯЗЬ. КОНГРЕСС-СИСТЕМЫ, СИНХРОННЫЙ ПЕРЕВОД И СИСТЕМЫ ВИЗУАЛИЗАЦИИ

*А.Е. Леонов, студент 5-го курса каф. КИБЭВС; А.Д. Иванов,
инженер проектно-конструкторского отдела ООО «Бюро-Сервис»
г. Томск, ТУСУР, ФВС, alex.leo970@gmail.com*

В современных условиях территориального распределения и высокой динамичности бизнеса стандартные средства связи, такие как телефон, факс, электронная почта, не всегда способны удовлетворить постоянно возрастающие требования к обмену информацией между подразделениями компании. Личное же присутствие специалиста в определенном месте довольно часто бывает сопряжено с очень высокими материальными и, что наиболее важно, временными затратами на поездки и перелеты. Результаты исследований, проведенных Национальным советом по статистике США, показывают, что участие в четырехчасовом совещании требует примерно 16 ч подготовки, из которых большую часть занимает дорога. А успех во многом зависит от своевременного поступления информации и быстрого принятия решений [1].

Конференц-система представляет собой комплект аппаратуры, обеспечивающий голосовую связь участников коллективного обсуждения, находящихся, как правило, в одном помещении.

Конференц-системы принято классифицировать по функциональным возможностям и по способу передачи информации.

По функциональным возможностям выделяют:

– дискуссионные системы, обеспечивающие поочередное или совместное выступление нескольких участников обсуждения;

– конгресс-системы, рассчитанные, как правило, на большой состав участников и предоставляющие ряд дополнительных возможностей, в том числе – идентификацию участников совещания, автоматическую работу по заданному графику, голосование, синхронный перевод и др.

По способу передачи информации выделяют проводные и беспроводные конференц-системы, в том числе использующие радиосигналы и ИК-сигналы. Наиболее распространены проводные системы, обеспечивающие простую и надёжную передачу сигналов в двух направлениях.

В свою очередь, беспроводные системы обладают следующими преимуществами:

- отсутствие кабельных связей;
- быстрая и легкая инсталляция;
- свободное расположение микрофонных пультов в любом месте зала.

Реализация беспроводных конференц-систем связана со значительными техническими проблемами. Основной сложностью при построении такого рода систем является обеспечение двусторонней беспроводной связи с большим количеством абонентов. Тем не менее отдельные системы такого типа представлены на рынке [2].

В современной бизнес-среде особая роль отводится видеоконференц-связи – одному из наиболее эффективных и относительно недорогих способов качественного улучшения процесса принятия решений, своевременного информирования ключевых сотрудников компании и сокращения расходов на деловые поездки.

Видеоконференция – это технология, которая позволяет людям видеть и слышать друг друга, обмениваться данными и совместно обрабатывать их в интерактивном режиме, используя возможности привычного всем компьютера, максимально приближая общение на расстоянии к реальному живому общению.

Сегодня практически не осталось области жизнедеятельности, в которой нельзя было бы использовать видеоконференц-связь. Она находит применение везде, где необходимы оперативность в анализе ситуации и принятии решений, консультация специалиста или совместная работа в режиме удаленного доступа над проектами и решениями и т.д. [1].

Синхронный перевод – вид устного перевода, при котором речь переводится одновременно с ее изложением. Данный вид перевода наиболее сложен и является высшим пилотажем переводческой деятельности.

Встречаются три разновидности синхронного перевода. Первой, наиболее распространенной разновидностью синхронного перевода является синхронный перевод на слух: переводчик воспринимает речь оратора через наушники и переводит ее по мере поступления.

Второй разновидностью является синхронный перевод с листа с предварительной подготовкой или без нее: переводчик получает пись-

менный текст речи оратора за некоторое время до выступления или непосредственно перед выступлением и выполняет перевод с опорой на письменный текст. При этом может возникнуть необходимость коррекции, если оратор отступает от первоначального текста.

Третьей разновидностью синхронного перевода является синхронное чтение заранее переведенного текста: в ходе выступления оратора переводчик зачитывает заготовленный письменный текст перевода, вносит необходимые корректировки по необходимости.

Вне зависимости от типа синхронного перевода он стал возможен благодаря созданию необходимой технической базы, качество которой во многом определяет удобство работы переводчиков и участников. Системы синхронного перевода могут устанавливаться как отдельно, так и в комплексе с конференц-системами.

Синхронный перевод дает значительную экономию времени, особенно на международных встречах, где используется несколько рабочих языков.

Применение синхронного перевода очень разнообразно. Он широко практикуется в области политических межгосударственных связей и в области обмена научно-технической информацией, в области культурного обмена и при контактах по военной линии. Появились и расширяются новые области применения синхронного перевода, например синхронный перевод лекций, кинофильмов, театральных представлений [3].

ЛИТЕРАТУРА

1. Видеоконференц-системы // Матер. сайта «Викинг». URL: http://www.viking.ru/info/video_conference.php (дата обращения: 11.02.2012).
2. Конференц-системы // Матер. сайта «Викинг». URL: http://www.viking.ru/info/conference_system.php (дата обращения: 15.02.2012).
3. Синхронный перевод // Матер. сайта «Викинг». URL: http://www.viking.ru/info/simultaneous_translation.php (дата обращения: 17.02.2012).

РЕАЛИЗАЦИЯ ПАРСИНГА ФАЙЛОВ ФОРМАТА ALTIUM DESIGNER/PROTEL ASCII В СИСТЕМЕ TALGAT

Е.В. Лежнин, студент каф. АСУ;

Р.И. Аширбакиев, аспирант каф. ТУ

*Научный руководитель Т.Р. Газизов, проф. каф. ТУ, д.т.н.
г. Томск, ТУСУР, НИЛ «БЭМС РЭС», pavertomato@gmail.com*

TALGAT– это система для анализа взаимовлияний электрических сигналов в сложных структурах проводников и диэлектриков [1], с помощью которой в ТУСУРе и ОАО «Информационные спутниковые

системы имени академика М.Ф. Решетнёва» (ОАО «ИСС») ведется моделирование бортовой аппаратуры космических аппаратов. Данная система используется для анализа электромагнитной совместимости печатных плат, разработанных в ОАО «ИСС» в системе Altium Designer. Altium Designer – система сквозного проектирования радиоэлектронных средств, наследник систем P-CAD и Protel, имеющих большую популярность среди российских разработчиков.

Цель данной работы – создание парсера (синтаксического анализатора), предназначенного для импорта геометрических и электрических параметров печатной платы из формата редактора Altium/Protel99 ASCII в формат файлов системы TALGAT для выполнения последующего анализа.

Задача создания парсера решалась с помощью модуля системы TALGAT TLPCB, который позволяет импортировать разработанные в Altium Designer печатные платы. Результатом импорта является файл с текстовыми командами на скриптовом языке системы TALGAT, которые описывают печатную плату как набор трехмерных проводниковых и диэлектрических элементов. Полученный файл пригоден для дальнейшей обработки вычислительными модулями системы TALGAT.

Рассмотрим реализацию парсера файлов Altium/Protel99 (PCB ASCII File, расширение PcbDoc). Задача парсера – структурировать записанные в форме ASCII данные и представить их в необходимом для анализа формате. Фрагмент файла в формате Altium/Protel99 выглядит следующим образом:

```
|RECORD=Board|SELECTION=FALSE|LAYER=UNKNOWN|  
|RECORD=Board|TOPTYPE=3|TOPCONST=3.500|TOPHEIGHT=0.  
4mil|RECORD=Board|LAYER1NAME=TopLayer|LAYER1PREV=0|
```

Как видно из примера, основными разделителями в файле выступают символы «|», которые отделяют условные теги и соответствующие значения. Файл имеет двухуровневую иерархию, на уровне 1 находятся теги с названием «RECORD» и произвольными значениями, на уровне 2 – теги с произвольными названиями, принадлежащие тому тегу RECORD, после которого они записаны. Значения тега RECORD могут повторяться неограниченное количество раз, и все они будут описывать один объект, за исключением объектов, имеющих нумерацию (после тега INDEXFORSAVE начинается описание следующего объекта). Пример описания объектов с нумерацией выглядит следующим образом:

```
|RECORD=Pad|INDEXFORSAVE=0|SELECTION=FALSE|  
|RECORD=Pad|INDEXFORSAVE=1|SELECTION=FALSE|
```

С учетом данных замечаний, структура файла формата Altium/Protel99 схематически представлена на рис. 1.

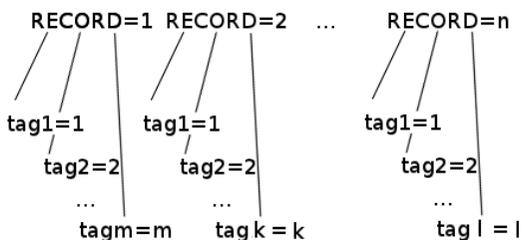


Рис. 1. Схематическое изображение структуры файла *.PcbDoc

В формате Altium/Protel99 есть ограничение на количество слоёв – 82, которые должны быть описаны изначально, в теге RECORD «BOARD». Номер слоя играет значение. Слой с номером 1 – верхний, номера со 2-го по 31-й – внутренние и 32 слой – нижний. Остальные слои имеют функции надстройки, например, слой 72 является слоем, находясь на котором, объект оказывается одновременно на всех слоях платы (сквозные отверстия и т.п.).

Реализованный парсер извлекает не все данные из файлов формата Altium/Protel 99, а только данные, которые необходимы модулю TLPCB для формирования описания печатной платы на языке скриптов TALGAT. С учетом сказанного выше алгоритм реализован следующим образом. Первоначально производится посимвольное считывание всего содержимого файла по принципу от «|» до «= тег», от «|» до «= значение тега». Далее считанные данные записываются в переменную вида $data_ [значение RECORD] = vector [порядковый №] = tag [название тега] = значение тега$. Если у объекта есть нумерация, то вектор используется для хранения элементов, в противном случае вектор имеет размер 1. С учётом двухуровневой иерархии и последовательного считывания такая структура позволяет наиболее быстро и удобно выполнять запись, а также достаточно легко обращаться к данным из модуля TLPCB. При реализации парсера были осуществлены специальные функции для преобразования данных в более удобные форматы.

Пример результата импорта шестислойной печатной платы, имеющей 688 переходных отверстий и ~8700 трасс, представлен на рис. 2. Спомощью парсера был получен скрипт из 53994 строк.

Таким образом, реализованный парсер в составе модуля TLPCB осуществляет извлечение и преобразование всех необходимых данных из входного файла AltiumDesigner. Стоит отметить, что функционал реализованного парсера может легко расширяться за счёт простых функций преобразования типов, что немаловажно, поскольку система

TALGAT постоянно расширяется и позволяет решать все новые и новые задачи.

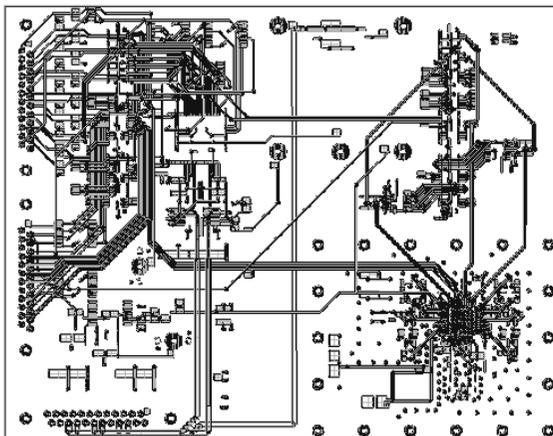


Рис. 2. Вид импортированной печатной платы в системе TALGAT

Работа выполнена в порядке реализации Постановления № 218 Правительства РФ от 09.04.2010 г. «О мерах государственной поддержки развития кооперации российских высших учебных заведений и организаций, реализующих комплексные проекты по созданию высокотехнологичного производства» и договора №13.G25.31.0017 от 07.09.2010 между ОАО «Информационные спутниковые системы» им. акад. М.Ф. Решетнева» и Минобрнауки РФ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т. и др. Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ №2009614871. TALGAT 2008. Бюл. 2009. № 4. С. 313 (М.: Роспатент).

РЕДАКТОР ДВУМЕРНЫХ КОНФИГУРАЦИЙ ПРОВОДНИКОВ И ДИЭЛЕКТРИКОВ В СИСТЕМЕ TALGAT

Е.В. Лежнин, студент каф. АСУ;

А.О. Мелкозеров, аспирант каф. ТУ

*Научный руководитель Т.Р. Газизов, проф. каф. ТУ, д.т.н.
г. Томск, ТУСУР, НИЛ «БЭМС РЭС», z_lezhnin@mail2000.ru*

TALGAT – это система для анализа взаимовлияний электрических сигналов в сложных структурах проводников и диэлектриков [1], с помощью которой в ТУСУРе и ОАО «Информационные спутниковые

системы имени академика М.Ф. Решетнёва» ведется моделирование бортовой аппаратуры космических аппаратов. В частности, с помощью системы TALGAT можно проводить моделирование двумерных и трёхмерных конфигураций проводников и диэлектриков и вычислять их параметры. Моделирование выполняется по инструкциям из текстового файла с исходным кодом на языке скриптов системы TALGAT.

Чтобы получить геометрическую модель любой, даже не очень сложной, двумерной конфигурации, пользователю необходимо изучать новый язык, вникать в его особенности и тратить время на написание исходного кода. Если пользователь вообще не имеет опыта программирования, то первое знакомство с системой может разочаровать его и даже полностью отбить желание использовать систему TALGAT в дальнейшем. Поэтому удобный и интуитивно понятный графический интерфейс и как можно более полное ограждение пользователя от работы с исходным кодом являются важными направлениями дальнейшего развития системы TALGAT.

Целью данной работы является создание многофункционального редактора двумерных конфигураций проводников и диэлектриков, удобного пользователям системы TALGAT.

В рамках данной работы в системе TALGAT было реализовано редактирование двумерных конфигураций проводников и диэлектриков. Для создания редактора использовались возможности рисования библиотеки Qt [2], удобного инструментария для создания современного кроссплатформенного графического интерфейса пользователя. Изначально для создания редактора планировалось использовать библиотеку VTK, но отсутствие в ней средств для создания динамически изменяющейся графики и скудная документация заставили остановиться на библиотеке Qt.

Редактор двумерных конфигураций позволяет рисовать прямые проводниковые и диэлектрические сегменты, а также задавать для них диэлектрическую проницаемость, количество подсегментов и другие необходимые параметры. Рисование реализовано с помощью ячеек: каждая ячейка содержит информацию о находящемся поблизости узле. Количество ячеек не ограничено реализацией редактора, но ограничено возможностями рисования библиотеки Qt. Ячейки холста, отводимого под конфигурацию, могут иметь только целые координаты. Для того чтобы была возможность после редактирования получать вещественные координаты, можно задать вещественный множитель координат. Множитель координат позволяет редактировать проводники и диэлектрики разных размеров. Если требуется определить, пересекаются ли два узла в данной ячейке, используются функции библиотеки

Qt. Такая реализация редактора позволяет создавать конфигурации из разных фигур любой сложности.

После редактирования конфигурация должна сохраняться в текстовом файле в формате, который требуется для модуля двумерного электростатического анализа системы TALGAT. Поэтому на основании нарисованной конфигурации редактор генерирует код на языке скриптов TALGAT, выполняя роль конструктора исходного кода. На рис. 1 приведён пример редактируемой в графическом клиенте конфигурации.

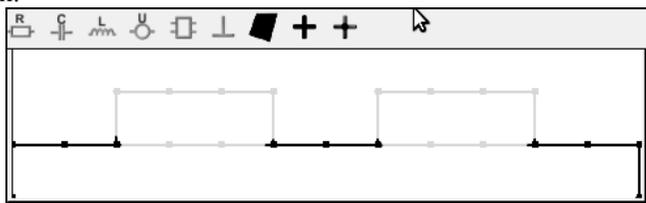


Рис. 1. Редактирование двумерной конфигурации

Результат генерации исходного кода для показанной на рис. 1 конфигурации приведен далее.

```
INCLUDE «MOM2D»
SET_SUBINTERVALS 4 //количество подсегментов
CONDUCTOR
  LINE 2. 1. 5. 1.
  LINE 5. 1. 5. 2.
  LINE 5. 2. 2. 2.
  LINE 2. 2. 2. 1.
CONDUCTOR
  LINE 7. 1. 10. 1.
  LINE 10. 1. 10. 2.
  LINE 10. 2. 7. 2.
  LINE 7. 2. 7. 1.
DIELECTRIC
  LINE 12. 0. 12. 1.
  LINE 12. 1. 10. 1.
  LINE 7. 1. 5. 1.
  LINE 2. 1. 0. 1.
  LINE 0. 1. 0. 0.5
```

Таким образом, создан редактор, который позволяет выполнять основные действия по редактированию двумерных конфигураций проводников и диэлектриков. На данный момент редактор позволяет добавлять только прямые линии, поэтому следующим этапом работы

будет реализация в редакторе возможности добавления линий произвольной формы и геометрических фигур.

Работа выполнена в порядке реализации Постановления № 218 Правительства РФ от 09.04.2010 г. «О мерах государственной поддержки развития кооперации российских высших учебных заведений и организаций, реализующих комплексные проекты по созданию высокотехнологического производства» и договора №13.G25.31.0017 от 07.09.2010 г. между ОАО «Информационные спутниковые системы» им. акад. М.Ф. Решетнева» и Минобрнауки РФ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т. и др. Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ №2009614871. TALGAT 2008. Бюл. 2009. № 4. С. 313 (М.: Роспатент).

2. Сайт инструментария Qt [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://qt.nokia.com/>, свободный (дата обращения: 10.03.2012).

ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ РАСЧЕТА ХАРАКТЕРИСТИК ПРОСТЫХ АНТЕНН

С.В. Мелкомиков, студент каф. ВТиЭ

*Научный руководитель П.М. Зацепин, доцент каф. ВТиЭ
г. Барнаул, АлтГУ, Melkomikov_s@mail.ru*

Настоящий XXI в. негласно назван веком информационных технологий, потому что в роли главного ресурса выступает ничто иное, как информация, доступность и актуальность которой обеспечиваются за счет развития телекоммуникаций. Мобильность при передаче информации обеспечивается устройствами беспроводной связи, основную роль в которых играют антенны. Антенная связь применяется везде, где нет возможности проводной связи, или проводная связь крайне не удобна. Примером использования антенн могут служить сотовые телефоны, WI-FI, 3G, 4G, ZigBee устройства и др. Часто разработчикам приходится перепроектировать антенны для этих устройств в связи с изменением формы устройства или предъявляемых к характеристикам антенны требований. В данной работе рассматриваются вычислительные методы для моделирования антенн.

Поля и начальные условия

Так как сигналы, передаваемые с помощью антенн, представляют собой электромагнитное поле, в общем виде задача излучения электромагнитного поля антенной может быть описана уравнениями Максвелла:

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \varepsilon_0 * \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \vec{j}^e, \quad (2.1)$$

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\mu_0 * \mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} - \vec{j}^m, \quad (2.2)$$

j^e – электрический ток; j^m – магнитный (фиктивный) с некими начальными условиями

$$E(x_0, y_0, z_0) = E_0, \\ H(x_0, y_0, z_0) = H_0.$$

Уравнения (1), (2) являются системой дифференциальных уравнений, поэтому решение производится с помощью разностных схем. Уравнения (1) и (2) можно записать в виде скалярных дифференциальных уравнений с компонентами относительно магнитных и электрических свойств поля:

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} = \varepsilon_0 \varepsilon \frac{\partial E_x}{\partial t} + j_x^e.$$

Так как для каждого из уравнений (1) и (2) получаем три таких уравнения, то в итоге получим 6 равенств, подобных этому.

Для данного уравнения разностная схема выглядит следующим образом:

$$dH_z|_y - dH_y|_z = dE_x|_t + j_x^e. \quad (3)$$

Данное уравнение (3) является разностным уравнением первого рода. Поэтому

$$x_1 = x_0 + dx, \\ H(z_1) = \frac{dH(y)dy}{dz} + \frac{dE(x)dy}{dt} + H(z_0) + j_x^e dy.$$

Это разностное уравнение первого порядка, но при требовании большой точности расчетов, а это значит, что интервалы dx необходимо брать крайне малыми, следовательно, число интервалов для вычисления многократно увеличивается, ведёт к росту вычислительной сложности. Но если мы увеличим число степеней свободы, получим уравнение более высокого порядка, и тогда расчеты характеристик такой простой антенны могут занимать часы, дни и т.д., расчеты для более сложных антенн соответственно требуют больших вычислительных ресурсов. Обратную же задачу решать подобными методами невозможно.

Алгоритм решения задачи

Так как мы имеем дело со значениями поля в множестве точек пространства и решение задачи прямыми численными методами несёт большую вычислительную сложность, то в рамках этой работы предлагается решать данную задачу методами эволюционных вычислений,

а именно генетическими алгоритмами. Некоторым случайным образом создаём множество популяций. Далее выбираем функцию приспособленности для данных популяций, исходя из наиболее точных вычислений, полученных методом конечных элементов, либо метода моментов. Благодаря обучаемости данных систем основанных на генетических алгоритмах, можно предположить, что обученная на определенном интервале система, т.е. достигшая максимума соответствующей функции приспособленности, будет выдавать точные решения на более широком интервале. Более того, используя данные алгоритмы, появляется возможность решать обратную задачу (получение структуры антенны по её характеристикам). Например, имеем диаграмму направленности антенны, и хотим получить её структурные параметры, для этого выбираем функцию приспособленности так, чтобы получать наиболее удобное для построения антенны решение.

Таким образом, с помощью генетических алгоритмов можно получать точные решения задачи нахождения характеристик антенн за приемлемое для расчетов время, и становится удобным решение обратной задачи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны: учеб. для радиотехнических специальностей вузов. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Энергия, 1975. 528 с.
2. Самарский А.А. Теория разностных схем: учеб. пособие. М.: Наука, 1977. 660 с.
3. Емельянов В.В., Курейчик В.В., Курейчик В.М. Теория и практика эволюционного моделирования. М.: Физматлит, 2003. 432 с.

СПОСОБЫ УЧЁТА ПАРАЗИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ КОМПОНЕНТОВ ПРИ СХЕМОТЕХНИЧЕСКОМ МОДЕЛИРОВАНИИ БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

А.В. Осипова, студентка 3-го курса;

И.Ф. Калимулин, аспирант каф. ТУ

*Научный руководитель А.М.Заболоцкий, с.н.с. НИЛ»БЭМСРЭС», к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, alla90@inbox.ru*

Частоты сигналов (полезных, а особенно помеховых) в современной бортовой аппаратуре (БА) космических аппаратов (КА) увеличиваются, что приводит к влиянию паразитных параметров на работу схемы. Поэтому при проектировании БА КА необходим предварительный анализ принципиальной схемы с учетом паразитных параметров компонентов вплоть до десятков гигагерц [1]. В настоящее время для

проверки схемотехнических решений и функционирования блоков БА КА широко распространено использование схемотехнического моделирования на базе SPICE-симуляторов в программных продуктах OrCAD, Altium Designer и т.д. Но публикаций, в которых рассмотрены способы выполнения моделирования с учетом паразитных параметров, нет.

Цель работы – рассмотреть способы выполнения схемотехнического моделирования с учётом паразитных параметров компонентов в Altium Designer.

Рассмотрим два способа моделирования с учетом паразитных параметров: добавление на принципиальную схему новых элементов; использование subckt-моделей. Для сравнения способов выполнено схемотехническое моделирование LC-фильтра (рис. 1), где L1 – индуктивность LQG18HN4N7S00, а C1 – конденсатор K10-79-100B-2,4 пФ ± 0,25 пФ. У обоих компонентов корпус для поверхностного монтажа. При моделировании схемы рис. 1, а использовались эквивалентные схемы с учётом паразитных параметров компонентов [2]: L1 = 4,7 нГн, R_sL1 = 0,246 Ом, C_pL1 = 0,15 пФ, C1 = 2,4 пФ, L_sC1 = 870 пГн, R_sC1 = 0,004 Ом, а для схемы рис. 1, б использовались следующие subckt-модели:

```
.SUBCKT Capacitor 1 4
L1 1 2 870p
R1 2 3 0.004
C1 3 4 2.4p
.ENDS Capacitor
```

```
.SUBCKT Inductance 1 2
L1 1 3 4.7n
C1 1 2 0.15p
R1 3 2 0.246
.ENDS Inductance
```

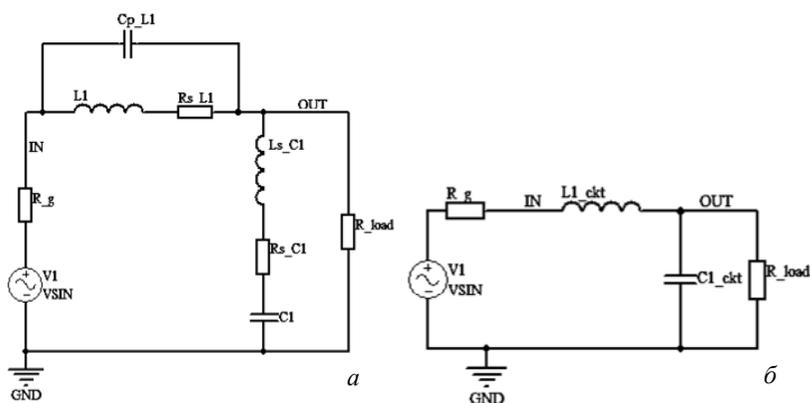


Рис. 1. Схемы LC-фильтра в Altium Designer для способов 1 (а) и 2 (б)

Из рис. 1 видно, что subckt-модели упрощают вид принципиальной схемы. АЧХ и ФЧХ для обеих схем (см. рис. 1) с учетом и без учета

паразитных параметров компонентов приведены на рис. 2. АЧХ и ФЧХ для обеих схем совпадают, подтверждая отсутствие ошибок в моделировании. Зависимости АЧХ и ФЧХ, полученные с учетом и без учета паразитных параметров, отличаются на частотах выше 1 ГГц.

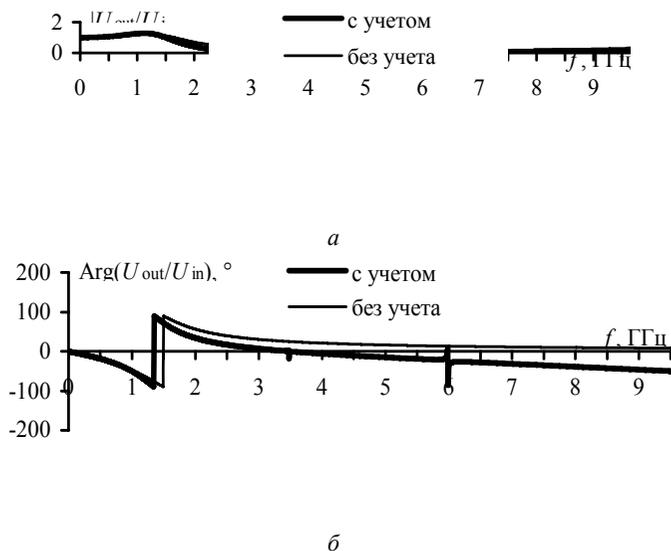


Рис. 2. АЧХ (а), ФЧХ (б) LC-фильтра без учета и с учетом паразитных параметров компонентов

Анализ достоинств и недостатков рассмотренных способов позволил сделать следующие выводы. Основным недостатком способа 1 является увеличение размеров схемы из-за добавления новых элементов, к его достоинствам можно отнести наглядность. Достоинствами способа 2 являются возможность задавать компоненты без перерисовки и усложнения схемы; снижение затрат времени на редактирование параметров модели при использовании нескольких идентичных компонентов; возможность создания библиотеки компонентов с паразитными параметрами.

Работа выполнена в порядке реализации Постановления № 218 Правительства РФ от 09.04.2010 г. «О мерах государственной поддержки развития кооперации российских высших учебных заведений и организаций, реализующих комплексные проекты по созданию высокотехнологичного производства», и договора №13.G25.31.0017 от 07.09.2010 г. между ОАО «ИСС» им. акад. М.Ф. Решетнева» и Минобрнауки РФ.

Проект ГПО ТУ-0717 – «Система компьютерного моделирования произвольных структур проводников и диэлектриков».

ЛИТЕРАТУРА

1. Калимулин И.Ф., Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М. Импеданс низкочастотных пассивных компонентов бортовой аппаратуры в диапазоне до 20 ГГц // Приборы и техника эксперимента. 2012. №2. С. 91–97.
2. Барнс Дж. Электронное конструирование: методы борьбы с помехами. М.: Мир, 1990.

ОЦЕНКА ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ТРАСС ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЫ БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА

В.К. Салов¹, аспирант каф. ТУ; О.М. Кузнецова-Таджибаева², вед. инженер-конструктор, к.т.н.

Научный руководитель А.М. Заболоцкий, с.н.с., НИЛ»БЭМСРЭС» г. Томск, ТУСУР¹, ОАО «НПЦ «Полус»², red_cat@ms.tusur.ru

При проектировании высокочастотных цепей бортовой аппаратуры космического аппарата необходимо контролировать волновое сопротивление линий передачи в печатных платах. Кроме того, следует отслеживать влияние на полезный сигнал неоднородностей, таких как переходные отверстия, контактные площадки и т. д., которое увеличивается с ростом частоты. Эти аспекты важны для анализа целостности сигнала в реальных печатных платах. Известны работы, рассматривающие их по отдельности. Однако комплексный подход к их исследованию применяется редко.

Исходя из этого проведена комплексная оценка электрофизических параметров трасс печатной платы бортовой аппаратуры космического аппарата.

Рассматриваемая четырехслойная печатная плата состоит из двух верхних и двух средних диэлектрических слоев. Поперечное сечение дифференциальной пары построено в системе TALGAT (рис. **Ошибка! Источник ссылки не найден.**), где расстояние от края проводника до сплошного слоя s_1 одинаково для всех вариантов дифференциальных пар и равно 0,7 мм.

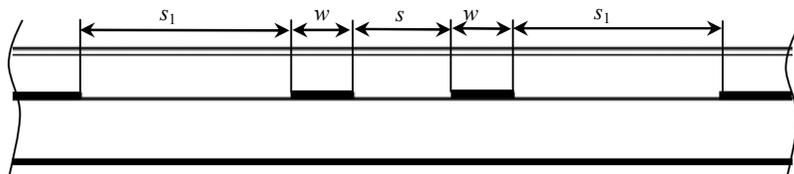


Рис. 1. Поперечное сечение дифференциальной пары в системе TALGAT

На основе полученных значений электрофизических параметров вычислялось общее волновое сопротивление дифференциальной пары по выражению [1]

$$Z_{diff} = 2((L_{11} - L_{12}) / (C_{11} + C_{12}))^{1/2},$$

где L_{11} и C_{11} , L_{12} и C_{12} – собственные и взаимные индуктивности и ёмкости трасс.

На основе исходных параметров (расстояние между проводниками s и ширина проводников w) вычислено сопротивление дифференциальной пары Z_{diff} (таблица).

Из таблицы видно, что с увеличением s и уменьшением w значения Z_{diff} изменяются с 107 до 119 Ом, следовательно, требуемое волновое сопротивление (120 Ом) можно получить выбором этих параметров.

Параметры дифференциальных пар			
№ пары	s , мм	w , мм	Z_{diff} , Ом
1	0,24	0,2	118
2	0,25	0,25	107
3	0,28	0,25	107,3
4	0,3	0,2	118,7
5	0,3	0,25	107,5
6	0,33	0,2	119
7	0,36	0,25	107,8

Для оценки индуктивности металлизированных переходных

отверстий сравнивались ее значения, вычисленные в системе TALGAT и по аналитическим формулам. В системе TALGAT построена структура из двух круглых проводников одинакового диаметра $d = 0,4$ мм. Зависимость погонной индуктивности L при изменении расстояния между проводниками s выражена графически (рис. 2).

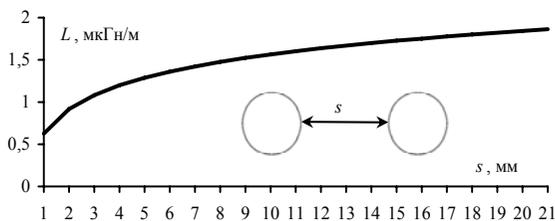


Рис. 2. Погонная индуктивность структуры из двух круглых проводников

На основе полученных данных индуктивность металлизированного переходного отверстия рассчитывалась по выражению

$$L_{VIA} = L_1 h,$$

где L_1 – собственная индуктивность одного проводника, h – высота металлизированного отверстия.

На расстоянии $s_1 = 1$ мм погонная индуктивность $L_{s1} = 0,627$ мкГн/м, а на расстоянии $s_2 = 21$ мм $L_{s2} = 1,862$ мкГн/м. Из рис. 2 видно, что в первом случае взаимная индуктивность значительно уменьшает об-

щую индуктивность проводников, а во втором она мала. Если полагать, что погонная индуктивность с увеличением s стремится к значению 2 мкГн/м и при этом взаимная индуктивность равна нулю, тогда собственная погонная индуктивность одного проводника составит 1 мкГн/м. Следовательно, при толщине платы $h = 1,03012$ мм индуктивность переходного отверстия $L_{VIA} = L_1 h = 1 \cdot 10^{-6} \cdot 1,03012 \cdot 10^{-3} \approx 1$ нГн.

Индуктивность, рассчитанная из выражения для коротких проводов круглого сечения [2]:

$$L = \frac{\mu_0 \cdot h}{2\pi} \left(\ln \frac{2h}{r} - 1 + \frac{4}{\pi} \cdot \frac{r}{h} - \frac{r^2}{2h^2} \right) = \frac{1,257e-6 \cdot 1,03012}{2 \cdot 3,142} \times$$

$$\times \left(\ln \frac{2 \cdot 1,03e-3}{0,2e-3} - 1 + \frac{4}{3,142} \cdot \frac{0,2e-3}{1,03e-3} - \frac{(0,2e-3)^2}{2 \cdot (1,03e-3)^2} \right) = 0,317 \text{ нГн.}$$

Индуктивность переходного отверстия, рассчитанная по аналитической формуле [1]:

$$L_{VIA} = 0,2 \cdot h \cdot \left(\ln \frac{4h}{d} + 1 \right) = 0,2 \cdot 1,03 \cdot \left(\ln \frac{4 \cdot 1,03012}{0,4} + 1 \right) = 0,687 \text{ нГн.}$$

Из полученных результатов для приближенных оценок можно принять индуктивность одного металлизированного отверстия равной 0,5 нГн.

Для оценки параметров трасс на плате, соединяющих выводы конденсаторов с переходными отверстиями, в системе TALGAT построено поперечное сечение трассы (рис. 3).

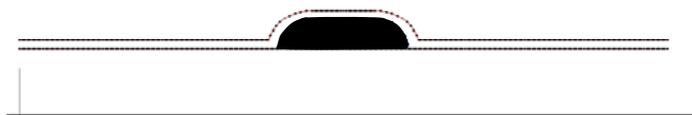


Рис. 3. Поперечное сечение трассы

При ширине проводников $w = 0,25$ мм погонная индуктивность $L_T = 0,292$ мкГн/м. Таким образом, для приближенных оценок индуктивность трассы к конденсатору цепи земля–питание можно полагать равной 0,3 нГн на 1 мм трассы. Как видно, она может быть сопоставима с паразитными индуктивностями выводов конденсатора и переходного отверстия. Поэтому длину трассы желательно уменьшать, а ширину – увеличивать.

Работа выполнена в рамках реализации Постановления № 218 Правительства РФ от 09.04.2010 «О мерах государственной поддержки развития кооперации российских высших учебных заведений и организаций, реализующих комплексные проекты по созданию высокотехно-

логичного производства» и договора №13.G25.31.0017 от 07.09.2010 г. между ОАО «ИСС» им. акад. М.Ф. Решетнева» и Минобрнауки РФ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кечиев Л.Н. Проектирование печатных плат для цифровой быстродействующей аппаратуры. М.: ООО «Группа ИДТ», 2007. 616 с.
2. Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчёт индуктивностей: справочная книга. 3-е изд., перераб. и доп. Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд., 1986. 488 с.

ГЕНЕРАТОР ТЕСТОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПЗС-МАТРИЦ

А.В. Лепунов, А.О. Чудинов, студенты каф. ТУ;

А.В. Волков, аспирант каф. ТУ

Научный руководитель В.А. Шалимов, проф. каф. ТУ, к.т.н.

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

В настоящее время телевизионные передающие камеры на ПЗС-матрицах все шире используются в охранных телевизионных системах, телевизионно-вычислительных комплексах специального применения, в устройствах видения в сложных погодных условиях. Характерными особенностями для таких камер являются возможность работы в широком динамическом диапазоне изменения освещенности, широкая область спектральной чувствительности, включая ближнюю ИК-зону, высокая контрастная чувствительность [1].

Ток сигнала одного фоточувствительного пикселя ПЗС-матрицы, работающей в линейном режиме, можно приблизительно рассчитать по формуле

$$i_c = \eta \cdot \varepsilon_{\phi} \cdot E_{\phi} \cdot S_{\phi}, \quad (1)$$

где η – постоянная, учитывающая коэффициент накопления зарядов; ε_{ϕ} – чувствительность фотокатода, А/Лм; E_{ϕ} – освещенность фотокатода, лк; S_{ϕ} – площадь пикселя, м².

Фоточувствительные ячейки ПЗС-матриц малых форматов (1/3 дюйма и менее) занимают менее 10% площади засветки, что являлось одной из главных причин, ограничивающих чувствительность матриц.

Изобретенная фирмой Sony система микролинз позволила сконцентрировать световой поток, падающий на поверхность любого пикселя, на его маленькую фоточувствительную часть, что обеспечило повышение чувствительности матриц в 3÷4 раза, и в настоящее время характеристики преобразования свет–сигнал с использованием микролинзового массива близки к теоретическому пределу [2].

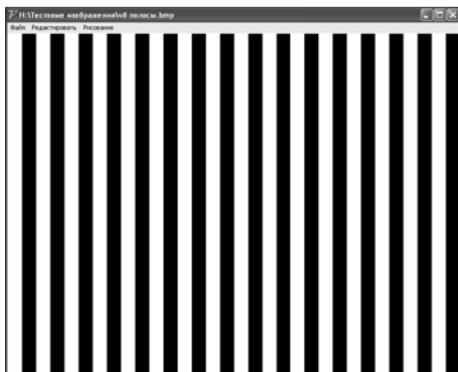


Рис. 2. Тест изображение №2

В результате с помощью подобных и других тестовых сигналов, сформированных на мониторе, можно исследовать и оценивать следующие характеристики камер на ПЗС:

- динамический диапазон;
- контрастную чувствительность;
- частотно-контрастные характеристики (ЧКХ);
- неравномерность чувствительности камер;
- уровень шумов на любом участке динамического диапазона.

ЛИТЕРАТУРА

1. Волков В.Г. Телевизионные камеры для спецтехники // Спецтехника и связь. 2009. № 1. С. 2–11.
2. Секен К., Томпсет М. Приборы с переносом заряда / Пер. с англ.; под ред. В.В. Поспелова, Р.А. Сурица. М.: Мир, 1978. 327 с.
3. http://evs.ru/publ_1.php?st=31.

К ВЫБОРУ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ СВЕТ/СИГНАЛ

*О.С. Скачкова, С.М. Куликова, студентки; А.В. Волков, аспирант
Научный руководитель В.А. Шалимов, профессор каф. ТУ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, tu@tu.tusur.ru*

Видеокамера – неотъемлемый элемент телевидения, позволяющий записывать изображение в аналоговом или цифровом форматах. В современной практике на телевидении используются только цифровые камеры, позволяющие записывать сигнал на различные носители. Это могут быть кассеты, флеш-память, встроенный жесткий диск и пр. В настоящее время происходит смена стандартов телевизионного вещания от аналогового телевидения стандартной четкости (SD) к цифро-

вому телевидению высокой четкости (HD). Все это в полной мере относится и к передающим телевизионным камерам. В настоящее время камеры разрабатываются на основе ПЗС-матриц или CMOS (КМОП)-матриц.

ПЗС (прибор с переносом заряда, CCD – charge coupled device) и КМОП (комплементарный металл – окисел – полупроводник, CMOS – complementary metal oxide semiconductor) – это две разные технологии производства датчиков для формирования цифровых изображений. Они часто рассматриваются как конкурирующие. Но как ПЗС-, так и КМОП-датчики имеют уникальные достоинства и слабые стороны, что делает их пригодными для разных применений. Нельзя сказать, что одни из них категорически лучше других, хотя производители и продавцы датчиков только одной технологии часто утверждают обратное. Выбор зависит в большей степени от области применения.

Рассмотрим основные отличительные характеристики матриц CCD и CMOS. В основе обоих типов матриц лежат окисидные полупроводники. Электронный заряд каждого пикселя аккумулируется пропорционально попадающей на него освещенности. В матрицах CCD при освещенности электронный заряд с каждого пикселя передается на общую плату, где преобразуется в выходное напряжение.

Предпочтительно использовать видеокамеры на CCD-матрицах для съемки динамичных и мелких предметов. В матрицах CMOS заряд при освещенности накапливается в самом пикселе. В последние годы производители таких камер значительно снизили уровень шумов собственных и случайных, но тем не менее видеокамеры на CMOS-матрицах не очень подходят для съемки быстродвижущихся объектов.

CCD-матрицы фото- и видеокамер чувствительнее, чем CMOS, кроме того, для них характерен низкий уровень собственных шумов. Но в то же время они дороже в производстве, а как следствие, повышается стоимость видеоприборов.

Для камер на базе CMOS характерны меньшая чувствительность, но более высокое быстродействие. Достаточная низкая стоимость, но в то же время высокий уровень собственных шумов.

Отношение производителей конечной продукции к выбору между CCD и CMOS радикально поменялось в 2001 г., когда основные поставщики впервые высказали общую точку зрения, касающуюся разграничения сфер их применения. К тому времени стало очевидным, что CCD обеспечивает лучшие показатели при съемке динамичных и мелких объектов, поэтому CCD-матрицы предлагалось использовать для построения систем, требующих высокого качества изображения: цифровых фото- и видеокамер, медицинского оборудования и т.д.

CMOS же отводилась ниша устройств, для которых критична конечная стоимость – недорогие фотоаппараты, бытовая, офисная техника и игрушки.

Основные преимущества CCD-матриц:

1. Низкий уровень шумов.
2. Высокий коэффициент заполнения пикселей (около 100%).
3. Высокая эффективность (отношение числа зарегистрированных фотонов к их общему числу, попавшему на светочувствительную область матрицы, для CCD – 95%).

4. Высокий динамический диапазон.

5. Высокая чувствительность.

Недостатки CCD-матриц:

1. Сложный принцип считывания сигнала, а следовательно, и технология.

2. Высокий уровень энергопотребления (до 2–5 Вт).

3. Сложность производства и высокая стоимость.

Основные преимущества CMOS-матриц:

1. Высокое быстродействие (до 500 кадров/с).

2. Низкое энергопотребление (почти в 100 раз ниже по сравнению с CCD).

3. Дешевле и проще в производстве.

4. Перспективность технологии.

Недостатки CMOS-матриц:

1. Низкий коэффициент заполнения пикселей, что снижает чувствительность (эффективная поверхность пикселя ~75%, остальное занимают транзисторы).

2. Высокий уровень шумов, борьба с которыми усложняет и удорожает технологию.

3. Невысокий динамический диапазон.

Высокий уровень использования CMOS-матриц обеспечивают, в первую очередь, мобильные телефоны со встроенными цифровыми камерами. Преимущественной областью применения CCD-матриц остаются цифровые фотоаппараты, камеры видеонаблюдения и камеркордеры. Однако и здесь можно найти исключения из общих тенденций – так, например, Canon широко применяет CMOS-сенсоры собственного производства в линейке своих цифровых зеркальных камер.

Матрицы и камеры

И все же интересно – много ли зависит от матрицы и могут ли камеры с близкими по характеристикам CCD/CMOS (или даже идентичными) сильно отличаться по фотографическим возможностям и изображению?

Для сравнения были взяты экземпляры распространенных цифровых камер «полупрофессионального» уровня: Canon Power Shot G2, Olympus C-5050ZOOM, Casio QV4000, Casio QV5700, Nikon Coolpix 5000 (таблица).

Отобранные для сравнения аппараты интересны тем, что два из них практически идентичны по конструкции, но имеют матрицы разных производителей и разрешения (Casio), Canon G2 и Casio QV4000 собраны на одинаковых матрицах и объективах, но различны по конструкции и используемым алгоритмам «оцифровки», 5-мегапиксельные аппараты собраны на матрицах разных производителей и размеров. Так что есть что сравнить.

Характеристики камер, выбранных для анализа

Камера	Canon PowerShot G2	Olympus C-5050 Zoom	Casio QV4000	Casio QV5700	Nikon 5000
Матрица	Sony ICX406AQ	Sony ICX452	Sony ICX406AQ	Panasonic MN39594PH-L	Sony ICX282
Матрица, размер	1/1,8"	1/1,8"	1/1,8"	1/1,8"	2/3"
Матрица, эффективных элементов, млн	3,9	4,92	3,98	4,92	4,92
Размер элемента, мкм	3,12×3,12	2,775×2,775	3,12×3,12	2,7×2,7	3,4×3,4
Чувствительность, мкА/лном	50, 100, 200, 400	100, 200, 400	64 (100)	50, 100, 200, 400, 800	100, 200, 400, 800
Ёмкость кадра	2272×1704	2560×1920	2240×1680	2560×1920	2560×1920
Диафрагма	F/2,0 – F/2,5–F/8	F/1,8 – F/10	F/2,0 – F/2,5–F/8	F/2,0 – F/2,5–F/8	W F/2,8 – F/8 T F/4,8–F/7,6
Уровень шумов, дБ	20	64	20	60	59

Одной из ключевых характеристик цифрового фотоаппарата является его «шумность». Она и была использована для сравнения цифровых камер. При испытаниях на световой столик укладывалась молочная пленка, запечатанная черными чернилами различной плотности в четырех отдельных зонах. Камера устанавливалась на штатив и производилась съемка с максимальной и минимальной возможной для камеры чувствительностью. Для сглаживания неоднородностей тестового объекта объектив камеры расфокусировался, а диафрагма устанавливалась максимально открытой. Баланс белого устанавливался вручную. Съемка производилась в TIFF или RAW. Из снимка вырезались 4 квадратика различной оптической плотности размером 150×150 пикс. Таким образом, для каждого фотоаппарата было получено по набору

однородных квадратиков для максимальной и минимальной чувствительности.

Лучший результат при минимальной чувствительности у Nikon 5000. И это не удивительно – его чувствительный элемент наибольший, а система фильтров C-Y-G-M теоретически использует свет более эффективно, чем G-R-G-B. Так же вполне логично и то, что Canon G2 и Casio QV4000 «шумят» почти одинаково. 5-мегапиксельная матрица SONY 1/1,8" (Olympus C-5050) «шумит» чуть сильнее конкурента от Panasonic (Casio QV5700). На максимальной чувствительности Nikon 5000 с его ISO 800 уступает только Olympus C-5050 с ISO 400 и лучше других аппаратов с ISO 400 и 800. Так что размер отдельной ячейки все еще важен.

Выводы:

1. Большая матрица с большим светочувствительным элементом «шумит» меньше.

2. Шумы Canon G2 и Casio QV4000 очень похожи, и если предположить, что у этих аппаратов с одинаковыми матрицами и объективами алгоритмы оцифровки разные, то надеяться на «всесилие математики» в борьбе с шумами пока рано и главное все же – матрица.

3. Так как камеры собраны на базе близких по характеристикам матриц (или вообще одних и тех же), то, как и в случае с пленкой, выбирать следует (в одном классе) тот фотоаппарат, который устраивает вас функционально и просто вам «по душе».

ЛИТЕРАТУРА

1. Вестник медиаобразования. Вып. № 5. ACADEMIA: ТРАДИЦИИ И ИННОВАЦИИ. Система дополнительного профессионального образования. 2009.

2. http://www.dsioffe.narod.ru/articles/ccd_vs_cmos.htm

ВЫБОР ОПТИМАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ ПАРЫ НА ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЕ

Р.С. Суровцев, каф. ТУ, студент 4-го курса;

А.О. Мелкозеров, каф. ТУ, аспирант

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

г. Томск, ТУСУР, НИЛ «БЭМС РЭС», dez_prn@sibmail.com

Часто для решения конкретных задач в точных областях науки и техники, а также для уменьшения стоимости конечного продукта необходимо подобрать такую комбинацию параметров системы, при которой будут корректно выполняться требуемые функции и полученное отклонение реальных характеристик системы от заданных будет ми-

нимальным. В настоящее время в НИЛ «БЭМС РЭС» ТУСУРа ведется моделирование бортовой аппаратуры космических аппаратов, печатные платы которой содержат большое количество дифференциальных пар. В связи с этим встала задача подбора таких значений параметров дифференциальных пар, при которых отклонение волнового сопротивления от требуемого $Z_{\text{opt}} = 50$ Ом минимально.

Цель данной работы – реализовать модуль выбора оптимальных параметров дифференциальной пары на печатной плате.

В качестве платформы для реализации модуля выбрана система компьютерного моделирования сложных структур проводников и диэлектриков [1]. С помощью команд системы формируется конфигурация дифференциальной пары и вычисляется волновое сопротивление. Затем модуль производит построение контурного графика зависимости волнового сопротивления от геометрических и физических параметров пары.

На рис. 1 приведено поперечное сечение рассматриваемой дифференциальной пары.

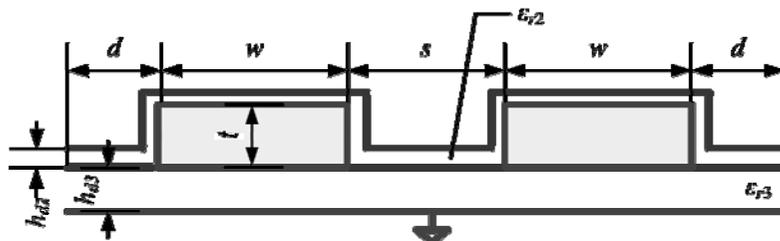


Рис. 1. Поперечное сечение дифференциальной пары

Конфигурация на рис. 1 имеет 8 параметров: ширина проводника w , высота проводника t , расстояние между проводниками s , расстояние от края до проводника d , толщина паяльной маски h_{d2} , толщина препрега h_{d3} , диэлектрические проницаемости ϵ_{r2} и ϵ_{r3} . В данной работе будут исследоваться 3 параметра, которые оказывают наибольшее влияние на волновое сопротивление: ширина проводника w , толщина препрега h_{d3} , диэлектрическая проницаемость ϵ_{r3} . Разработанный модуль также возможно использовать и для варьирования остальных параметров. Значения параметров, которые не варьировались: $\epsilon_{r2} = 3,5$; $h_{d2} = 20$ мкм; $t = 0,065$ мм; $s = 1,5$ мм; $d = 1$ мм.

Чтобы вычисления были максимально точными, необходимо выбрать сегментацию, при которой погрешность расчета волнового сопротивления не превышает 1%. Сегментация – это разбиение границ конфигурации на более мелкие отрезки – подынтервалы. Выбор сегментации производился при фиксированных параметрах линии, сег-

ментация 128 принята истинной, $Z_{\text{нст}} = 50,1585$ Ом. Тогда погрешности 1% соответствует ошибка $Z_{1\%} = Z_{\text{нст}}/100 = 0,5$ Ом. Было выбрано разбиение границ исследуемой структуры на 64 сегмента, так как при этом величина ошибки составляет 0,14%.

Так как целью варьирования является получение Z , близкого к оптимальному, то введем целевую функцию $F(\mathbf{y}) = |Z(\mathbf{y}) - Z_{\text{опт}}|$, где \mathbf{y} – вектор варьируемых параметров, $Z(\mathbf{y})$ – вычисленное волновое сопротивление, $Z_{\text{опт}}$ – оптимальное волновое сопротивление (50 Ом).

Созданная программа изменяет параметры $w = 0,1; 0,11; \dots; 1,5$ мм; $h_{d3} = 0,01; 0,011; \dots; 0,2$ мм; $\epsilon_{r3} = 2; 3; \dots; 10$. Полученные контурные графики зависимости целевой функции $F(\mathbf{y})$ от w и ϵ_{r3} , а также от h_{d3} и ϵ_{r3} показаны на рис. 2.

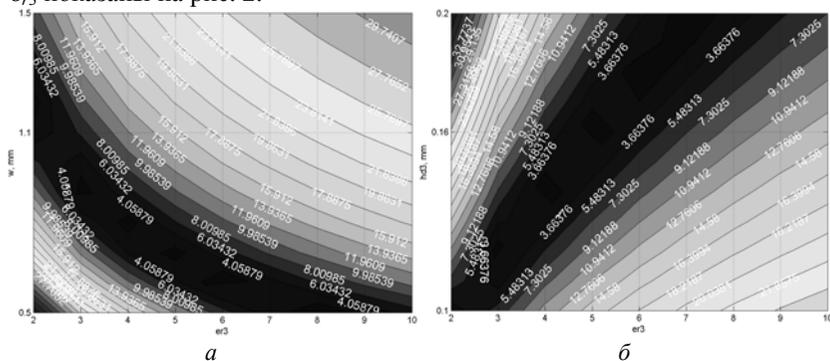


Рис. 2. Зависимость целевой функции от w и ϵ_{r3} (а), h_{d3} и ϵ_{r3} (б)

На рис. 2, а видно, что целевая функция $F(w, \epsilon_{r3})$ имеет в нижней части рисунка между изолиниями 4,0587 область минимальных значений. Это говорит о том, что при $w < 1,2$ мм имеется возможность получить волновое сопротивление, которое отличается от $Z_{\text{опт}}$ менее чем на 4 Ом. Если ширина проводника больше 1,2 мм, то изменением параметра ϵ_{r3} (подбором материала диэлектрика) невозможно получить оптимальное $Z_{\text{опт}}$.

Оптимальную комбинацию параметров для рис. 2, а можно получить следующим образом: зададим ширину проводника 0,75 мм и найдем такое значение диэлектрической проницаемости ϵ_{r3} , чтобы волновое сопротивление отличалось от $Z_{\text{опт}}$ не более чем на 4 Ом. Для этого на оси ординат отметим значение 0,75 мм, проведем от него параллельную оси абсцисс линию и найдем точки, где построенная линия пересекает изолинии со значениями $F(w, \epsilon_{r3})$, близкими к 4 Ом. Такими изолиниями являются изолинии 4,05879. Построенная линия пересекает их в точках (3;0,75) и (4,5;0,75), следовательно, величину диэлек-

трической проницаемости припрега нужно выбирать в диапазоне от 3 до 4,5, при этом наиболее близкое к Z_{opt} значение Z можно получить, выбрав ε_{r3} из середины диапазона.

Проанализировав подобным образом второй график и полученные значения параметров h_{d3} , ε_{r3} , можно получить их комбинацию, при которой отклонение волнового сопротивления от Z_{opt} будет минимальным.

Таким, образом, в процессе выполнения работы создана программа для вычисления отклонения волнового сопротивления дифференциальной пары от его оптимального значения. На основе вычисленных данных подготовлены контурные графики зависимости волнового сопротивления Z от геометрических и физических параметров дифференциальной пары. С помощью данных графиков можно выбрать параметры дифференциальной пары, которые соответствуют минимальному отклонению Z от требуемого значения.

Работа выполнена в порядке реализации Постановления № 218 Правительства РФ от 09.04.2010 г. «О мерах государственной поддержки развития кооперации российских высших учебных заведений и организаций, реализующих комплексные проекты по созданию высокотехнологичного производства», и договора №13.G25.31.0017 от 07.09.2010 г. между ОАО «Информационные спутниковые системы» им. акад. М.Ф. Решетнева» и Минобрнауки РФ.

Проект ГПО ТУ-0717 – «Система компьютерного моделирования произвольных структур проводников и диэлектриков».

ЛИТЕРАТУРА

1. Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т. и др. Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ №2009614871. TALGAT 2008. Бюл. 2009. № 4. С. 313 (М.: Роспатент).

ОЦЕНКА УРОВНЯ ПЕРЕКРЕСТНЫХ ПОМЕХ В ПЕЧАТНЫХ ПЛАТАХ БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

*А.К. Жанайдаров, студент 3-го курса каф. ТУ;
А.М. Заболоцкий, с.н.с. НИЛ «БЭМС РЭС», к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, jakbeka@mail.ru*

При проектировании бортовой аппаратуры (БА) космических аппаратов (КА) разработчикам необходимо знать уровень перекрестных помех в создаваемых печатных платах. Эта задача становится нетривиальной, если учитывать, что межсоединения печатной платы могут состоять из нескольких отрезков, каждый из которых может иметь не-

сколько трасс с различающимся расположением сигнальной земли и т.д. В общем случае для такого анализа нужен очень дорогой программный продукт. Между тем аналогичный анализ можно выполнить разрабатываемой в ТУСУРе системой TALGAT [1].

Цель данной работы – выполнить оценку уровня перекрестных помех в печатной плате БА КА, используя систему TALGAT.

Оценка выполнена на примере двухотрезочной трехпроводной структуры: отрезок 1 – длина $l = 62,36$ мм, без экрана сверху (рис. 1, а); отрезок 2 – длина $l = 78,9$ мм, с экраном сверху (рис. 1, б, сплошной металлический слой TOP).

Параметры структур, представленных на рис. 1: ширина проводника $w = 0,25$ мм; ширина бокового экрана $w_1 = 2$ мм; расстояние от левого экрана до крайнего проводника $s_1 = 0,36$ мм; расстояние между первым и вторым проводниками $s_2 = 0,75$ мм; расстояние между вторым и третьим проводниками $s_3 = 0,625$ мм; расстояние от правого экрана до крайнего проводника $s_4 = 0,36$ мм; толщина паяльной маски $h_1 = 20$ мкм; толщина препрега $h_2 = 0,1446$ мм; толщина стеклотекстолита $h_3 = 0,2$ мм; толщина проводников $t = 0,018$ мм; относительная диэлектрическая проницаемость паяльной маски $\epsilon_{r1} = 3,5$; относительная диэлектрическая проницаемость препрега $\epsilon_{r2} = 4,49$; относительная диэлектрическая проницаемость стеклотекстолита $\epsilon_{r3} = 4,9$; тангенс угла диэлектрических потерь паяльной маски $\tan\delta_1 = 0,003$.

Для получения форм сигнала в узлах трехпроводной структуры используется эквивалентная схема, представленная на рис. 2, где $R1 = R2 = R3 = \dots = R6 = 50$ Ом. Параметры источника воздействия E_r : $E_0 = 6$ В, общая длительность импульса $62,5$ нс. Длительность времени при моделировании фронта импульса $t_r = t_f$ изменяется от 1 до 23 нс с шагом 2 нс, а длительность вершины импульса изменяется t_d от $60,5$ до $16,5$ нс.

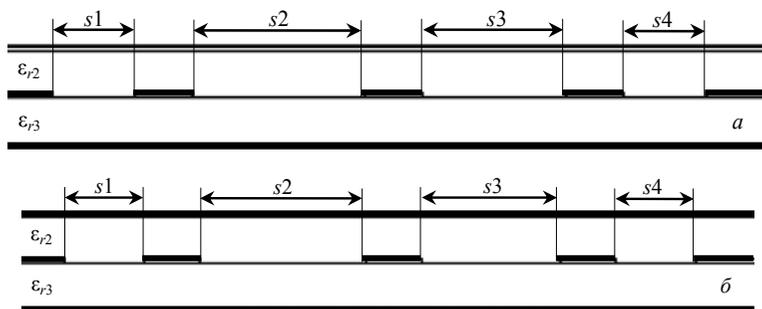


Рис. 1. Поперечные сечения отрезков без экрана (а), с экраном (б), построенные в TALGAT

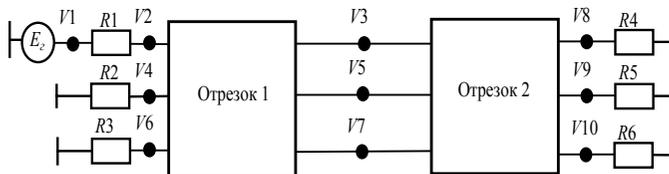


Рис. 2. Эквивалентная схема трехпроводной структуры для моделирования в TALGAT

Результаты вычисления форм сигналов без учета потерь представлены на рис. 3. Из полученных результатов видно, что максимальная амплитуда перекрестной помехи на ближнем и дальнем концах составляет 2% от амплитуды входного сигнала (V_2).

Работа выполнена в порядке реализации Постановления № 218 Правительства РФ от 09.04.2010 г. «О мерах государственной поддержки развития кооперации российских высших учебных заведений и организаций, реализующих комплексные проекты по созданию высокотехнологичного производства», и договора №13.G25.31.0017 от 07.09.2010 г. между ОАО «ИСС» им. акад. М. Ф. Решетнева» и Минобрнауки РФ.

Проект ГПО ТУ-0717 – «Система компьютерного моделирования произвольных структур проводников и диэлектриков».

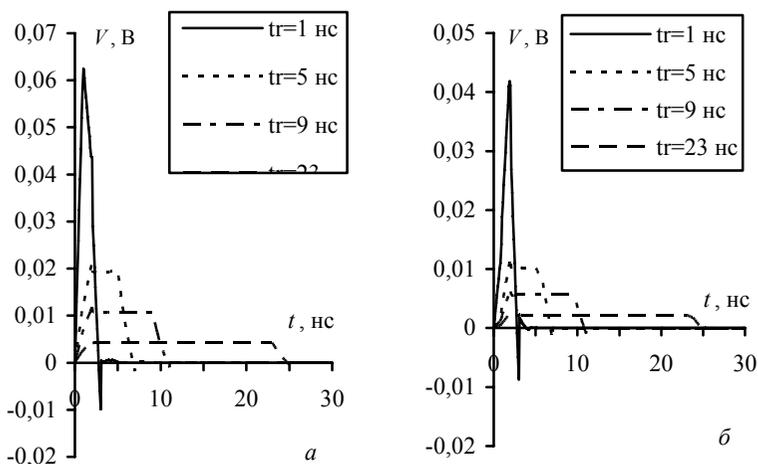


Рис. 3 (начало)

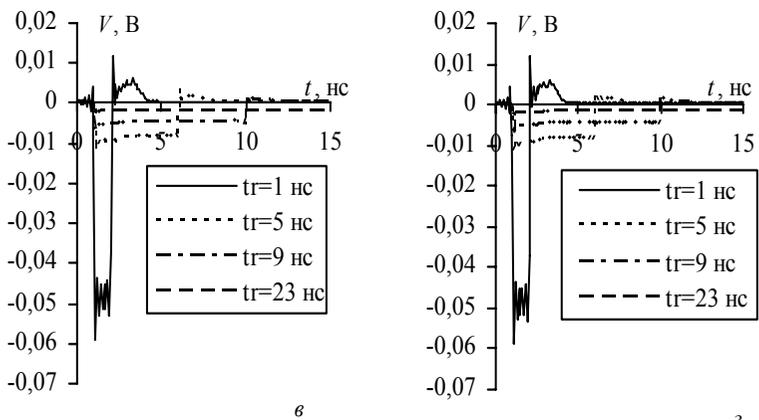


Рис. 3 (окончание). Формы сигналов в узлах $V4$ (а), $V6$ (б), $V9$ (в), $V10$ (з)

ЛИТЕРАТУРА

1. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2010613497. TALGAT2009 / Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Заболоцкий А.М. М.: Роспатент, 20.05.2010.

СЕКЦИЯ 4

ПРОЕКТИРОВАНИЕ БИМЕДИЦИНСКОЙ АППАРАТУРЫ

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

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ АППАРАТОВ ПСИХОЭМОЦИОНАЛЬНОЙ КОРРЕКЦИИ

*Е.В. Бугров, аспирант каф. КУДР;
Н.С. Колчева, К.Л. Тыгдымаева, студентки 4-го курса
г. Томск, ТУСУР, РКФ, РЭТЭМ, Bugrov85@mail.ru.*

На кафедре КУДР ТУСУРа с участием студентов по заказу ООО «Свет и жизнь» разработано несколько модификаций аппаратов психоэмоциональной коррекции (АПЭК). АПЭК разрешены к применению в медицинских учреждениях и в быту для коррекции психоэмоционального состояния и профилактики заболеваний органов зрения. Эффект достигается за счет поочередного воздействия на периферические поля зрения левого и правого глаза человека световых импульсов, модулированных с частотой альфа-диапазона.

В целях научного обоснования целесообразности использования и совершенствования методик применения АПЭК на кафедрах РЭТЭМ и КУДР – на основании договора с ОАО НИИПП и ООО «Свет и жизнь» – сформированы группы ГПО. Программа исследований предусматривает анализ вариабельности сердечного ритма (ВСР) у студентов, электроэнцефалографический (ЭЭГ) анализ спонтанной электрической активности головного мозга, применение других доступных физиологических и психологических методик. В настоящей статье представлены результаты ВСР- и ЭЭГ-анализа.

Исследование проводили с использованием АПЭК, подключаемого к компьютеру [1]. Для регистрации и анализа ВСР применяли аппаратно-программный комплекс «Бостон», для ЭЭГ-анализа – электроэнцефалограф «Энцефалан-131-03».

По результатам исследований ВСР в подгруппе девушек (191 студентка) в результате первого (однократного) применения АПЭК увеличились: среднее значение частоты сердечных сокращений (ЧСС) с 81,34 до 82,53 уд./мин, среднее значение стресс-индекса с 32,48 до 39,97, среднее значение показателя активности регуляторных систем

(ПАРС) с 7,12 до 7,24. Статистически значимым является увеличение стресс-индекса, – методы Манн-Уитни и Стьюдента дают $p < 0,05$.

По результатам исследований в подгруппе юношей (68 студентов) после применения АПЭК снизились: среднее значение ЧСС с 86,94 до 86,76 уд./мин, среднее значение стресс-индекса с 85,2 до 66,9, среднее значение ПАРС с 6,68 до 6,61. Достоверным является снижение стресс-индекса – $p < 0,05$.

Таким образом, стресс-индекс, изначально заниженный у девушек и завышенный у юношей [2], под воздействием АПЭК приходит в норму.

Электроэнцефалограммы (ЭЭГ) регистрировали монополярно. Электроды F3, F4, C3, C4, P3, P4, O1, O2 располагали на коже головы в соответствии с международной системой «10–20%» [3]. Электроды O3, O4 подключали к мочкам ушей – электрически нейтральным точкам организма. Канал O5 использовали для регистрации электрокардиограмм.

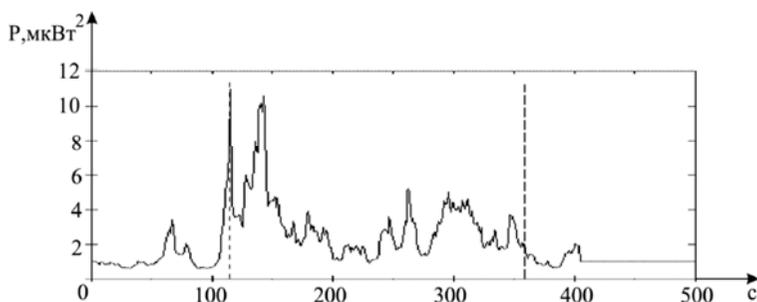


Рис. 1. Зависимость мощности альфа-активности от времени в отведении O1

В экспериментах приняли участие 2 девушки и 7 юношей в возрасте от 20 до 21 года (средний возраст – 20 лет). Для обработки ЭЭГ использовали программу EEGLAB [4]. Обработка включала декомпозицию данных (ICA) и последующую фильтрацию в альфа-диапазоне (8–13 Гц). Для оценки достоверности изменений показателей применяли F-критерий Фишера [5]. Анализ проводили по отведениям 5–8, в которых согласно [6] продлится регистрация альфа-ритма.

Во всех отведениях (электроды O1, O2, P3, P4) наблюдался рост альфа-активности под воздействием АПЭК (см. рис. 1, вертикальными линиями отмечены моменты включения и выключения АПЭК). В 7 случаях из 9 рост был статистически значим ($p < 0,05$).

В 2 случаях увеличение мощности альфа-активности было статистически не значимым (рис. 2).

Таким образом, по результатам ВСП-анализа происходит нормализация стресс-индекса под воздействием АПЭК, по результатам ЭЭГ-анализа происходит переход головного мозга в альфа-состояние, про-

являющееся в снижении психоэмоционального напряжения организма человека.

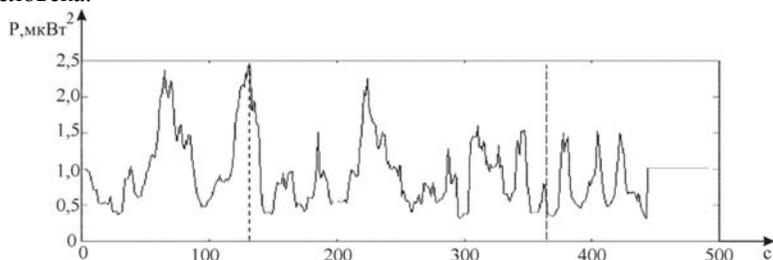


Рис. 2. Зависимость мощности альфа-активности от времени в отведении О1

ЛИТЕРАТУРА

1. Бомбизов А.А., Бугров Е.В., Романовский М.Н. Аппарат психоэмоциональной коррекции. Электронные средства и системы управления: Матер. докл. Междунар. науч.-практ. конф. (13–16 октября 2010 г.): В 2 ч. Томск: В-Спектр, 2011. Ч. 1. С. 63–66.
2. Баевский Р.М. Оценка функционального состояния организма при трудовых нагрузках по показателям активности регуляторных систем: метод. рекомендации / Р.М. Баевский, Ж.В. Барсуков, Н.А. Бродягин. Челябинск, 1986. 20 с.
3. Жирмунская Е.А., Лосев В.С. Системы описания и классификация электроэнцефалограмм человека. М.: Наука, 1984. 81 с.
4. EEGLAB – Open Source Matlab Toolbox for Electrophysiological Research. URL: <http://sccn.ucsd.edu/eeglab/> (дата обращения: 16.08.2011).
5. Кобзарь А.И. Прикладная математическая статистика. Для инженеров и научных работников. М.: Физматлит, 2006. 816 с.
6. Зенков Р.Л. Клиническая электроэнцефалография (с элементами эпилептологии): рук-во для врачей. 3-е изд. М.: МЕДпресс-информ, 2004. 368 с.

СЕГМЕНТАЦИЯ ТОМОГРАФИЧЕСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДА ДЕФОРМИРОВАННОЙ МОДЕЛИ

А.Н. Дымченко, студент 4-го курса, каф. КИБЭВС

Научный руководитель Н.М. Федотов, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, mailagentrus@mail.ru

Сегментация медицинского изображения является сложной задачей, для которой не существует общего решения. Одним из эффективных способов сегментации, определения границ и форм объектов на томографическом изображении является метод деформируемой параметрической модели.

Деформируемая модель представляет собой шаблон некоторой формы (для двумерного случая это открытая либо замкнутая кривая, для трехмерного изображения – поверхность). В случае, когда форма объекта, представляемого моделью, полностью зависит от некоторого числа параметров, модели называются параметрическими [1].

Оценка соответствия конфигурации модели представленным на изображении данным производится с помощью величины «энергии» модели [2].

Энергия модели складывается из внутренней энергии, величина которой выражает соответствие конфигурации модели ограничениям, заданным разработчиком, и внешней энергии, измеряющей критерий согласия модели и данных на изображении.

Метод деформированной модели подразумевает нахождение контура параметризованной кривой при минимизации взвешенной суммы внутренней и внешней энергий. Внутренняя энергия задает параметры натяжения и плавности контура. Внешняя энергия определяет местоположение локальных минимумов по краям изображения, где резкий перепад яркости изображения. Минимизация полной энергии возможна при нахождении комбинации ограничений на форму модели (внутренние силы) и свойств искомого контура (внешние силы). Внутренние силы придают эластичность контуру и предохраняют его от лишних изгибов. Под влиянием внутренних и внешних сил контур параметрической кривой вынужден двигаться в сторону минимума энергии [3, 4].

Шаблон деформируемой модели задан в форме параметрической кривой, инициализирован вручную набором исходных точек на входном изображении.

Для решения задачи минимизации функции энергии применяется метод ветвей и границ.

Таким образом, процесс адаптации формы модели к изображению заключается в поиске вектора параметров, реализующего глобальный минимум энергии модели. Модель меняет свою форму при изменении набора параметров, подстраиваясь под входные данные. В результате из шаблона, инициализированного в приближенном местонахождении искомого объекта, получаем явное описание границы объекта [4].

В данной работе предлагается модифицировать метод деформируемой модели для сегментации левого предсердия путем использования прототипа, выбираемого из заранее подготовленной базы данных. Данный подход позволяет внести более жесткие ограничения на форму модели. Сегментация методом деформируемой модели, основанной на прототипе, может выполняться автоматически. Редактирование результатов сегментации, проведенной с помощью этого метода, не тре-

бует участия высококвалифицированного врача-эксперта. Выполнение сегментации может быть выполнено силами операционной бригады, а полученные результаты, представленные в виде трехмерных моделей, могут использоваться для установления диагноза пациента непосредственно в операционной комнате в ходе электрофизиологического обследования. Данный подход сократит время установления диагноза и повысит достоверность изображения трехмерных структур сердца.

Для автоматической сегментации используется база данных, ранее сегментированных врачом-экспертом. Эти данные являются прототипом модели (трехмерным шаблоном). Инициализирующее положение и форма модели устанавливаются прототипом. Каждый из элементов базы данных поочередно становится прототипом модели для входных данных, и выполняется сегментация методом деформированной модели. Тот результат сегментации на основе прототипа модели, который дает минимальную суммарную энергию, является конечным и представляется пользователю в виде 3D-модели.

Так как у каждого пациента возможны индивидуальные отклонения левого предсердия от стандартной формы, при увеличении базы сегментированных врачом-экспертом томографических срезов увеличивается точность сегментации методом деформируемой модели, основанной на прототипе.

Модифицированный метод сегментации левого предсердия на основе деформированной модели с использованием прототипа был протестирован на данных томографического обследования с магнитно-резонансного томографа 10 пациентов (рис. 1). База сегментированных врачом-экспертом вручную томографических изображений-слоев подготовлена по данным обследования 24 пациентов. Форма левого предсердия каждого пациента отлична от остальных.

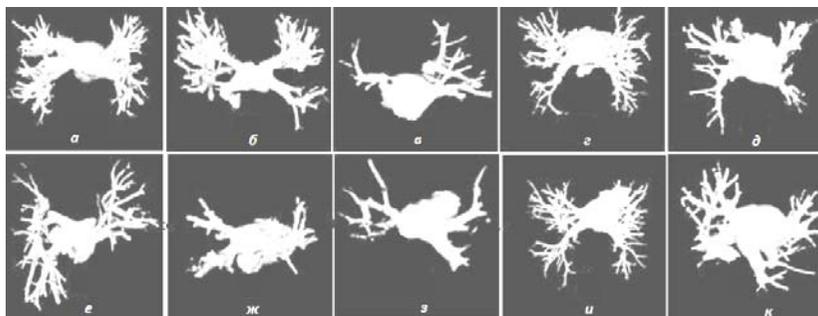


Рис. 1. Результат сегментации левого предсердия 10 пациентов (а-к)

Результаты сегментации для камеры предсердия с использованием деформированной модели на базе прототипа и результаты сегментации, выполненной вручную экспертным врачом, визуальны идентичны.

Возможности выполнять сегментацию трехмерного медицинского изображения в интерактивном режиме с использованием деформируемой модели и в автоматическом режиме на базе модели-прототипа интегрированы в программное обеспечение электрофизиологического комплекса «Биоток Vision».

ЛИТЕРАТУРА

1. Marom E.M., Herndon J.E., Kim Y.H. Variations in Pulmonary Venous Drainage to the Left Atrium: Implications for Radiofrequency Ablation // Radiology 230(3). 2004. P. 824–829.

2. Chenyang Xu, Dzung L. Pham, Jerry L. Prince «Image Segmentation Using Deformable Model» [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.iacl.ece.jhu.edu/~chenyang/research/pubs/pl19b.pdf> свободный (дата обращения: 11.03.2012).

3. 2-D Deformable Template Models [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://homepages.inf.ed.ac.uk/rbf/CVonline/LOCAL_COPIES/ZHONG1/zhong.html свободный (дата обращения: 10.03.2012).

4. Berg J.V. and Lorenz C. Accurate left atrium segmentation in multislice CT images using a shape model // SPIE. 2005. P. 351–360.

ЗАВИСИМОСТЬ ВОЛЬТ-АМПЕРНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СИД ОТ ТЕМПЕРАТУРЫ

*А.В. Ермолаев, И.С. Тен, Д.В. Богатырева, Н.В. Сапегина,
А.А. Коровкин, студенты; А.А. Томашевич, аспирант
Научный руководитель С.Г. Еханин, проф., д.ф.-м.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. КУДР, stalker@main.tusur.ru*

В последнее время светоизлучающие диоды (СИД) активно используются для освещения. Известно, что рабочие характеристики СИД существенно зависят от температуры, поэтому кристаллы мощных СИД должны иметь хороший теплоотвод. Однако стабильность характеристик и долговечность СИД определяются не температурой кристалла, а температурой гетероперехода, так как эта температура может быть существенно выше и зависит от величины тока. Вследствие этого исследование зависимостей вольт-амперных характеристик (ВАХ) СИД от температуры весьма актуально.

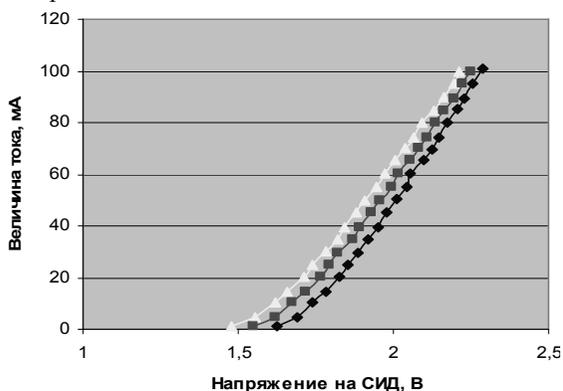
Существуют различные методы определения температуры $p-n$ -перехода. Однако непосредственно измерить температуру активной области невозможно, так как ее размеры (толщина) очень малы. Кроме того, градиент температуры вблизи активной зоны может быть

очень большим. Поэтому обычно температуру активной зоны СИД определяют косвенными методами. В данной работе в качестве термочувствительного параметра взято прямое падение напряжения на СИД. Как известно, прямое напряжение на СИД зависит от температуры линейно в широком диапазоне. Измерения ВАХ проводились на коммерческих СИД красного цвета на основе GaAs.

Измерения ВАХ проводились в диапазоне температур от 20 до 100 градусов Цельсия.

Процедура измерения зависимости прямого напряжения от температуры состоит из двух этапов: калибровочного измерения прямого напряжения в импульсном режиме и измерения этого напряжения в режиме постоянного тока. Этот принцип положен в основу всех косвенных методов измерения температуры в полупроводниковых приборах. На первом этапе (калибровочном) исследуемый светодиод помещался в термостат с регулятором температуры нагрева, и измерялись зависимости прямого напряжения на СИД от тока, т.е. измерялись ВАХ. Эти измерения проводились в импульсном режиме, чтобы избежать дополнительного (внутреннего) нагрева активной зоны СИД джоулевым теплом. В ходе калибровочных измерений на светодиод подаются импульсные напряжения длительностью 1 мс и скважностью порядка 1000. Прямое напряжение измеряется на установке, описание которой дается в работе [1].

Вольт-амперные характеристики СИД в импульсном режиме измерялись в диапазоне токов от 1 до 100 мА. На рис. 1 представлены



типичные ВАХ красного светодиода в диапазоне температур от 20 до 100 °C.

Рис. 1. Вольтамперные характеристики СИД при разных температурах:
1 – 18 °C; 2 – 70 °C;
3 – 100 °C

Из калибровочных измерений ВАХ можно определить зависимость между прямым напряжением и температурой $p-n$ -перехода в заданном интервале токов.

Для измерения температуры активной зоны $p-n$ -перехода светодиода, работающего в реальной конструкции, необходимо установить

требуемое значение постоянного рабочего тока и после стабилизации температурного режима определить величину прямого падения напряжения (U_d) на СИД. Зная эту величину и ток, по графикам $U_d = f(I)$ можно определить реальную температуру активной зоны СИД.

Проект ГПО КУДР-1003 – «Изучение деградации светодиодных гетероструктур».

ЛИТЕРАТУРА

1. Шуберт Ф. Светодиоды / Пер. с англ.; под ред. А.Э. Юновича. 2-е изд. М.: Физматлит, 2008. 496 с.

КОНЦЕРТНЫЙ КОСТЮМ СО СВЕТОДИОДНОЙ ПОДСВЕТКОЙ

*А.В. Ермолаев, Е.И. Казко, А.А. Коровкин,
А.П. Чехоненко, Д.П. Матвеев, студенты*

г. Томск, ТУСУР, каф. КУДР, stalker@main.tusur.ru

Во все времена люди создавали для себя развлечения, одно из них существует очень давно – огненное шоу. Выглядит оно завораживающе, но от исполнителя танца требуется хорошая координация движений, чтобы во время представления не нанести вред себе и окружающим. В наше время, благодаря развитию науки и техники, появилась возможность заменить огонь современными изобретениями, одним из которых является светодиод. В результате появилось новое направление, которое назвали светодиодным шоу. По красочности и эффективности оно практически не отличается от огненного, но имеются и преимущества. Современная технология изготовления позволяет сочетать в одном светодиоде несколько цветов, это даёт возможность динамически изменять оттенок света без дополнительных светофильтров. Кроме того, малая теплоотдача и энергопотребление позволяют делать светодиодные приборы очень компактными, что особенно важно для постановки танцев в светодиодном представлении. По механической прочности ему также нет равных среди других осветительных приборов. Малая инерционность, присущая светодиодам, позволяет создавать иллюминации, которые способны менять световую гамму плавно, в этом случае можно получать разнообразные цвета, либо резко, благодаря чему появляется возможность создавать необходимую атмосферу во время представления.

Для концерта художественной самодеятельности университета потребовалось создать эффектный номер. Было решено создать костюмы, которые в соответствии со сценарием номера подсвечиваются

разными цветами, тем самым создавая необходимую эмоциональную атмосферу в зрительном зале.

Из соображений необходимой функциональности данного изделия в качестве светоизлучающих элементов были выбраны трёхцветные светодиоды, собранные в гибкую ленту. Светодиоды в виде гибкой ленты легко нашивать на костюм, при этом обеспечиваются необходимые механическая прочность и влагозащищённость за счёт наружного силиконового слоя.

Для управления цветовой гаммой применено микроконтроллерное устройство, в котором реализуется программа, управляющая включением нужного цвета при появлении определённого фрагмента мелодии. Источником питания электронного устройства являются четыре аккумулятора напряжением 3,7 В и ёмкостью 1,4 А/ч. Соединённые последовательно, они дают выходное напряжение 15 В, что вполне достаточно для питания устройства. Так как для питания светодиодных лент требуется 12 В, а для микроконтроллера (МК) – 5 В, для обеспечения необходимых напряжений применяются стабилизаторы (78L05 для микроконтроллера и L7812 для светодиодных лент).

Технология изготовления костюма разработана нами самостоятельно. При изготовлении применены следующие материалы: стрейч для костюма, провода типа МГТФ-0,35 – для подключения лент к микроконтроллеру. Ленты нашиваются на костюм с помощью капроновых ниток, что обеспечивает их надёжное крепление. Аккумуляторы и управляющая электроника расположены на поясе, в результате чего они не мешают танцу и к ним обеспечивается лёгкий доступ (в случае необходимости).

Структурная схема устройства для светодиодной подсветки концертного костюма приведена на рис. 1.

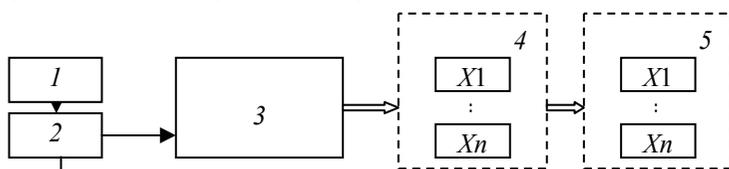


Рис. 1. Структурная схема электрической части светодиодного костюма:
1 – аккумулятор; 2 – стабилизаторы; 3 – микроконтроллер;
4 – блок ключей; 5 – блок светодиодных лент

Первые два элемента схемы рассмотрены выше. Третий компонент представляет собой микроконтроллер (основной управляющий элемент устройства). МК STM8S105C6T6 производства фирмы STMicroelectronics представляет собой компактный, недорогой, удоб-

ный в использовании и неэнергоёмкий микроконтроллер. Так как вывод МК не может обеспечить требуемый ток для работы светодиодной ленты, то возникает необходимость в управляющих элементах. В качестве ключей используются *n*-канальные полевые транзисторы, которые управляют светодиодными лентами 5.

Для программирования МК используется программное обеспечение от STMicroelectronics – пакет ST Toolset, включающий в себя среду разработки ST Visual Develop и отдельную программу для внутрисхемного программирования flash-памяти микроконтроллера (ST Visual Programmer). Среда ST Visual Develop в своём составе имеет встроенный assembler для разработки программного обеспечения, и у неё имеется возможность подключения Си-инструментария от Raisonance и Cosmic software [2].

Помимо вышеописанных возможностей, микроконтроллер имеет ряд преимуществ, выражаемых в обширной библиотечной базе данных, в которой имеются функции для работы с разнообразной периферией, например датчики и ЖК-дисплеи, а также библиотека для работы с сенсорными кнопками, разработанная фирмой STMicroelectronics. МК легко конфигурируется. Всё это позволяет в короткие сроки разрабатывать приложения и производить их отладку с помощью отладочного набора STM8S-Discovery. Имеется возможность создавать собственные библиотеки к различным периферийным устройствам как собственного, так и типового изготовления [2].

В нашем случае мы воспользовались типовыми библиотеками, поставляемыми в комплекте с программным обеспечением, собственную программу написали на Си.

В устройстве применены: светодиодные ленты типа IMG-R15RGB-SF 5M (IMAGEY), аккумуляторы типа LP603466 (общего применения). Для фиксации проводов на ленте применяются силиконовый термоклей и трубка термоусадочная PBF-9 5MM.

Таким образом, благодаря использованию современных материалов, устройств и технологий, таких как трёхцветные светодиодные ленты, микроконтроллерное управление, конструктивные материалы, удалось создать надёжный, удобный в использовании, экономичный, а самое главное – красивый и зрелищный светодиодный костюм.

ЛИТЕРАТУРА

1. Светодиодное шоу // wikipedia.ru: электронная энциклопедия, 2012 (дата обращения: 15.03.12).
2. Меджахед Д. Восемь преимуществ STM8 // Новости электроники. 2010. №6. С. 8–14.

УСТАНОВКА ДЛЯ КОМПЛЕКСНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ СИД

А.В. Ермолаев, Д.В. Богатырева, Н.В. Сапегина,

А.А. Коровкин, студенты; А.А. Томашевич, аспирант

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

г. Томск, ТУСУР, каф. КУДР, stalker@mail.tusur.ru

Сложность осуществления неразрушающего контроля качества светодиодов требует комплексного подхода к определению механизмов деградации и их влиянию на структуру кристалла светодиода. Анализ и сопоставление полученных данных даст возможность с достаточной точностью прогнозировать поведение светодиода при различных режимах работы. С этой целью собрана установка, позволяющая осуществлять подобный анализ.

Установка предназначена для выявления типов, концентрации и распределения (картографирования) дефектов структуры кристаллов светоизлучающих диодов (СИД) и измерения их электрических характеристик, необходимых для уточнения механизмов деградации СИД и их электротепловых моделей, в частности, для выявления электрооптических характеристик протяженных дефектов (дислокаций и их скоплений), которые являются основной причиной, вызывающей локальный зарядоперенос и перегрев, ухудшение оптических характеристик и резкое уменьшение срока службы СИД.

На рис. 1 показана фотография установки, в которую входят: блок измерения ВАХ, оптический блок, блок ультрафиолетовой подсветки.



Рис. 1. Фотография экспериментальной установки

Блок измерения ВАХ позволяет проводить изучение прямой ветви ВАХ СИД в области микротоков (от 0,01 мкА). Известно [1, 2], что

протяженные дефекты, в том числе дислокации, при прорастании через активный слой СИД проявляются на ВАХ в области микротоков. В этой области ВАХ сопротивление $p-n$ -перехода велико и дополнительные токи утечки объясняются образованием проводящих шунтов в активной области прибора. Увеличение электропроводности протяженных дефектов связывается с перераспределением примесей и электродиффузией в область дефекта атомов из электрода. Таким образом, данный блок установки позволяет фиксировать начинающуюся деградацию СИД на ранних стадиях.

Оптический блок позволяет получать увеличенные цифровые изображения поверхности, картин свечения и фотолюминесценции кристалла СИД с коэффициентом увеличения до 5000 раз с выводом изображения на монитор персонального компьютера (ПК). В состав оптического блока входит металлографический микроскоп МИМ-7 со сменной оптикой, цифровая 3-мегапиксельная камера-микроскоп, набор цветных светофильтров и ПК.

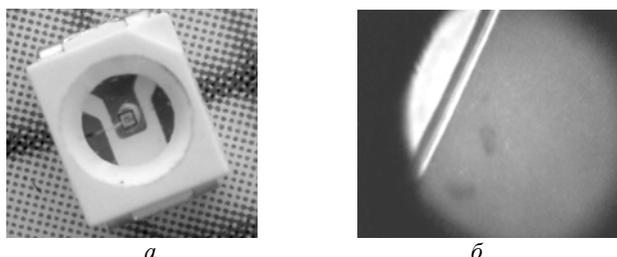


Рис. 2. Фотографии кристалла СИД в корпусе (а) и картины свечения при электролюминесценции (б)

На рис. 2 показаны увеличенное изображение светодиода без люминофора (размеры кристалла $0,3 \times 0,3$ мм) и его картина свечения (поле зрения микроскопа 55 микрометров). На черно-белом изображении рис. 2, б голубое свечение выглядит как серое.

Кроме картин свечения в сине-голубой области спектра оптический блок позволяет получать увеличенные цифровые изображения свечения в ближней ультрафиолетовой (УФ), желто-зеленой и ближней инфракрасной (ИК) областях спектрального диапазона. Анализ таких изображений дает возможность картографировать области перегрева и скопления дефектов в процессе испытаний СИД.

Блок ультрафиолетовой подсветки позволяет получать картины фотолюминесценции и выявлять распределение и места скопления протяженных дефектов, выходящих на поверхность кристалла СИД. Известно [1], что точечные дефекты, находящиеся в области выходов

дислокаций, люминесцируют в желто-зеленой области спектра, тем самым выявляют их местоположение и размеры.

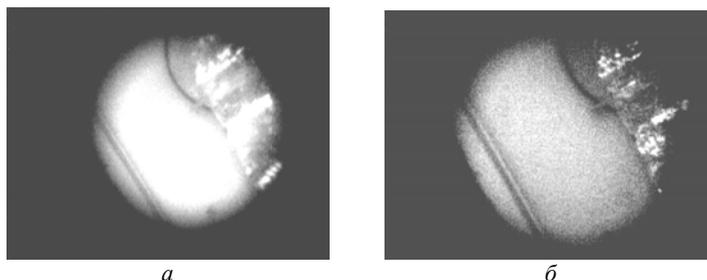


Рис. 3. Увеличенное изображение участка поверхности кристалла СИД:
а – без УФ-подсветки; *б* – с УФ-подсветкой

Как видно из рис. 3, УФ-подсветка действительно вызывает фотолюминесценцию поверхности кристалла СИД. На рис. 3, *б* видна неоднородная точечно-линейчатая структура, люминесцирующая в желто-зеленом спектре, что соответствует свечению дефектов вблизи выходов дислокаций.

Установка позволяет проводить **одновременные** комплексные электрооптические исследования по определению электрических характеристик, концентрации и распределения протяженных дефектов по поверхности кристалла СИД (картографирование), с целью выявления степени неоднородности световых и тепловых потоков по площади и уточнения моделей тепловых процессов в мощных светоизлучающих диодах. Установка может стать основой для разработки методов неразрушающего контроля качества и обнаружения потенциально ненадежных светодиодов.

Проект ГПО КУДР-1003 – «Изучение деградации светодиодных гетероструктур».

ЛИТЕРАТУРА

1. Шуберт Ф. Светодиоды / Пер. с англ.; под ред. А.Э. Юновича. 2-е изд. М.: Физматлит, 2008. 496 с.
2. Богатырева Д.В., Сапегина Н.В., Тимохина М.А., Томашевич А.А. Изучение деградации светодиодных гетероструктур методом измерения ВАХ в области микротоков // Научная сессия ТУСУР–2011: Матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных, Томск, 4–6 мая 2011 г. Томск: В-Спектр, 2011. Ч. 1. С. 150.

АВТОМАТИЧЕСКИЙ ПОСТРОИТЕЛЬ ВАХ СИД

А.И. Головизин, Д.П. Матвеев, студенты

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

г. Томск, ТУСУР, каф. КУДР, stalker@main.tusur.ru

Для исследования вольт-амперных характеристик (ВАХ) светоизлучающего диода (СИД) при изменении температуры окружающей среды был создан прибор для автоматического снятия ВАХ и оперативного измерения температуры (рис. 1).

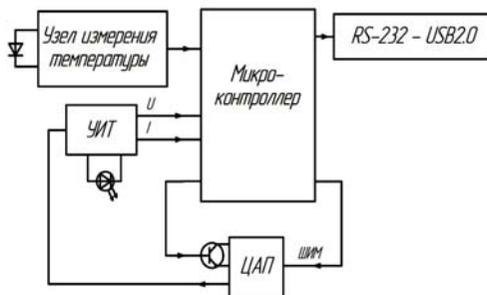


Рис. 1. Структурная схема построителя ВАХ

Прибор выполнен на относительно дешевом, но в то же время обладающем обширной периферией микроконтроллере Atmega 16 семейства AVR, выпускаемом фирмой Atmel [1, 2].

Принцип работы автоматического построителя ВАХ основан на ступенчатом увеличении тока, текущего через светодиод, и измерении этого тока и напряжения, падающего на светодиоде.

Ступенчатое увеличение тока, контролируемое программно, реализовано на сигнале с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), который генерируется микроконтроллером. ШИМ-сигнал интегрируется RC-цепочками, на выходе которых получаем постоянное напряжение, величина которого обратно пропорциональна скважности импульсов ШИМ-сигнала. В данном случае RC-цепочки выступают в роли простейшего цифроаналогового преобразователя (ЦАП). На выходе ЦАП стоит транзистор, который основную часть времени работы устройства находится в открытом состоянии. Замыкание выходного сигнала ЦАП на землю происходит кратковременно по сигналу с микроконтроллера с периодом 700 мс. Закрывается же транзистор на 600 мкс, пропуская выходное напряжение ЦАП на управляемый источник тока (УИТ). Такой режим работы, при котором длительность горения исследуемого светодиода не превышает 600 мкс, в совокупности с большой скваж-

ностью импульсов позволяет исключить из расчетов нагрев кристалла светодиода за счет протекания через него тока.

УИТ выполнен на операционном усилителе (ОУ) и полевом транзисторе, в цепь истока которого последовательно включены измеряемый светодиод и постоянный резистор, выполняющий функцию датчика тока. Инвертирующий вход ОУ подключен к резистору и отслеживает величину тока, текущего через светодиод. На неинвертирующий вход подается напряжение с выхода ЦАП. При такой схеме включения ток, текущий через светодиод, прямо пропорционален напряжению на неинвертирующем входе ОУ, т.е. параметры ШИМ-сигнала микроконтроллера определяют величину тока, текущего через светодиод.

Напряжения с резистора и светодиода подаются на повторители напряжения, выполненные на ОУ с замкнутой цепью отрицательной обратной связи. Повторители напряжения, обладающие высоким входным сопротивлением и малым выходным, выступают в роли буферов, которые не вносят изменений во входной сигнал и согласуют его с относительно низкоомными входами аналого-цифровых преобразователей (АЦП) микроконтроллера. В микроконтроллере эти напряжения программно обрабатываются.

Для вывода информации и управления параметрами снятия ВАХ применяется персональный компьютер. Микроконтроллер имеет встроенный канал UART, который позволяет микроконтроллеру обмениваться данными с компьютером посредством интерфейса RS-232, который применяется для обмена данными по COM-порту. Для согласования логических уровней микроконтроллера с логическими уровнями COM-порта применяется специализированная микросхема MAX232. С выхода этой микросхемы можно передавать данные непосредственно в COM-порт.

Однако интерфейс RS-232 все реже применяется в периферийной технике и почти полностью вытеснен более современным интерфейсом USB 2.0. Чтобы дать оператору возможность использовать построитель ВАХ на современных компьютерах, которые не имеют COM-порта, в комплект устройства введен еще один интерфейс – USB2.0, который создается из стандартного интерфейса UART с помощью специализированной микросхемы PL-2303 [2].

В качестве датчика температуры применяется кремниевый выпрямительный диод, обладающий постоянным температурным коэффициентом напряжения (ТКН) в диапазоне температур 0–100°. Для того чтобы ТКН диода был постоянен, необходимо, чтобы ток, текущий через диод, также был неизменным. В качестве источника тока для датчика применена схема источника стабильного тока на биполярных транзисторах. Дифференциальный усилитель, выполненный на

ОУ, усиливает сигнал с датчика и передает его в АЦП микроконтроллера для обработки.

Для удобного восприятия информации оператором и управления параметрами измерения ВАХ написана программа с интуитивно понятным интерфейсом, простыми операциями управления микроконтроллером и удобными форматами вывода данных. Данные выводятся как в числовом, так и в графическом виде.

Для питания узлов схемы применяются интегральные стабилизаторы постоянного напряжения. На плате имеется разъем для внутрисхемного программирования микроконтроллера, который позволяет в случае необходимости изменить программу устройства без демонтажа микросхемы.

Проект ГПО КУДР-1003 – «Изучение деградации светодиодных гетероструктур».

ЛИТЕРАТУРА

1. Каневский Г. Новости электроники: информационно-технический журнал // Гран При. Рыбинск, 2010. №10. С. 32.
2. Поиск электронных компонентов [Электронный ресурс] / ЭтЛайт, 2011. Режим доступа: <http://efind.ru>, свободный.

ВЫСОКОВОЛЬТНЫЙ РЕГУЛИРУЕМЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ

*А.И. Головизин, Ю. Дроздов, Д.П. Матвеев, студенты
г. Томск, ТУСУР, каф. КУДР, stalker@main.tusur.ru*

Высоковольтный регулируемый источник питания (ВРИП) предназначен для применения в составе высоковольтного генератора прямоугольных импульсов (ВГПИ), в качестве источника питания выходного каскада [1]. В прототипе ВГПИ для этих целей применялся низкочастотный трансформатор, входное напряжение которого регулировалось с помощью лабораторного автотрансформатора. Недостатки такого способа создания высокого напряжения очевидны – это большие габариты и масса устройства.

При проектировании ВГПИ на современной элементной базе было принято решение о создании ВРИП на основе импульсного источника питания с полумостовой схемой включения высокочастотного трансформатора. Это позволило значительно снизить габариты и массу устройства.

Блок-схема ВРИП изображена на рис. 1.

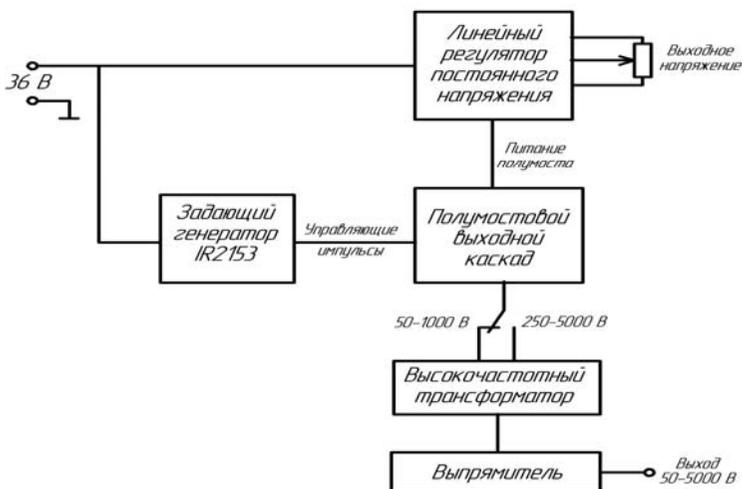


Рис. 1. Структурная схема ВРИП

Напряжение 36 В подается с другого импульсного источника питания, который питает все узлы ВГПИ. В качестве задающего генератора применена специализированная микросхема-драйвер для полевых транзисторов IR2153, которая содержит в себе генератор фиксированной частоты, узел, обеспечивающий паузу между выключением одного транзистора и включением другого, необходимую для исключения протекания сквозных токов через транзисторы полумоста, которые могут вывести их из строя, и выходные каскады, обеспечивающие надежное открывание и закрывание полевых транзисторов. С выхода микросхемы управляющие импульсы через ограничительные резисторы поступают на затворы мощных полевых транзисторов, образующих левую часть полумоста. Для регулирования выходного напряжения ВРИП применяется регулировка напряжения, питающего полумост и поступающего на первичную обмотку высокочастотного трансформатора. Так как от ВРИП не требуется большой выходной мощности, то в качестве регулятора можно использовать линейный стабилизатор напряжения в интегральном исполнении КР142ЕН12А, требующий минимум дополнительных элементов. В диагональ полумоста включена первичная обмотка высокочастотного трансформатора. На выходе вторичной обмотки включен однополупериодный выпрямитель и накопительный конденсатор.

Проект ГПО КУДР-0903 – «Исследование наноструктурных объектов, возникающих в ЩГК в сверхсильных электрических полях».

ЛИТЕРАТУРА

1. Дроздов Ю., Томашевич А.А. Высоковольтный генератор прямоугольных импульсов // Научная сессия ТУСУР–2011: Матер. докл. Всерос. науч.-техн. конф. студентов аспирантов и молодых ученых, Томск, 4–6 мая 2011 г. Томск: В-Спектр, 2011. Ч. 1. С. 153–154.

МЕТОД БЕСКОНТАКТНОЙ ИНДИКАЦИИ СТРЕССОВЫХ СОСТОЯНИЙ ЧЕЛОВЕКА

*А.С. Моляров, А.А. Николаева, Е.И. Казко, О.А. Ушницкая,
В.М. Шарборина, студенты*

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

В настоящее время государство вынуждено обратить особое внимание на здоровье россиян, которые по продолжительности жизни занимают одно из последних мест в мире.

По современным представлениям, сильный и/или хронический стресс является одним из важнейших факторов возникновения большой группы заболеваний, обусловленных регуляторными изменениями в деятельности вегетативной нервной системы. Например, многие из тех, кто испытал стресс на рабочем месте, заявляли [1], что он снизил степень их удовлетворенности работой, снизил их производительность труда, у 31% нарушил их социальные отношения, у 29% стресс нанес прямой вред здоровью.

Таким образом, разработка новых адекватных диагностических средств для определения многообразных проявлений стресса приобретает исключительное научное и прикладное значение для развития современных технологий мониторинга психической напряженности работающих людей.

Аналитический обзор показал, что в диагностике стресса в мировой практике (кроме психологических тестов) использовались различные электрические, биофизические и биохимические показатели. Это – частота пульса, температура и электрическое сопротивление кожи, электрическая активность мышц, параметры электроэнцефалограмм, измерение объема серого вещества в миндалине мозга, изменение в крови концентрации продуктов работы эндокринных желез, изменение параметров иммунных механизмов, концентрации некоторых биохимических индикаторов (белков стресса), маркеров хронического стресса и др. [1, 2]. Показана перспективность данных методов. Однако сложность в реализации, дороговизна, необходимость подсоединения к пациенту множества контактов, проведения многочисленных анализов

крови, других жидкостей тела и тканей делают такие системы и методы малодоступными для широкого использования. Следует также учитывать, что применение методов с датчиками, требующими наличие непосредственного контакта, создают значительные неудобства для пациента, мешают отвлекаться от внешних раздражителей.

Поэтому разработка бесконтактных методов анализа психофизиологического состояния человека [2] может существенно улучшить потребительские свойства аппаратов и систем определения стрессовых состояний и их профилактики с помощью управляемой релаксации.

Идея создания бесконтактного способа индикации стрессовых состояний, предлагаемая в данной работе, основана на мировом опыте исследования человеческого организма методами активной радиоизотопной (радионуклидной) диагностики, в частности, на определении параметров кровоснабжения методом «меченых» атомов.

По уровню излучения можно судить о количестве крови в том или ином органе и, следовательно, его активности. Известно, что лобные доли мозга возбуждены, когда человек занят активной умственной работой. У говорящего человека возбуждаются отделы мозга, связанные с речью, языком и глоткой. Эмоциональные возбуждения связываются с лимбической системой мозга. У человека лимбическая система связана и с корой больших полушарий, и лобными областями ассоциативной коры головного мозга. При возникновении стрессовой ситуации включается в работу и симпатическая нервная система: зрачки расширяются, чтобы пропускать больше света; частота сокращений сердца возрастает, и каждое сокращение становится более мощным, что ведет к усилению общего кровотока. Кровь отливает от кожи и внутренних органов к мышцам и мозгу. Моторика желудочно-кишечного тракта ослабевает, пищеварение замедляется. Мышцы, расположенные вдоль воздушных путей, ведущих к легким, расслабляются, что позволяет увеличить частоту дыхания и усилить газообмен.

Таким образом, при анализе психофизиологического состояния человека с целью выявления и мониторинга стрессовых и предстрессовых состояний целесообразно анализировать радиоактивное излучение от верхней части тела и головы. Ожидается, что в пограничных психофизиологических состояниях динамика насыщенности кровью органов верхней части тела (головы, легких, сердца), а значит, радиоактивное излучение (временные, интегральные, спектральные и другие характеристики) от них будет существенно отличаться от излучения в состоянии покоя.

Это связано, на наш взгляд, с тем, что при измерениях биообъекта в различных психофизиологических состояниях будут изменяться масса и пространственное положение эффективных источников бета- и

гамма-излучения, связанных с активными зонами в органах верхней части тела.

Нами предлагается к разработке способ бесконтактного анализа психофизиологического состояния человека, основанный на пассивном радиоизотопном методе, с помощью которого определяется степень кровоснабжения органов тела и головного мозга человека.

Следует отметить особо, что используемый нами пассивный радиоизотопный метод, в отличие от применяемых активных радиоизотопных методов, не требует введения в организм человека (дополнительно) радиоактивных веществ.

Данная идея запатентована [3] и основана на факте наличия в крови человека в нормальных (естественных) условиях некоторого количества изотопа K_{40} и других радиоактивных изотопов с большим периодом полураспада.

Конечно, реализация данного метода потребует использования чувствительных датчиков и существенно большего времени экспозиции, чем в активных методах радиоизотопной диагностики.

Ожидается, что предполагаемыми экспериментальными и теоретическими исследованиями будет доказана возможность эффективного применения данного метода бесконтактного сбора медико-биологической информации. Будет доказана возможность использования интегральных и спектральных характеристик временных рядов показаний датчиков, особенностей формы гистограмм распределения и других показателей для диагностики предстрессовых и стрессовых состояний, и в качестве каналов осуществления бесконтактной биологической обратной связи (БОС) для осуществления саморегуляции и управляемой релаксации.

Будут разработаны программное обеспечение для интерактивного сервисного интерфейса и вариант компьютерной системы диагностики психофизиологического состояния пациентов и бесконтактной БОС-терапии пограничных состояний.

Проект ГПО КУДР-1003 – «Устройство диагностики и профилактики стрессовых состояний человека».

ЛИТЕРАТУРА

1. Водопьянова Н.Е. Психодиагностика стресса. СПб.: Питер, 2009. 336 с.
2. Молошников В.А., Еханин С.Г., Ярымова И.А. Бесконтактный датчик для систем биологической обратной связи // Приборы + автоматизация. 2008. №12 (102). С. 11–17.
3. Пат. 2336914 Российская Федерация, МПК А61N 5/00. Способ физиотерапии с использованием биологической обратной связи / С.Г. Еханин, В.А. Молошников, И.А. Ярымова. 27.10 2008. Бюл. №30.

ИССЛЕДОВАНИЕ СТРЕССОВЫХ СОСТОЯНИЙ ЧЕЛОВЕКА ПАССИВНЫМ РАДИОИЗОТОПНЫМ МЕТОДОМ

*А.С. Моляров, А.А. Николаева, Е.И. Казко, О.А. Ушницкая,
В.М. Шараборина, студенты*

г. Томск, ТУСУР, каф. КУДР, stalker@main.tusur.ru

Идея создания бесконтактного способа, предлагаемая в данной работе, основана на мировом опыте исследования человеческого организма методами активной радиоизотопной (радионуклидной) диагностики, например определение параметров кровоснабжения методом «меченых» атомов. Существенным недостатком этого метода является необходимость введения в организм пациента радиоактивных веществ, что, бесспорно, вредно.

Следует отметить особо, что используемый нами пассивный радиоизотопный метод, в отличие от применяемых активных радиоизотопных методов, не требует введения в организм человека (дополнительно) радиоактивных веществ. Организм человека сам обладает некоторым количеством радиоактивных веществ. В частности, в крови содержится радиоактивный изотоп калия K_{40} . В среднем, в организме взрослого человека содержится 150 г калия, в состав этой массы входят и изотопы. Содержание K_{40} в природной смеси изотопов калия 0,0118% по массе. При распаде K_{40} , который содержится в 1 г калия, испускается 26,2 бета-частиц в 1 с (89% актов распада) и 3,4 гамма-кванта (11% актов распада).

По общепринятым научным представлениям, радиоактивный распад подчиняется статистике Пуассона.

Это распределение обладает следующими свойствами:

1. Случайные события для непересекающихся областей являются взаимно независимыми.
2. Вероятность попадания в данную область пространства того или иного числа частиц не зависит от расположения области в пространстве, а зависит лишь от ее объема.
3. Вероятность попадания одной частицы в область пространства малого объема с точностью до бесконечно малых высшего порядка пропорциональна величине этого объема.

Эксперимент проводился одним датчиком гамма-излучения, который вначале измерял фон, а в середине эксперимента производилось внешнее воздействие (перед датчиком садился человек). Были получены результаты, проиллюстрированные на рис. 1, 2.

Как видно из рис. 1, датчик реагирует на присутствие человека.

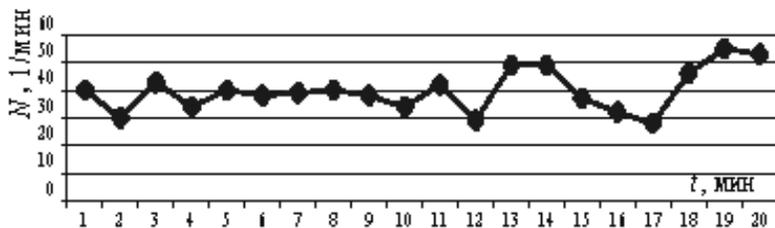


Рис. 1. Зависимость показаний датчика от времени, где N – число гамма-квантов, зарегистрированных датчиком в единицу времени

Как уже говорилось выше, в зависимости от уровня активности, мозг человека (а также и некоторые другие органы) по-разному насыщены кровью, и уровень радиационного излучения вблизи мозга должен это отражать. Это подтвердил эксперимент над спящим человеком. Известно, что фазы глубокого и активного сна наступают с периодом около полутора часов, что и показал опыт [1]. В течение первых примерно полутора часов шла переходная фаза (происходило засыпание), а далее четко через полтора часа существенно увеличивалась интенсивность излучения (фиксировалась фаза быстрого сна). Длительность одного измерения составляла пять минут.

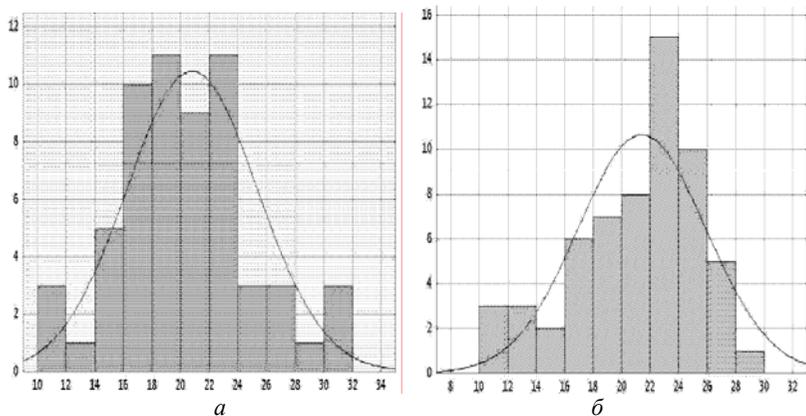


Рис. 2. Гистограммы распределения показаний датчика гамма-излучения от головы испытуемого: a – в спокойном состоянии; b – после физического стресса

Проводились эксперименты по измерению статистических параметров гамма-излучения от человека в разных психофизиологических состояниях. Эксперименты по измерению гамма-излучения от челове-

ка показывают отклонения в гистограммах распределения от пуассоновского вида. Для разных людей, а также для одного человека, находящегося в разных психофизиологических состояниях, наблюдается различный характер отклонения параметров статистического распределения. Гистограммы излучения от головы пациента, по сравнению с фоновыми, в большой степени отличаются от пуассоновских по виду, и по значениям χ^2 и p (вероятности, что данное распределение является пуассоновским).

Вышеописанные эксперименты свидетельствуют о наличии взаимосвязи между активностью мозга и интенсивностью и статистическим распределением его радиоактивного излучения, что позволяет использовать этот метод для осуществления диагностики состояний стресса.

Проведенные нами предварительные исследования показали потенциальную возможность развития данного метода и дальнейшего успешного применения его в медицине. В дальнейшем планируются работы по созданию основ для проведения автоматизированного компьютерного анализа результатов и формирования сигналов БОС, разработки гибкой интерактивной сервисной программы управления процессом релаксации и лечения неврологических заболеваний. Планируется проведение широких исследований с привлечением медицинских учреждений. Реализация этого проекта позволит сделать большой шаг вперед в развитии БОС-технологий [2].

Проект ГПО КУДР-1003 – «Устройство диагностики и профилактики стрессовых состояний человека».

ЛИТЕРАТУРА

1. Молошников В.А., Еханин С.Г., Ярымова И.А. Бесконтактный датчик для систем биологической обратной связи // Приборы + автоматизация. 2008. №12 (102). С. 11–17.
2. Иващенко О.И. Перспективы использования метода БОС в нейротерапии хронических заболеваний // Науч.-практ. конф. «Опыт лечения и диагностика». М., 2001.

МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ КАНАЛА БОС

*А.С. Моляров, А.А. Николаева, Е.И. Казко, О.А. Ушницкая,
В.М. Шараборина, студенты*

г. Томск, ТУСУР, каф. КУДР, stalker@main.tusur.ru

Традиционная физиотерапевтическая аппаратура с биологической обратной связью (БОС) [1] дорогостояща и сложна в эксплуатации, так

как содержит множество датчиков, которые необходимо крепить на теле пациента. Датчики, прикрепляемые к телу пациента, а также провода затрудняют процесс релаксации, а значит, и БОС-терапию. Вследствие этого создание физиотерапевтической аппаратуры с бесконтактной БОС весьма актуально.

Предлагаемый к разработке метод бесконтактной БОС основан на пассивном радиоизотопном методе [2]. Суть такой БОС состоит в непрерывном статистическом анализе данных, получаемых с радиометрических датчиков, расположенных вблизи тела человека.

В экспериментах по измерению гамма-излучения от человека, проведенных в СКБ «Сталкер» ТУСУРа, были выявлены отклонения в гистограммах распределения от пуассоновского вида [2]. Для разных людей, а также для одного человека, находящегося в разных психофизиологических состояниях, наблюдается различный характер отклонения параметров статистического распределения. Это явление было успешно использовано в работах по регистрации стрессовых состояний, а также биоритмов человека. Однако было замечено существенное колебание вида гистограмм распределения и других статистических параметров временных рядов показаний датчиков от времени.

Как выяснилось в дальнейшем, солнечная активность, проявляющаяся в возникновении волн плавучести и изменяющая поток атмосферных гамма-квантов [3], является основным мешающим фактором для осуществления БОС предложенным методом.

Атмосферные, или вторичные, гамма-кванты образуются на высоте порядка 30–50 км под действием бомбардирующих атмосферу космических лучей. Эти гамма-кванты обладают большой проникающей способностью (имеют энергию около 100 МэВ) и способны достичь поверхности Земли. Энергия гамма-излучения, испускаемого радионуклидами земного происхождения и образующего естественный радиационный фон, не превышает 2,6 МэВ. Поскольку используемый датчик (газоразрядный счетчик) не позволяет производить селекцию по энергиям, поэтому для отделения частиц с энергиями менее 2,6 МэВ использовался свинцовый экран.

Нами был проведен ряд экспериментов для выявления временной зависимости интенсивности потока атмосферных гамма-квантов. Измерялось количество частиц, зарегистрированных датчиком за заданные промежутки времени.

Как видно из рис. 1, наблюдаются существенные колебания интенсивности потока атмосферных гамма-квантов от времени.

Проведенный спектральный анализ временных рядов, полученных в результате эксперимента по измерению фона, показал, что большая часть выявленных циклов совпадает с периодами вариаций атмосферных гамма-квантов [4].

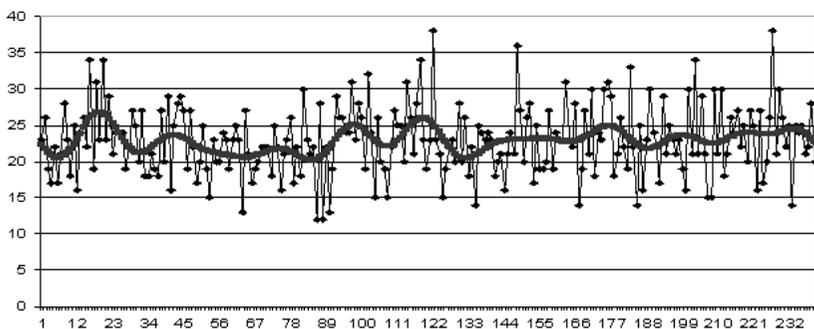


Рис. 1. Временные ряды показаний датчиков, измеряющих фоновое излучение, толстой линией показано сглаживание методом Фурье

Для исключения влияния атмосферных гамма-квантов на канал БОС предлагается следующее аппаратное решение. В качестве датчика необходимо использовать сцинтиляционный датчик, способный выделять гамма-частицы по энергиям. При попадании гамма-кванта в такой датчик возникает вспышка света, которая регистрируется фотоэлектронным умножителем (ФЭУ).

В схему устройства (рис. 2) входит компаратор, который пропускает импульсы лишь высокой амплитуды, характеризующие атмосферное гамма-излучение. Сигнал на выходе усилителя содержит импульсы как высокой, так и низкой амплитуды. Необходимо, чтобы импульсы большой амплитуды на выходе компаратора совпадали по времени с аналогичными импульсами на выходе усилителя. Для компенсации времени, потерянного сигналом на прохождение через компаратор, необходимо предусмотреть линию задержки для сигнала.

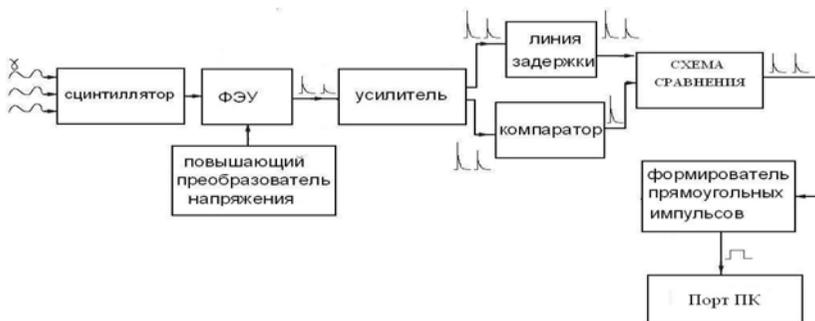


Рис. 2. Структурная схема устройства

С выходов линии задержки и компаратора сигналы поступают на схему сравнения. На её выходе выделяются лишь импульсы низкой амплитуды, характеризующие полезный сигнал от биообъекта. Но он короток по времени и часто не регистрируется портом компьютера ввиду его относительно медленной работы. Поэтому необходимо сформировать импульс достаточной длительности, чтобы он мог быть замечен компьютером.

Кроме аппаратного решения, для выделения полезного сигнала можно использовать и аналитический метод. Как видно из рис. 1, это можно сделать при измерении излучения от биообъекта вычитанием из значений ряда, образованного показаниями датчиков, соответствующих значений кривой, обусловленной суммой короткопериодических циклов вариаций потока атмосферных гамма-квантов и случайной составляющей.

Проект ГПО КУДР-1003 – «Устройство диагностики и профилактики стрессовых состояний человека».

ЛИТЕРАТУРА

1. Информация о методе БОС. Официальный сайт отделения нейрофизиологии клинической больницы ЗИЛ, г. Москва. <http://neuron.relline.ru/bos-links.htm>

2. Молошников В.А., Еханин С.Г., Ярымова И.А. Бесконтактный датчик для систем биологической обратной связи // Приборы и средства автоматизации. 2008. №12 (102). С. 11.

3. Гальпер А.М., Лейков Н.Г., Лучков Б.И. Гамма-излучение и волны плавучести в атмосфере // Природа. 1981. № 6. С. 14.

4. Гальпер А.М., Кириллов-Угрюмов В.Г. и др. Короткопериодические пульсации атмосферных гамма-квантов // Природа. 1977. №4. С. 136.

СЕКЦИЯ 5

КОНСТРУИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

*Председатель – Лоцилов А.Г., с.н.с., СКБ «Смена», к.т.н.;
зам. председателя – Бомбизов А.А., м.н.с. СКБ «Смена»*

ТЕПЛОВОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ КАБЕЛЬНОЙ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

*С.А. Артищев, студент каф. РЭТЭМ, техник СКБ «Смена»
Научный руководитель Э.В. Семенов, доцент каф. РЗИ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, 824tusur@mail.ru*

В процессе эксплуатации кабельной линии передачи в ней могут появляться различного рода дефекты. В ранее проделанной работе [1] был изучен один из дефектов, проявляющий нелинейные свойства – контакт металл–окисел–металл. Однако к подобным ненадежным, но еще функционирующим участкам линии можно отнести локальное уменьшение диаметра сечения кабеля – утоньшение кабеля. Появление такого дефекта приводит к возникновению ситуации, когда в линии передачи протекает ток, на который не рассчитаны используемые в линии кабели. Подобного рода дефект может образоваться при обеспечении контактного соединения сваркой, так называемый «подрез» – местное уменьшение толщины основного металла у границы шва. Подрез приводит к уменьшению сечения металла и резкой концентрации напряжений в тех случаях, когда он расположен перпендикулярно действующим рабочим механическим напряжениям [2]. В связи с этим представляет интерес обнаружение и устранение подобного рода дефектов.

В настоящей работе изучаются свойства проводника малого сечения, проявляемые при выделении на нем большой мощности. Для этого были рассмотрены методы и средства теплового моделирования, построена тепловая модель проводника с током и проведено моделирование прохождения сигнала по нагретому участку линии передачи.

Для проведения исследований теплового режима и построения тепловой модели в первую очередь необходимо определить способ моделирования. Для этого был проведен обзор существующих методов и средств моделирования. Из наиболее распространенных методов расчета теплового режима можно выделить метод конечных разностей,

метод однородного анизотропного тела, метод изотермических поверхностей и др. Среди САПР, реализующих тепловое моделирование, выделяют такие, как SolidWorks Flow Simulation, основанный на методе конечных элементов; система Асоника – отечественная система моделирования тепловых процессов в электронном оборудовании; Ansys Iceboard – программа теплового моделирования печатных плат и др. Однако в них или не учитывается один из механизмов разогрева, или этот учет осуществляется в сложной форме, что затрудняет их применение. Было принято решение на первом этапе работы реализовать тепловую модель численным методом с помощью программного продукта Mathcad 14.

При моделировании кабельная линия передачи рассматривалась как составная структура, в основу которой взят одиночный медный провод. Мощность, подводимая к проводу, рассеивается за счет свободного конвективного теплообмена, излучения и теплопроводности с торцов к коммутационным элементам. Тогда провод можно рассмотреть как стержень длиной l мм с поперечным сечением S и равномерным распределением температуры $T(x)$ (рис. 1).

На боковой поверхности стержня и на торцах $x = 0$ и $x = l$ происходит теплообмен с условными средами (коммутирующие провода). В стержне действует равномерно распределенный по длине источник теплоты с удельной мощностью q_V . В работе Г.Н. Дульнева [3] приводится уравнение, описывающее стационарное температурное поле стержня. Там же приведена система уравнений, которая описывает стационарный теплообмен стержня в рамках модели с сосредоточенными параметрами и позволяет определить среднеобъемную температуру T_V , совпадающую со средней температурой боковой поверхности, и температуры торцов T_0, T_l .

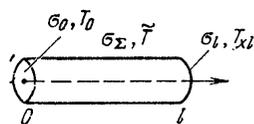


Рис. 1. Стержень с боковым теплообменом

С помощью данной тепловой модели можно оценить среднеобъемную температуру медного проводника (диаметром сечения $D = 0,09$ мм, длиной $l = 100$ мм) с током. Сопротивление проводника до нагревания при $T = 23$ °С составило $R_x = 275$ мОм. Пусть на рассматриваемом участке проводника выделяется мощность $P = 1$ Вт. Тогда по результатам моделирования среднеобъемная температура проводника в установившемся тепловом режиме $T_V = 1162$ °С. Учитывая температурную зависимость сопротивления меди, можно рассчитать сопротивление нагретого провода по формуле

$$R_H = R_x \cdot [1 + \alpha_R (T_V - T)],$$

где α_R – температурный коэффициент электрического сопротивления меди, $\alpha_R = 4,3 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$.

В эквивалентной схеме разработанной экспериментальной установки сигнал с генератора $u(t)$ (кривая 1, рис. 2–3) поступает на резистор 50 Ом. Далее, проходя через фильтр верхних частот, сигнал поступает на объект исследования (ОИ). Преобразованный на ОИ сигнал регистрируется осциллографом. При моделировании работы данной схемы используется значение параметра сопротивления проводника в нагретом состоянии $R_T = 1622 \text{ мОм}$ и при комнатной температуре $R_x = 275 \text{ мОм}$. Результаты моделирования были подтверждены реальным экспериментом с медным проводником, описанным выше. На рис. 2 и 3 представлены результаты сопоставления моделирования (кривая 2) прохождения сигнала $u_x(t)$, $u_n(t)$ и эксперимента (кривая 3) для проводника с температурой $T = 23 \text{ } ^\circ\text{C}$ и для проводника с температурой $T_V = 1162 \text{ } ^\circ\text{C}$ соответственно.

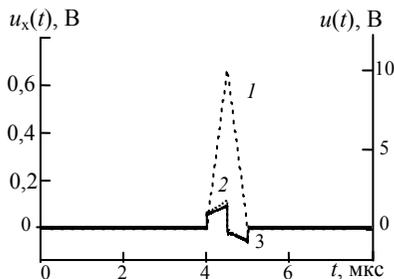


Рис. 2. Тестовый сигнал и сигнал на проводнике до нагревания. Кривая 1 – тестовый сигнал с генератора; 2 – модель; 3 – эксперимент

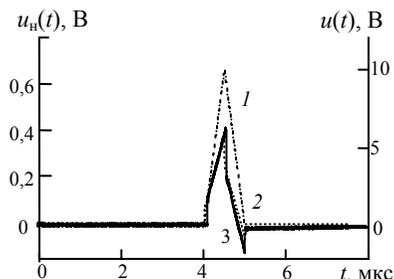


Рис. 3. Тестовый сигнал и сигнал на нагретом проводнике. Кривая 1 – тестовый сигнал с генератора, 2 – модель, 3 – эксперимент

В ходе проведения экспериментальных исследований было показано, что участок линии передачи, содержащий дефект в виде утоньшения кабеля, способен вносить искажения в передаваемый сигнал. Полученная тепловая модель позволяет получить зависимость сопротивления дефектного участка линии передачи от приложенного к нему напряжения. На следующем этапе работы предполагается исследовать возможность обнаружения подобного рода дефектов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Артишев С.А. Моделирование и экспериментальное исследование нелинейного контакта металл–окисел–металл // Матер. докл. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2006», Томск, 4–7 мая 2006 г. Томск: В-Спектр, 2010. Ч. 1. С. 229–231.

2. Подрезы как дефект сварного шва [Электронный ресурс]. Технология электрической сварки плавлением URL: <http://avtoz-nn.ru/svarka/1/tehno25.html> (дата обращения: 12.03.2012).

3. Дульнев Г.Н. Тепло- и массообмен в РЭА / Г.Н. Дульнев, В.Г. Парфенов, А.В. Сигалов. М.: Радио и связь, 1984.

СПОСОБ И УСТРОЙСТВО ДЛЯ БЕСКОНТАКТНОГО ИЗМЕРЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ СВЕТОДИОДОВ В ОСВЕТИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВАХ

Ю.С. Гончарова, студентка каф. АОИ

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

г. Томск, ТУСУР, Xel9I@mail.ru

Температура полупроводниковых источников света является важнейшим параметром, определяющим как надежность осветительных устройств, так и стабильность их основных эксплуатационных характеристик: светоотдачи, цветопередачи и цветовой температуры [1]. В настоящее время конструкция осветительных устройств – светодиодных устройств (СУ) на полупроводниковых источниках света состоит из множества светодиодов (СД) – от 10 до 100 штук, смонтированных в определенной последовательности в виде матриц на печатной или теплопроводящей изолирующей плате. Причем СД могут быть как в виде отдельных кристаллов (чипов), так и кристаллов, собранных в керамическом или пластмассовом корпусе. Так как электрическая мощность, подаваемая на отдельный СД, имеет величину от 0,1 до 10 Вт, то при этом температура кристалла может достигать величины от 50 до 150 °С. Температура кристалла в 150 °С является предельной рабочей температурой СД. Поэтому важнейшей задачей в производстве и эксплуатации осветительных устройств на СД является контроль температуры кристалла. Температура кристалла определяется не только свойствами и конструкцией самого кристалла, но и способом крепления и его охлаждением в осветительном устройстве. Любые отклонения в технологии сборки СУ могут привести к катастрофическим последствиям. Поэтому обязательной операцией в производстве СУ является 100% контроль качества крепления по температуре кристалла. В полупроводниковом производстве для контроля температуры нашли устройства, в принцип работы которых положена регистрация прямого падения напряжения на $p-n$ -переходе СД [2]. Однако эти устройства малоприменимы для измерения температуры СД в СУ, поскольку все они объединены в одну электрическую схему с чередованием параллельного и последовательного их включения.

Поэтому наиболее эффективно для контроля температуры СД в СУ применение устройств, измеряющих температуру путем регистрации, температурной зависимости длины волны или полуширины спектра излучения СД [3].

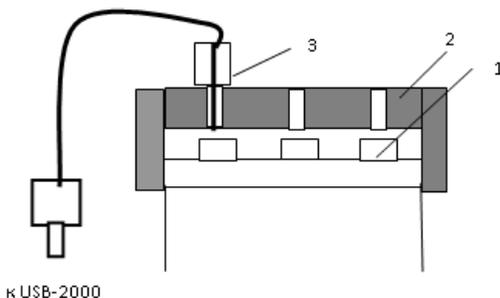
Типичная конструкция светодиодной лампы ЛПК-220 производства ОАО НИИПП представлена на рис. 1. Она состоит из 5 СД, смонтированных на модульной плате. Расположение СД на плате показано на рис. 2. Модульная плата закреплена в корпусе с цоколем. Внутри корпуса находится драйвер светодиодной лампы. Драйвер обеспечивает стабильный рабочий ток 350 мА через последовательно соединенные СД при прямом падении напряжения на каждом светодиоде порядка 3,2–3,3 В. Очевидно, что самая высокая тепловая нагрузка приходится на центральный СД.



Рис. 1. Конструкция светодиодной лампы

Для измерений спектра излучения использовано малогабаритное устройство с оптическим зондом и спектрометрическим фотоприемником типа USB2000 (рис. 2). Измерения спектров излучения проводились через трафарет, в котором имеется система отверстий диаметром, равным диаметру оптического волокна, причем координаты этих отверстий совпадают с координатами расположения СД на модульной плате лампы.

Рис. 2. Устройство для измерения температуры светодиодов на модульной плате сигнальной лампы:
1 – светодиоды на плате;
2 – шаблон с координатными отверстиями;
3 – оптическое волокно с разъемами



Результаты измерений температуры кристаллов СД приведены в таблице.

Проведенный расчет и экспериментальные исследования показали, что предложенный способ измерения температуры позволяет оценить перегрев отдельных светодиодов в устройстве. Измеренная рабочая температура кристаллов СД в лампе ЛПК-220 не достигает пре-

дельно допустимой. При этом температура центрального СД превышает температуру периферийных СД не более чем на 12 °С.

Результаты измерений

Метод определения температуры	Перегрев кристалла центрального СД ΔT °С, относительно температуры окружающей среды	Перегрев кристалла центрального СД относительно периферийных СД, ΔT °С	Примечание
Расчет по стандартной методике	91	6	Расчет проведен с учетом потерь мощности на излучение (25%)
По сдвигу максимума длины волны излучения кристалла СД	45	0	Температурный коэффициент 0,05 нм/К
По полуширине спектра излучения кристалла	75,5	12	Температурный коэффициент 0,075 нм/К
По изменению прямого напряжения	63	8	

Сравнительные измерения температуры различными методами, показали, что наиболее перспективным, для бесконтактного контроля теплового режима многоэлементных светодиодных ламп является бесконтактный метод, основанный на использовании температурной зависимости полуширины синей линии излучения кристалла [4].

ЛИТЕРАТУРА

1. Мотойа А., Каи М., Манабе И. Управление тепловым режимом светодиодных ламп // Полупроводниковая светотехника. 2011. №4. С. 43–45.
2. Луценко Е. Температура перегрева активной области коммерческих светодиодов // Полупроводниковая светотехника. 2011. №2. С. 26–29.
3. Бадгудинов М.Л., Коробов Е.В., Лукьянов Ф.А. Спектры люминесценции, эффективность и цветовые характеристики светодиодов белого свечения на основе гетероструктур InGaN/GaN // Физика и техника полупроводников. 2006. Т. 40, вып. 6. С. 758–763.
4. Заявка на полезную модель № 2011151030/28(076624).

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ УПРАВЛЯЕМОГО КОММУТАТОРА ДЛЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ КОМПОНЕНТОВ ИНФОРМАЦИОННЫХ МАГИСТРАЛЕЙ

*С.П. Караульных, студент 5-го курса; техник СКБ «Смена»
Научный руководитель А.Г. Лоцилов, с.н.с. СКБ «Смена», к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. РЭТЭМ, KS0289@sibmail.com*

В ходе работ по созданию автоматизированной системы контроля информационных магистралей космических аппаратов была поставлена задача разработки и изготовления управляемого коммутатора, обеспечивающего автоматизированное переключение режимов измерения при тестировании компонентов информационной магистрали в соответствии с требованиями ГОСТ Р 52072-2003 [1].

На рис. 1 приведена электрическая структурная схема разрабатываемого управляемого коммутатора.

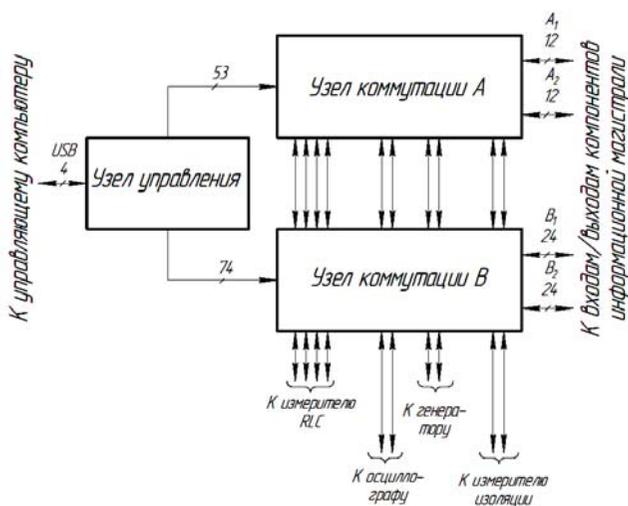


Рис. 1. Электрическая структурная схема управляемого коммутатора

Узел управления коммутатора подключается к управляющему компьютеру посредством последовательной шины USB. Приняв команду с управляющего компьютера, узел управления через сдвиговые регистры обеспечивает управление состоянием группы реле, расположенных в узлах коммутации А и В. В ходе работ по проекту разработаны и изготовлены печатные узлы коммутатора, фотография макета коммутатора приведена на рис. 2.

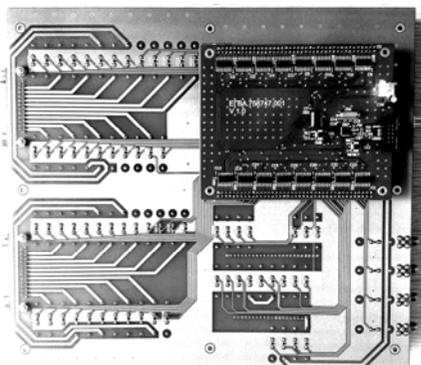


Рис. 2. Фотография макета коммутатора (вид снизу)

На данном этапе были разработаны и отлажены программное обеспечение узла управления коммутатора и динамическая библиотека управляющего компьютера. Программное обеспечение узла управления было разработано в среде WINAVR 20100110. Динамическая библиотека предназначена для управляющего компьютера, была разработана в среде Microsoft Visual Studio 2010 Express.

Проведено предварительное тестирование коммутатора в двух режимах: режиме измерения сопротивления изоляции и режиме измерения реактивного сопротивления.

Для тестирования коммутатора в режиме измерения сопротивления изоляции проводилось два измерения. Первое измерение состояло в определении величины сопротивления резисторов марки КЭВ-1, включенных последовательно при непосредственном подключении к измерителю сопротивления изоляции НЮКИ 3153. Номиналы резисторов для последовательного подключения были следующие: 910, 750, 560 и 470 МОм. Измеренное значение сопротивления составило 2485 МОм. Во втором режиме измерений то же сопротивление измерялось через управляемый коммутатор. Значение сопротивления во втором режиме составило 2461 МОм. Из полученных значений можно сделать вывод, что систематическая погрешность, вносимая коммутатором, не более 1%, которую можно исключить, зная собственное значение сопротивление коммутатора. Также можно отметить: чем меньше сопротивление изоляции, тем меньше коммутатор вносит погрешность в измерения. По измеренным значениям сопротивления было вычислено собственное сопротивление коммутатора, равное 255 ГОм.

Аналогичным образом были проведены измерения емкости чип-конденсатора номиналом 100 пФ. При тестировании использовался RLC измеритель Agilent E4980A, входящий в состав автоматизирован-

ной системы контроля компонентов информационных магистралей. Измерение осуществлялось на частоте 1 МГц. Первое измерение проводилось без подключения коммутатора – измеренное значение составило 97,4 пФ. Второе измерение проводилось через одну из линий коммутатора, измеренное значение – 96,5 пФ. Как видно из результатов измерений, погрешность измерения емкости также не превышает 1%.

На следующем этапе планируется провести измерения импульсных и частных характеристик объектов контроля с использованием функционального генератора, двухканального осциллографа в составе АСК ИМК.

ЛИТЕРАТУРА

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

РАЗРАБОТКА ОБОБЩЕННОЙ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМЫ КОМПОНЕНТОВ ИНФОРМАЦИОННОЙ МАГИСТРАЛИ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

*М.А. Лазько, студент каф. КСУП, техник СКБ «Смена»;
И.М. Макаров, студент каф. КИБЭВС, техник СКБ «Смена»
Научный руководитель А.Г. Лоцилов, с.н.с. СКБ «Смена», к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, ФВС, tanzorr-team@sibmail.com*

В соответствии с ГОСТ 52072–2003 [1] магистральная шина состоит из последовательно соединенных через разветвители отрезков кабелей и двух согласующих резисторов шины на ее концах.

Требовалось разработать обобщенную схему компонентов магистральной шины. Было установлено, что разветвитель с трансформаторной связью 14Ф141.0501-0, применяемый в изделиях ОАО «Информационные спутниковые системы», является наиболее сложным объектом контроля, иллюстрирующим полный перечень коммутации. Исходя из этого, определены ограничения на схему. Схема представляет собой 12-портовое устройство, имеющее два входных и два выходных шинных порта. Каждый из портов имеет дифференциальную (симметричную) схему подключения. Также схема содержит восемь шлейфных портов, предназначенных для съема сигнала с шины. Обобщенная схема объекта контроля в виде N -полюсника представлена на рис. 1.

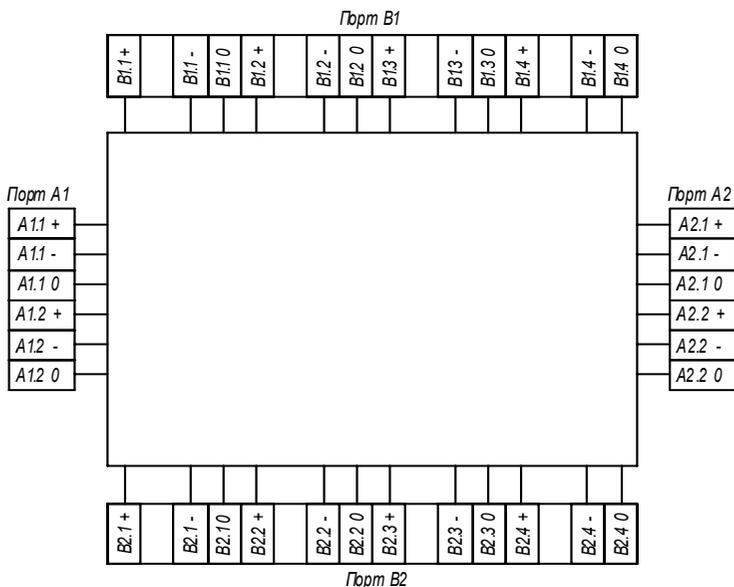


Рис. 1. Обобщенная схема объекта контроля: $A1, A2$ – порты коммутатора АСК ИМК для подключения к шинным входам объекта контроля; $B1, B2$ – порты коммутатора АСК ИМК для подключения к шлейфным входам объекта контроля

Путем редукции обобщенной схемы могут быть получены эквивалентные схемы других объектов контроля. Редукция схемы достигается: исключением резервирования шинных и/или шлейфных входов объектов контроля (разветвители); исключением шлейфных входов с возможной редукцией шинных входов (кабели, согласующие резисторы). В результате на основе обобщенной схемы объекта контроля может быть получено 12 схем подключения к реальным объектам контроля, используемым при построении информационных магистралей. Для их обозначения была введена классификация, изображенная на рис. 2.

Первый символ классификатора имеет буквенное обозначение и отвечает за тип объекта контроля (согласующий резистор, кабель, разветвитель). Остальные коды классификатора имеют цифровое обозначение от 1 до 2 и обозначают число входов/выходов объекта контроля. Наиболее сложным объектом, с точки зрения коммутации, будет объект, имеющий классификационный код $T-2-2-2$, что соответствует эквивалентной схеме разветвителя с трансформаторной связью 14Ф141.0501-0.

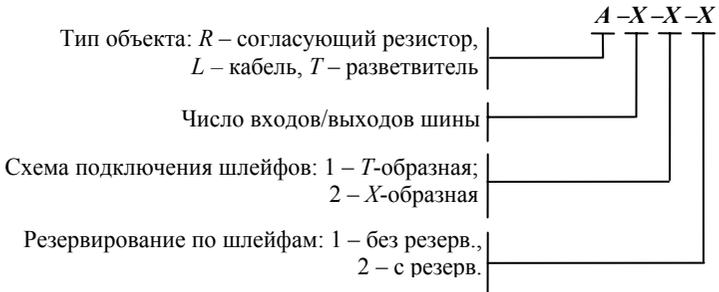


Рис. 2. Классификация объектов контроля

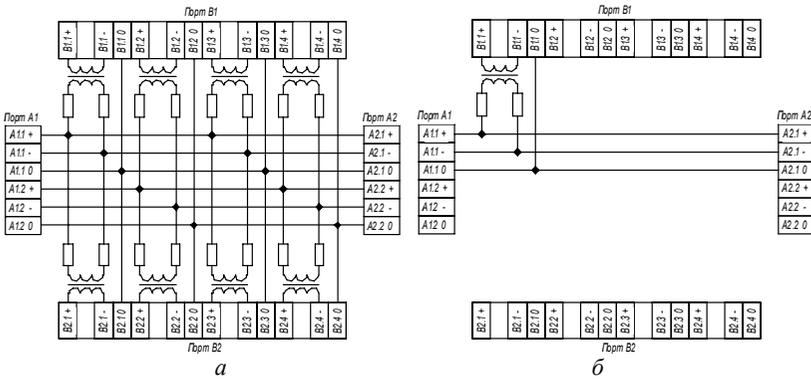


Рис. 3. Схема включения разветвителя: a – T -2-2-2; b – T -1-1-1

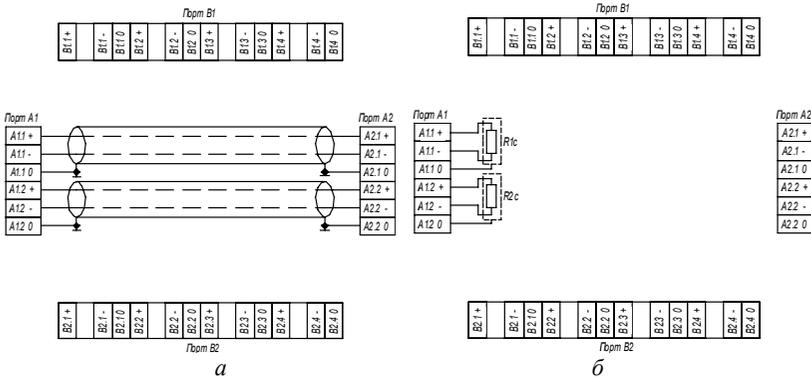


Рис. 4. Схема включения разветвителя: a – L -2; b – R -2

На рис. 3 представлены максимально и минимально возможные схемы включения разветвителей с трансформаторной связью, получаемые путем редукции обобщенной схемы объекта контроля.

На рис. 4 представлены схемы согласующего резистора и кабеля, полученные аналогичным образом.

Разработанная обобщенная схема объекта контроля и классификатор позволяют подойти к описанию режимов коммутации автоматизированной системы с общих позиций, как на аппаратном уровне, так и на уровне интерфейсов и алгоритмов работы программного обеспечения.

ЛИТЕРАТУРА

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

2. Разработка комплекса программных и технических средств для контроля информационных магистралей, обеспечения электромагнитной совместимости и исследования надежности унифицированного ряда электронных модулей на основе технологии «система-на-кристалле» для систем управления и электропитания космических аппаратов связи, навигации и дистанционного зондирования Земли с длительным сроком активного существования: Технический отчет по ОКР (промежуточ.) / Томский гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники; рук. Лощилов А.Г. Томск, 2011. 125 с. Исполн.: Э.В. Семёнов, А.Г. Лощилов, Н.Д. Малютин, Ю.А. Шиняков, В.Г. Христюков, Т.Х. Бибииков, А.А. Бомбизов, А.В. Убайчин, С.П. Караульных, С.А. Артищев, С.И. Смирнов, Н.А. Сулова, А.С. Тренин, И.О. Хисамиев.

ВИРТУАЛЬНЫЙ НЕЛИНЕЙНЫЙ РЕФЛЕКТОМЕТР НА БАЗЕ МОДУЛЬНЫХ ПРИБОРОВ NATIONAL INSTRUMENTS

М.А. Лазько, студент каф. КСУП, техник СКБ «Смена»;

А.Г. Лощилов, с.н.с. СКБ «Смена», к.т.н.;

Т.Х. Бибииков, аспирант каф. РЭТЭМ, м.н.с. СКБ «Смена»

Научный руководитель Э.В. Семенов, доцент каф. РЗИ, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, ФВС, tanzorr-team@sibmail.com

На современном этапе развития измерительной техники на первое место выходят модульные приборы, отличающиеся возможностью построения сложных измерительных систем за счет интеграции измерительных модулей в единую платформу и возможностью надстройки программного обеспечения, позволяющего автоматизировать процесс измерения.

Технология модульных приборов National Instruments (NI) объединяет в себе высокоточное высокоскоростное измерительное оборудование и программное обеспечение, оптимизированное для сбора и анализа результатов измерений.

В соответствии с тенденциями развития модульных приборов, определяемыми практическими потребностями и возможностями программного обеспечения, наиболее популярными в настоящее время является формат PXI и PXIExpress и среда графического программирования NI LabVIEW.

Ранее с помощью LabView было разработано программное обеспечение, реализующее метод классической рефлектометрии на базе платформы NI. Импульсная (классическая) рефлектометрия – это интенсивно развивающаяся область измерительной техники, которая основывается на получении информации об измеряемой линии по анализу реакции линии на зондирующее воздействие. Недостатком существующего метода является недостаточная информативность измерений. Результат измерения представляет собой характеристику линии – рефлектограмму, которая иллюстрирует процесс распространения сигнала в линии передачи. Рефлектограмма имеет максимумы/минимумы в тех местах линии передачи, где ее параметры резко изменяются (обрыв, короткое замыкание, повышение или понижение волнового сопротивления).

Применяемый в разрабатываемом программном обеспечении метод нелинейной рефлектометрии уникален [1].

Данный метод позволяет:

1) проводить диагностику качества и уточнение параметров моделей нелинейных элементов при сверхширокополосных воздействиях на них (в том числе в отношении точности представления нелинейных искажений СШП-сигналов);

2) выполнять адекватное измерение нелинейных искажений сигналов различными СШП-устройствами (усилителями, коммутаторами, защитными цепями и пр.) за счет применения тестовых сигналов, близких к тем, с которыми такие устройства реально работают;

3) в решениях для подповерхностной локации получать дополнительные классификационные признаки зондируемых объектов (по проявлению ими нелинейных свойств).

На данном этапе проводится разработка виртуального прибора [2] на базе шасси NI PXI-1042Q с встроенными модулями генератора произвольной формы PXI-5422 и осциллографа PXI-5124, позволяющего проводить измерения методом нелинейной рефлектометрии. На рис. 1 приведен интерфейс тестового приложения, реализующего метод нелинейной рефлектометрии.

В процессе проведения НИР [3] определены параметры тестовых сигналов, необходимые для обеспечения заданной дальности обнаружения объекта в линии передачи определенного типа.

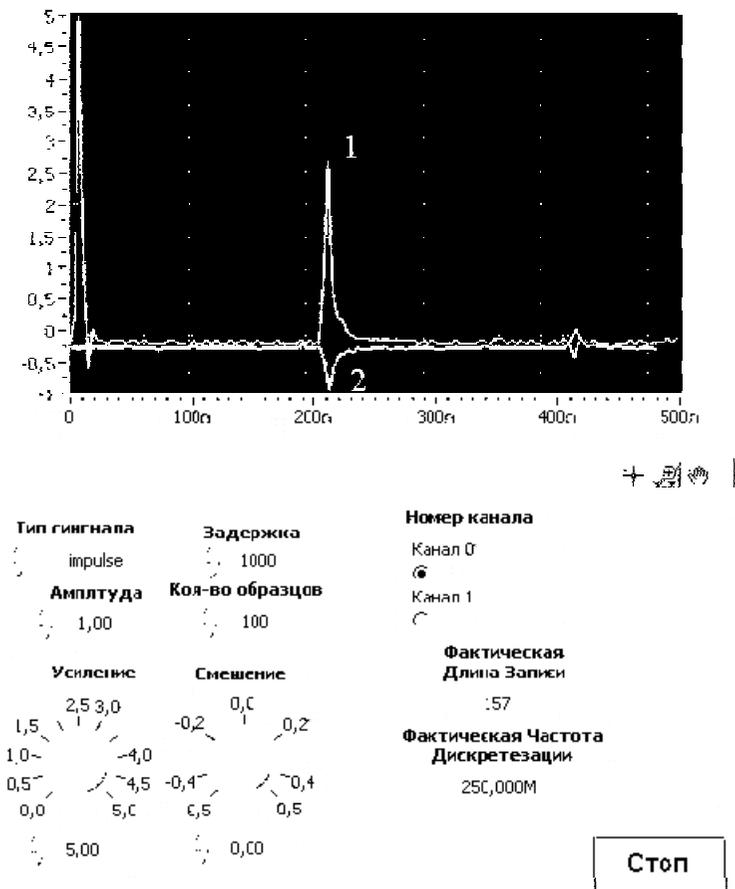


Рис. 1. Виртуальный нелинейный рефлектометр:
 1 – классическая рефлектограмма; 2 – нелинейная рефлектограмма

В дальнейшем рассматривается разработка универсального программного обеспечения под ряд моделей генераторов и осциллографов фирмы National Instruments, которое позволит независимо от модели аппаратной части использовать виртуальный нелинейный рефлектометр в исследовательских, учебных и инженерных целях. Планируется расширение функционала за счет добавления возможности настройки тестового сигнала и разработки инструментария для анализа результатов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Пат. 2263929 Российская Федерация, МПК7 G 01 S 13/00. Способ исследования нелинейности преобразования сигналов объектом / Семёнов Э.В.;

заявитель и патентообладатель Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. № 2004110640/09; заявл. 07.04.04 ; опубл. 10.11.05. Бюл. № 31 (III ч.). С 595.

2. LabView руководство пользователя [Электронный ресурс]: [пер. с англ.] / National Instruments Corporation. Электрон. тестовые дан. и граф. дан. 2003. Режим доступа: свободный (дата обращения: 4.10.2011).

3. Изучение нелинейного рассеяния объектами сверхширокополосных сигналов и исследование возможности создания на этой основе нелинейных рефлектометров и сенсоров : отчет о НИР (промежуточ.): 42–44 / Томский гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники; рук. Семёнов Э.В. Томск, 2009. 110 с. Исполн.: Лощилев А.Г., Павлов А.П., Бибииков Т.Х., Артищев С.А., Нигматулин Р.Р. Библиогр.: С. 96–103. № ГР 01200961361. Инв. №02201055521.

МАЛОШУМЯЩИЙ ТЕРМОСТАТИРОВАННЫЙ КВАРЦЕВЫЙ ГЕНЕРАТОР

А.В. Горевой, инженер ДИИС ЗАО НПФ «МИКРАН»;

А.В. Лирник, студент

г. Томск, ТУСУР, РТФ, lirnik.andrey@yandex.ru

В настоящее время кварцевые генераторы (КГ) находят широкое применение в синтезаторах частот в качестве опорных благодаря уникально высокой кратковременной и долговременной стабильности частоты выходного сигнала при относительно низкой стоимости. Одной из важнейших характеристик генератора в технике синтезаторов частот является характеристика спектральной плотности мощности фазовых шумов (СПМФШ) выходного сигнала, фактически определяющая качество выходного сигнала синтезатора.

Общие соображения по построению малошумящих КГ

Удобную связь характеристики СПМФШ с параметрами элементов генератора предложил Лисон [1]. Задача построения малошумящего кварцевого генератора сводится к выбору резонатора с некоторым типом среза, связи с ним, выбору активного элемента и его режима для получения минимума ФШ в некотором диапазоне отстроек от несущей.

При выборе резонатора чаще исходят из таких характеристик, как добротность, вид температурно-частотной характеристики и старение. Для термостатированного генератора наилучшим вариантом является резонатор с SC-срезом, добротность которого равна 10^5 , старение до 10^{-8} /год и нулевая чувствительность к изменениям температуры окружающей среды при подогреве резонатора до 85° [2]. Минимальные фазовые шумы достигаются, когда суммарная связь с резонатором равна 1, что соответствует снижению добротности резонатора относительно собственной в два раза [3].

Выбор активного элемента (транзистора) исходит из материала и технологии, которые определяют уровень НЧ шумов в самом активном элементе [4]. Уровень ФШ на отстройках до 10 кГц определяется уровнем НЧ шумов транзистора. Наименьший уровень собственных шумов имеют кремниевые биполярные транзисторы. С одной стороны, уровень НЧ шумов снижается при уменьшении рассеиваемой на транзисторе мощности, с другой – снижается отдаваемая транзистором в резонатор мощность и ФШ на отстройках выше 10 кГц от несущей растёт. Имеет место и обратный эффект. Здесь необходимо подобрать некоторый оптимум между шумами на разных отстройках. В случае КГ для измерительной техники целесообразно добиться минимума ФШ в непосредственной близости несущей, а ФШ на дальних отстройках подавить узкополосным фильтром, собранным на резонаторе, аналогичном «генераторному».

Описание генератора

Лучшими зарубежными опорными кварцевыми генераторами на сегодня являются генераторы фирмы Pascal [5] стоимостью \$5000, что крайне затрудняет массовое применение этих генераторов в измерительной технике фирмы «Микран». В связи с данным фактом была предпринята попытка разработать аналогичный генератор, приемлемый в цене. Схема генератора представлена на рис. 1.

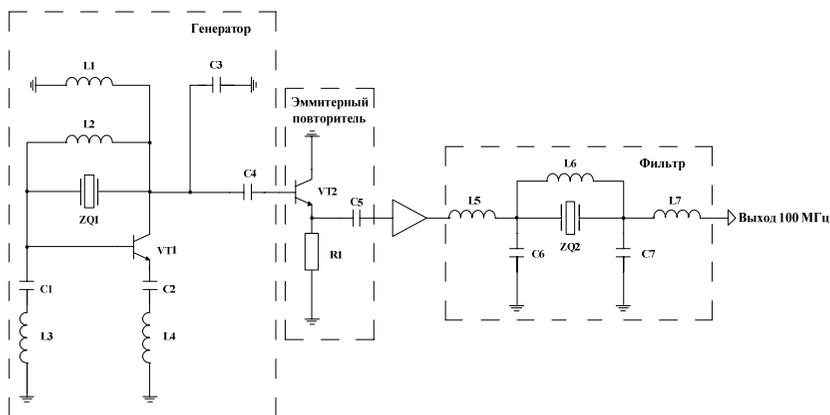


Рис. 1. Схема термостатированного кварцевого генератора

Генератор собран по схеме с параллельной обратной связью. Поскольку в данной системе используется резонатор с SC-срезом, работа происходит на пятой механической гармонике, что говорит о высокой добротности и долговременной стабильности частоты. Нагрузкой является эмиттерный повторитель с высоким входным сопротивлением.

Последовательно с повторителем идут усилитель мощности и выходной фильтр, выполненный на том же резонаторе, что и генератор. Последовательный контур L_3C_1 служит для подавления паразитных мод, характерных для резонаторов с SC-срезом, отстоящих от основной на 10% по частоте. Контур L_4C_2 необходим для подавления генерации на индуктивности L_2 . А индуктивность L_2 , включенная параллельно резонатору, служит для компенсации его статической емкости и повышает его нагруженную добротность в схеме генератора. Данному генератору необходимо напряжение питания 10 В (цепи питания не показаны). Потребление его составляет 200 мА после прогрева. На рис. 2 показана характеристика фазовых шумов кварцевого генератора, которая аналогична характеристике шумов зарубежного аналога.

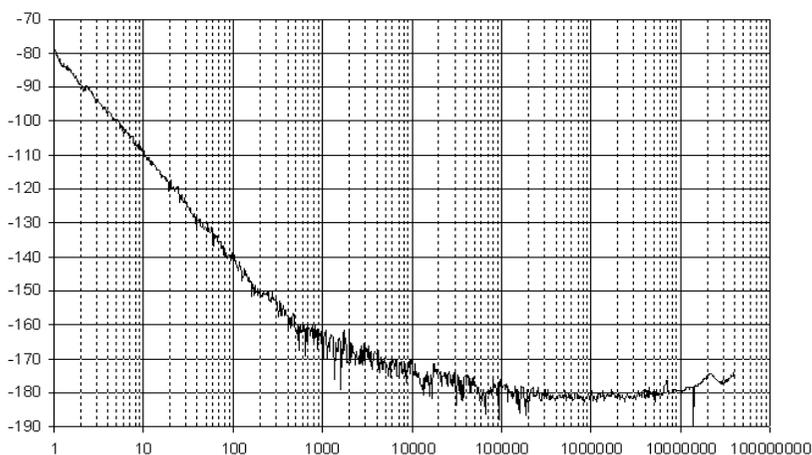


Рис. 2. Фазовые шумы кварцевого генератора

Заключение. Был разработан кварцевый генератор, имеющий аналогичные характеристики и намного меньшую себестоимость по сравнению с зарубежным аналогом, что делает его конкурентоспособным и широко применяемым в измерительной технике.

Проект ГПО РТС-1003 – «Разработка программных модулей радиотехнических систем».

ЛИТЕРАТУРА

1. Leeson D. A simple model of Feedback Oscillator Noise Spectrum // IEEE Proceedings. 1966. Vol. 54, №2. February. P. 329–332.
2. Croven Crystals [электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.croven crystals.com/croven_pdf/Old%20Spec%20Sheets/croven_catalog ue.pdf, свободный (дата обращения: 06.03.12).

3. Ченакин А. Фазовые шумы в СВЧ-генераторах. Методы решения проблемы // Электроника НТБ. 2011. Вып. №4. С. 52–61.

4. Царапкин Д.П. Методы генерирования СВЧ-колебаний с минимальным уровнем фазового шума: дис. ... д-ра техн. наук. М.: МЭИ(ТУ). 2004. 413 с.

5. OCXO series & OCXOF series [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.pascall.co.uk/products/OCXO-series-and-OCXOF-series.asp>, свободный (дата обращения: 06.03.12).

ГЕНЕРАТОР 4 ГГц НА ДИСКОВОМ КЕРАМИЧЕСКОМ РЕЗОНАТОРЕ С ЭКВИВАЛЕНТНОЙ ДОБРОТНОСТЬЮ 50 ТЫСЯЧ

А.В. Горевой, инженер ДИИС ЗАО НПФ «МИКРАН»;

А.В. Лирник, студент

г. Томск, ТУСУР, РТФ, lirnik.andrey@yandex.ru

Шумовой предел синтезаторов СВЧ на базе кварцевых опорных генераторов составляет порядка минус 130 дБн/Гц на отстройке 10 кГц от несущей 10 ГГц. Казалось бы, малощумящие генераторы типа [1] теоретически способны обеспечить на порядок меньший уровень фазовых шумов. Умножение частоты, реализуемое в синтезаторе тем или иным способом на практике, становится основным фактором, ограничивающим фазовые шумы системы на уровне минус 130 дБн/Гц.

Очевидный способ снижения фазовых шумов синтезатора – повышение частоты с сохранением шумовых характеристик опорного сигнала, что совместно с сопутствующим снижением коэффициента умножения опорной частоты даст требуемый эффект. Практически это влечёт за собой необходимость построения генератора, в идеале, гигагерцового диапазона с добротностью колебательной системы выше 50 тысяч. Единственный тип резонаторов, способный обеспечить такой уровень добротности, относительно дорогие, редкие и крупногабаритные дисковые диэлектрические резонаторы на волнах шепчущей галереи (широко известные лейкосапфировые резонаторы). Целесообразность применения таких изделий в массовой технике вызывает некоторые сомнения.

Применение КСС для повышения добротности резонатора

Существует, однако, метод повышения добротности колебательной системы генератора более чем на порядок без замены резонатора – метод комбинированной стабилизации частоты (КСС). Данный метод был развит в рамках исследований и разработок генераторов на лейкосапфировых резонаторах [2], и многие публикации описывают конструкции генераторов именно с лейкосапфировыми резонаторами, например [3–6]. Суть метода заключается в использовании резонатора с

критической связью в качестве частотного дискриминатора, преобразующего частотные флуктуации падающей волны в фазовые отражённой. Необходимым элементом здесь является устройство для разделения падающей и отражённой волн. Реализовав сравнение фаз волн на ФД (смесителе), получают высокочувствительный датчик фазовых флуктуаций, выход которого может использоваться как для измерений, так и для компенсации фазовых шумов генератора.

В рамках разработки малошумящего опорного генератора гигагерцового диапазона для синтезаторов частот с улучшенными шумовыми характеристиками была реализована идея КСС в генераторе с дисковым керамическим резонатором (ДР) (рис. 1).

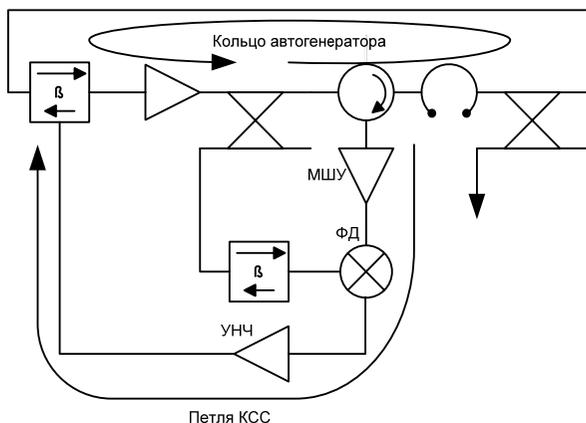


Рис. 1. Схема генератора с КСС

В отличие от лейкосапфировых, ДР доступны, дешёвы и просты в использовании, хотя и имеют на порядок меньшую добротность. Последний факт компенсирует КСС, уравнивая ДР и лейкосапфировые резонаторы.

Предельно достижимый уровень фазовых шумов в генераторе с КСС вычисляется по формуле 1 [3].

$$L_{\varphi}^{FD}(f_m) = [kT_k NF(f_m) / 2P_{inc}] \times 4 \times (B_0 / f_m)^2, \quad (1)$$

где k – постоянная Больцмана; T_k – температура в кельвинах; P_{inc} – мощность на входе частотного детектора; $B_0 = f/2Q_0$, f_m – смещение частоты; $NF(f_m)$ – общий коэффициент шума частотного детектора. Подставив в формулу значения $P_1 = 20$ дБм, $Q_0 = 10^4$, $f_0 = 10^{10}$, $NF = 2$ дБ, получим уровень фазового шума на отстройке 10 кГц от несущей минус 161 дБн/Гц против минус 130 дБн/Гц в случае кварцевого генератора с множителем частоты.

Описание генератора

Нами был собран генератор 4 ГГц по схеме рис. 1. В кольце автогенератора применён усилитель мощности HMC327MS8G Hittite Microwave с мощностью насыщения 28 дБм на частоте 4 ГГц. Резонатор типа ДРЦ ООО «Керамика» собственной добротностью 11 тысяч на частоте 4 ГГц. Связь с резонатором, близкая к критической, обеспечивает на резонансе коэффициент отражения около минус 50 дБ, а коэффициент передачи минус 9 дБ МШУ HMC716LP4 Hittite Microwave. Расчётный уровень фазового шума на отстройке 10 кГц от несущей минус 173 дБн/Гц.

Измеренная характеристика фазовых шумов показана на рис. 2.

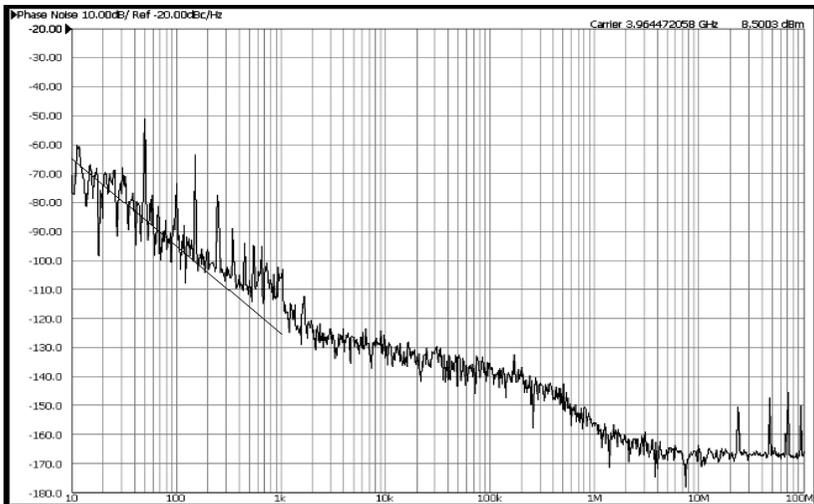


Рис. 2. Характеристика фазовых шумов

Следует отметить, что уровень технического оснащения не позволяет нам измерять столь низкие уровни фазовых шумов, что видно из рисунка. На отстройках выше 1 кГц виден шумовой порог измерителя E5052B Agilent Technologies. На отстройке 1 кГц от несущей измеренный уровень фазового шума минус 125 дБн/Гц, что на 30 дБ выше расчётного уровня. По-видимому, это связано с вносимыми шумами МШУ [2]. Тем не менее с учётом уровня фазового шума простого генератора на ДР без КСС минус 110 дБн/Гц, видно повышение добротности колебательной системы в пять раз. Полученный уровень фазовых шумов сравним с распространёнными кварцевыми генераторами типа [7].

Заключение

Реализован макет генератора 4 ГГц с эквивалентной собственной добротностью колебательной системы 50 тысяч с применением дешёвого ДР с собственной добротностью 11 тысяч. Полученный уровень фазовых шумов выходного сигнала позволит построить синтезатор частоты с улучшенными характеристиками спектральной чистоты относительно классического подхода с опорными кварцевыми генераторами. Обнаружено ограничение по фазовым шумам, не позволяющее добиться расчётных уровней и реализовать эквивалентную добротность колебательной системы до миллиона. В дальнейшем планируется уделить особое внимание преодолению указанного ограничения, после чего будет предпринята попытка повышения температурной стабильности частоты и, наконец, построения макетного образца малошумящего синтезатора частот на базе данного генератора.

Авторы выражают благодарность Н. Штину (SMK Electronics Corp., Design Department, Мексика) за помощь в разработке генератора.

Проект ГПО РТС-1003 – «Разработка программных модулей радиотехнических систем».

ЛИТЕРАТУРА

1. OCXO series & OCXOF series [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.pascall.co.uk/products/OCXO-series-and-OCXOF-series.asp>, свободный (дата обращения: 06.03.12).
2. Царапкин Д.П. Методы генерирования СВЧ-колебаний с минимальным уровнем фазового шума: дис. ... д-ра техн. наук. М.: МЭИ(ТУ), 2004. 413 с.
3. Nicolas A. Shtin, Jose Mauricio Lopez Romero and Eugen Prokhorov. Development of ultra low phase noise microwave oscillators at CENAM / Time and frequency division. CENAM. Queretaro. Qro. 76241. México, 2008. P. 6.
4. McNeilage C., Searls J.H., Ivanov E.N. et al. A review of sapphire whispering gallery-mode oscillators including technical progress and future potential of the technology / Poseidon Scientific Instruments Pty Ltd. 1/95 Queen Victoria St. Fremantle WA 6160. Australia. P. 9.
5. Tobar M.E., Ivanov E.N., Woode R.A., Searls J.H., Mann A.G. Low noise 9-GHz sapphire resonator-oscillator with thermoelectric temperature stabilization at 300 Kelvin. Microwave and Guided Wave Letters // 1995. IEEE. Apr. P. 108–110.
6. Ivanov E.N., Tobar M.E. Low Phase-Noise Microwave Oscillators With Interferometric Signal Processing. Microwave theory and Techniques / IEEE Transactions on. 2008. Aug. P. 3284–3294.
7. Magic Xtal Ltd [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.magicxtal.com/en/specs/MXO37H-14.PDF>, свободный (дата обращения: 06.03.12).

КОМПОНЕНТ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЕМ ИЗОЛЯЦИИ И ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОЧНОСТИ HIOKI 3153

И.М. Макаров, М.А. Лазько, студенты, техники СКБ «Смена»

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

г. Томск, ТУСУР, ФВС, videi@sibmail.com

В рамках проводимых работ по созданию автоматизированной системы контроля компонентов информационных магистралей (АСК ИМК) [1] решалась частная задача разработки динамической библиотеки для управления измерителем изоляции и электрической прочности Hioki 3153 [2]. Прибор Hioki 3153 предназначен для проведения измерения характеристики изоляции и электрической прочности материалов на постоянном и переменном токе при напряжении до 5 кВ. Измерения могут проводиться как в ручном режиме, так и в режиме программного управления по шине GPIB. Разработка динамической библиотеки управления прибором позволит осуществить автоматизированное измерение параметров изоляции и электрической прочности материалов компонентов информационных магистралей в соответствии с требованиями ГОСТ 52072–2003 [3]. Для реализации динамической библиотеки была выбрана среда разработки NI LabWindows/CVI, использующая язык программирования Си. Данная среда предназначена для разработки ПО измерительных систем и имеет встроенные функции работы с интерфейсами GPIB, PXI, VXI, USB, FireWire и встраиваемых плат сбора данных [4].

В результате работы была реализована динамическая библиотека HiokiGPIB.dll, которая подключается к ПО АСК ИМК и реализует управление прибором Hioki 3153. Перечень функций, параметры, а также их назначение приводятся в таблице.

Описание функций библиотеки HiokiGPIB.dll

Функция	Параметры	Назначение
1	2	3
InitilizationSession (void)		Выполнение инициализации прибора и открытие сессии для передачи данных
Название	Основные параметры	Назначение
SetSetting- sParametr(int test- Mode, double Volt, int Freq, double Time)	<i>TestMode</i> – режим тестирования. <i>Volt</i> – тестовое напряжение. <i>Freq</i> – частота, при которой проводится испытание. <i>Time</i> – время измерения	Установка параметров теста для измерения сопротивления изоляции и электрической прочности

Продолжение таблицы

1	2	3
StartMeasurement (void)		Запуск измерения
GetData_Insulation (char *Ins_res)	<i>Ins_res</i> – результат измерения сопротивления изоляции	Получение значения сопротивления изоляции
GetData_Withstand (char *With_res)	<i>With_res</i> – результат измерения сопротивления изоляции	Получение значения электрической прочности
Stop(void)		Остановка измерения
CloseSession (void)		Завершение сессии работы с прибором

На рис. 1 приведен пример использования данной библиотеки в ПО АСК ИМК.

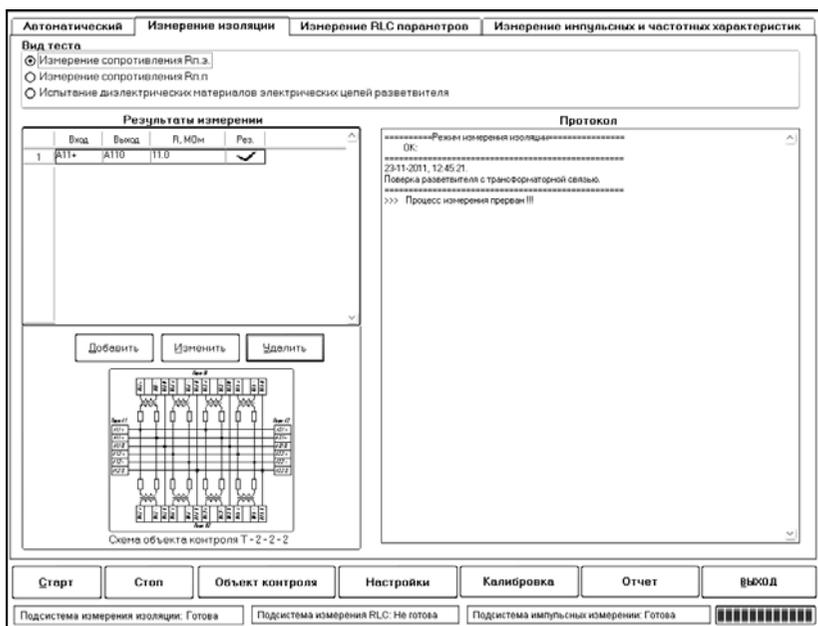


Рис. 1. ПО АСК ИМК в режиме измерения изоляции

Разработанная библиотека предназначена для использования в составе ПО АСК ИМК и позволяет производить измерения сопротивления изоляции и контроль электрической прочности материалов компонентов информационных магистралей в режиме программного управления.

ЛИТЕРАТУРА

1. Разработка комплекса программных и технических средств для контроля информационных магистралей, обеспечения электромагнитной совместимости и исследования надежности унифицированного ряда электронных модулей на основе технологии «система-на-кристалле» для систем управления и электропитания космических аппаратов связи, навигации и дистанционного зондирования Земли с длительным сроком активного существования. ОКР: Отчет по ОКР (промежуточ.) / ТУСУР, рук. Лошилов А.Г. М., 2011. 125 с.
2. Hioki 3153 Automatic insulation withstanding hitester instruction manual // September. 2006. P. 235.
3. ГОСТР 52072–2003. Интерфейс магистральный последовательный системы электронных модулей. Тестирование компонентов физической среды. Общие требования к методам контроля. Введ. 2004-01-01. М.: Изд-во стандартов, 2003. 14 с.
4. LabWindows/CVI Programmer Reference Manual [Электронный ресурс]: [пер. с англ.] / National Instruments Corporation. Электрон. текстовые дан. и граф. дан. 2007. Режим доступа: <http://www.ni.com/pdf/manuals/323643a.pdf>, свободный (дата обращения: 20.10.2011).

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ СОЛНЕЧНЫХ БАТАРЕЙ ПРИ НЕДОСТАТОЧНОЙ ОСВЕЩЕННОСТИ И ТЕМПЕРАТУРНОЙ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ

А.И. Отто, студент каф. КИПР

Научный руководитель Ю.А. Шняков, директор НИИ КТ, д.т.н.

г. Томск, ТУСУР, ottoai@mail.ru

В настоящее время активно ведутся разработка и внедрение альтернативных источников энергии. Одним из основных альтернативных источников является солнечная энергия, которая преобразуется в электрическую в солнечных батареях (СБ) под действием фотоэлектрического эффекта. В последние несколько лет стоимость солнечных батарей падает. За последний год цены на СБ упали на 30%. Этим обусловлен высокий интерес к фотоэлектрическим преобразователям [1].

Вольт-амперная характеристика (ВАХ) СБ имеет сильную зависимость от внешних условий: температуры и освещенности, что подтверждают проведенные испытания. На рис. 1, 2 представлены ВАХ и вольт-ваттные характеристики (ВВХ) модуля КСМ – 160, полученные в ходе эксперимента, проведенного с 10.08.2011 по 20.01.2012 при разной степени освещенности (рис. 1) и различной температуре фотоэлектрических элементов (рис. 2).

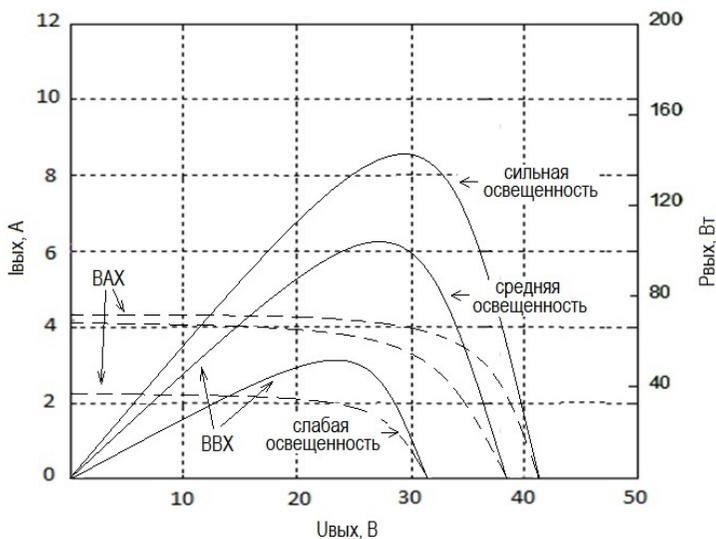


Рис. 1. VAX и VBX модуля КСМ-160 при разной степени освещенности: сильная – 950 Вт/м²; средняя – 650 Вт/м²; слабая – 300 Вт/м²

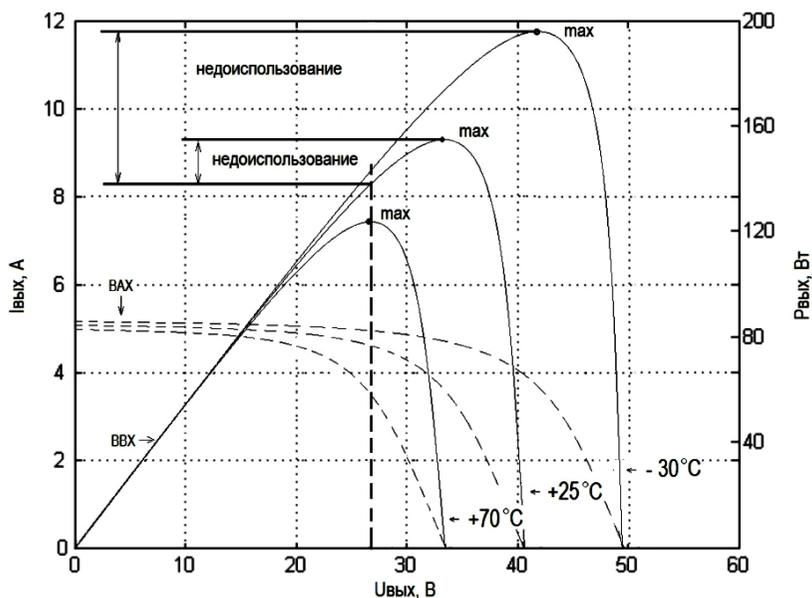


Рис. 2. VAX и VBX модуля КСМ-160 в температурном диапазоне –30...+70 °С

Следует иметь в виду, что при нахождении под прямыми лучами солнца температура батареи может превышать температуру окружающего воздуха в зависимости от конструкции: в теплое время года на 20–30°, а в ряде случаев, при отсутствии какого-либо охлаждения, разница может оказаться еще больше; в холодное время года – 10–15°. Велико также значение градиента температуры, который часто наблюдается на массивных солнечных батареях: центральная часть нагревается сильнее, чем края, а это в свою очередь требует более тщательного подхода к проектированию таких батарей.

Из данных, приведенных на рис. 1, 2, следует, что для наиболее эффективного преобразования энергии требуется регулировать напряжение солнечной батареи в точке экстремума мощности. Причем ее напряжение, соответствующее экстремуму мощности, может изменяться в течение светового дня при изменении температуры и освещенности фотоэлектрических панелей в достаточно широком диапазоне – от 28 до 48 В.

В настоящее время в наземных фотоэлектрических системах электропитания широко используется простое, параллельное соединение солнечной и аккумуляторной батарей (в таких системах напряжение на СБ определяется напряжением на аккумуляторной батарее в конкретный момент времени и зависит от степени ее заряженности) или регулирование напряжения на СБ в фиксированной, заранее заданной рабочей точке (режим работы является оптимальным только при максимальной температуре фотопреобразователя) [2].

Например, для непрерывного заряда аккумуляторных батарей от модулей КСМ-160 во всем температурном диапазоне необходимо настроить регулятор напряжения солнечной батареи на 28 В. Такой режим работы является оптимальным только при температуре около плюс 70 °С. Если же в условиях более низких температур СБ остынет и ее ВАХ изменится, то при данном значении напряжения прирост мощности будет незначительный, это значение не является максимально возможным (см. рис. 2), солнечная батарея недоиспользуется по энергии.

Таким образом для получения максимальной энергии от солнечной батареи необходимо поддерживать оптимальный режим работы СБ при изменении температуры и освещенности. Этого можно добиться, используя в системе питания режим экстремального регулирования мощности СБ. Поиск и поддержка оптимального энергетического режима позволяют получить дополнительную энергию, повысив тем самым энергетическую эффективность фотоэлектрической установки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Солнечные фотоэлектрические модули [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.solarhome.ru/ru/pv/tcm.htm>, свободный (дата обращения: 22.09.10) (дата обращения: 2.03.12).
2. Шиняков Ю.А. Экстремальное регулирование мощности солнечных батарей автоматических космических аппаратов / Ю.А. Шиняков // Вестник Самарского государственного аэрокосмического университета им. академика С.П. Королева. 2007. Вып. 1 (12). С. 72–78.

ЛАБОРАТОРНЫЙ СТЕНД ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ И КАЧЕСТВА ИСКУССТВЕННОГО ОСВЕЩЕНИЯ

*С.Ю. Слепцов, студент 4-го курса каф. КУДР, техник СКБ «Смена»
Научный руководитель А.А. Бомбизов, м.н.с. СКБ «Смена»
г. Томск, ТУСУР, каф. КУДР, sleptsov_stepan@mail.ru*

Создание рационального освещения рабочих мест важно при обеспечении благоприятных и безопасных условий труда.

В современном мире существуют различные виды ламп: накаливания, люминесцентные, светодиодные и др. При их выборе надо учитывать многие параметры, такие как световой поток, яркость, фон помещения и т.д.

Целью разработки является создание учебного лабораторного стенда для исследования эффективности и качества искусственного освещения, который будет использоваться при выполнении лабораторной работы по дисциплине «Безопасность жизнедеятельности». Изделие предназначено для изучения количественных и качественных характеристик освещения, оценки влияния типа светильника и цветовой отделки интерьера помещения на освещенность и коэффициент использования светового потока.

Лабораторная установка представляет собой макет (рис. 1) производственного помещения, оборудованного различными источниками искусственного освещения (светодиодная, люминесцентная, галогенная и лампа накаливания), и люксметра-пульсметра для измерения значений освещенности и коэффициента её пульсаций. На уровне пола размещены вентиляторы (рис. 2) для наблюдения стробоскопического эффекта и схематичные рисунки расположения ламп на потолке. Боковые стенки макета съемные, каждая с одной стороны окрашена в белый цвет, а с другой – в черный. Это необходимо для проведения исследования отражающих свойств ламп в зависимости от фона помещения.



Рис. 1. Выполненный макет



Рис. 2. Вентилятор

Питание ламп накаливания и люминесцентных ламп осуществляется с разными фазами. Согласно изображенной на рис. 3 электрической принципиальной схеме у макета есть возможность включать отдельно каждую лампу с помощью соответствующих переключателей, расположенных на передней панели корпуса.

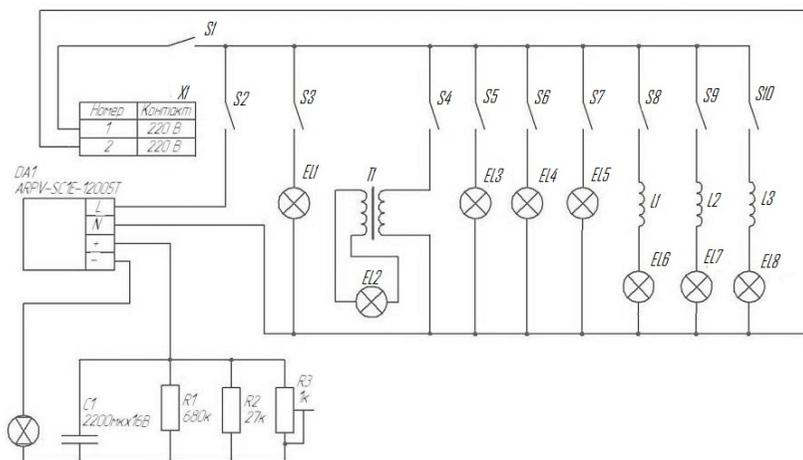


Рис. 3. Схема электрическая принципиальная

В настоящее время выполнен макет установки и ведется разработка комплекта конструкторской документации, включающего в себя техническое задание, схему электрическую принципиальную, чертеж корпуса и всех деталей, необходимых для его изготовления, рисунок лицевой панели и пояснительную записку. В комплекте конструкторской документации должны быть учтены выявленные в первоначальном макете недостатки.

В дополнение написан черновой вариант методического пособия по данной лабораторной работе, которое будет полностью отредактировано и утверждено после комплектации макета люксметром-пульсметром и проведением тестирования по этому пособию.

Таким образом, в будущем планируется закончить комплект КД, по которому можно будет неоднократно собрать лабораторную установку, что позволит оснастить рабочие места для проведения лабораторных работ по дисциплине «Безопасность жизнедеятельности».

ЛИТЕРАТУРА

1. Шантарин В.Д., Валов В.Н., Старикова Г.В. Эффективность и качество освещения: метод. указания по лабораторным работам по дисциплине «Безопасность жизнедеятельности» для студентов всех специальностей и форм обучения. Томск: ТГНГУ. 2004.

2. Амелькович Ю.А., Анищенко Ю.В., Вторушина А.Н. и др. Лабораторный практикум по дисциплине «Безопасность жизнедеятельности» для студентов всех специальностей: учеб. пособие. Томск: Изд-во Том. политех. ун-та, 2010.

РАЗРАБОТКА ЦЕПИ УСТАРЕНИЯ ПАРАЗИТНЫХ ОСЦИЛЛЯЦИЙ ДЛЯ ГЕНЕРАТОРА ИМПУЛЬСОВ ПИКОСЕКУНДНОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТИ

С.И. Смирнов, студент 5-го курса РКФ, техник СКБ «Смена»

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

г. Томск, ТУСУР, sm135@bk.ru

В статье предложена схема цепи устранения паразитных осцилляций, сопровождающих импульсы пикосекундной длительности при их генерации с использованием диодных схем.

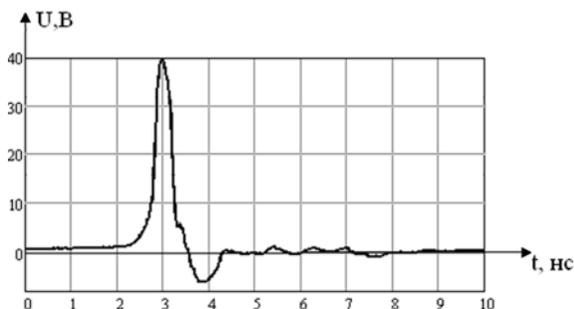
На предыдущих этапах было сформировано схемное решение, позволяющее получать импульсы длительностью порядка 0,5–1 нс с амплитудой 40 В [1].

Однако полученный таким образом сигнал содержал нежелательные осцилляции (10–20% от амплитуды основного импульса), действующие после зондирующего импульса. Пример формы такого сигнала приведен на рис. 1.

Одним из традиционных способов уменьшения паразитных осцилляций, имеющих преимущественно отрицательную полярность, является использование на выходе формирователя быстродействующего диода Шоттки, устраняющего все нежелательные осцилляции, амплитуда которых меньше напряжения открывания диода. Однако

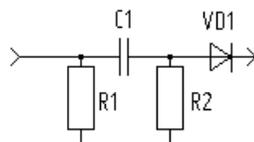
при амплитуде тестового сигнала порядка 40 В и уровне осцилляции порядка 10–20% такое решение не всегда обеспечивает достаточное устранение искажений формы импульса.

Рис. 1. Пример тестового импульса, содержащего нежелательные осцилляции



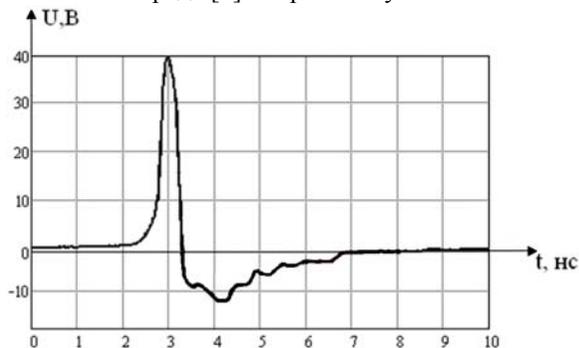
Для обеспечения меньшего уровня паразитных осцилляций была предложена схема, изображенная на рис. 2.

Рис. 2. Схема устранения нежелательных осцилляций

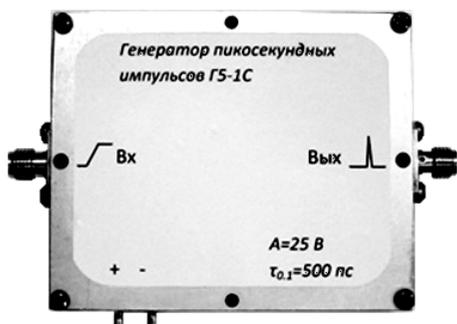


Принцип работы предложенной схемы основан на дифференцировании исходных видеопульсов с последующим устранением отрицательной составляющей. Постоянная времени цепи R2-C1 выбирается из условий минимального искажения амплитуды импульса и обеспечения участка отрицательного напряжения на спаде импульса, достаточного для уменьшения уровня паразитных осцилляций до значения 0,6 В и менее. Резистор R1 в схеме имеет сопротивление 1 кОм, обеспечивает нормальный режим работы по постоянному току для формирователя на диоде с накоплением заряда [1]. Форма импульса на выходе дифференцирующей цепочки имеет вид, представленный на рис. 3.

Рис. 3. Форма импульса на выходе дифференцирующей цепочки



Включение на выходе схемы быстродействующего диода Шоттки позволяет устранить отрицательную компоненту в форме сигнала на выходе.



На рис. 4 дана фотография разработанного генератора Г5-1С, содержащего предложенную цепь устранения паразитных осцилляций. На рис. 5 – форма сигнала на выходе генератора Г5-1С.

Рис. 4. Генератор Г5-1С

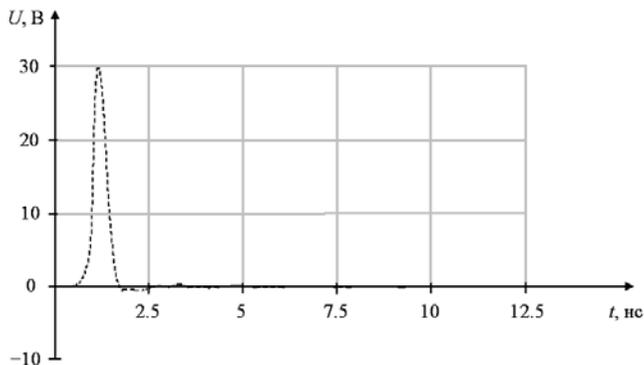


Рис. 5. Форма сигнала на выходе генератора Г5-1С

Разработанный генератор имеет следующие основные параметры:

- длительность фронта задающих импульсов – не более 20 нс;
- амплитуда задающих импульсов – 5 В;
- длительность импульсов на выходе (по уровню 0,1) – 500 пс;
- амплитуда выходных импульсов – 30 В;
- уровень осцилляций – менее 3%.

ЛИТЕРАТУРА

1. Смирнов С.И. Разработка генератора импульсов субнаносекундной длительности / С.И. Смирнов, А.Г. Лошилов // Матер. докл. Всерос. научн.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2011». Томск, 2011. С. 208–211.

СЕКЦИЯ 6

ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ЭКСПЛУАТАЦИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

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

РАДИОЛОКАЦИОННАЯ ЭЛЛИПСОМЕТРИЯ ЛЕДНИКОВ

Э.С. Аманатов, М.С. Ветошкин, А.Ю. Максимов, И.В. Пичуев

Научный руководитель В.Н. Татаринов, проф., д.т.н.

г. Томск, ТУСУР, каф. КИПР, erlanamanatov@mail.ru

Оптической эллипсометрией называется процесс изучения изменений состояния поляризации света после прохождения некоторой материальной среды по сравнению с состоянием поляризации исходного излучения [1]. При этом эллипсометрические методы позволяют получать информацию о физических свойствах среды, недоступных для непосредственного наблюдения и изучения.

Одним из важных применений радиолокации (РЛ) в геофизике является радиолокационный способ дистанционного зондирования ледников [2]. Изучение методов РЛ эллипсометрии применительно к задачам определения внутренних физико-механических свойств льда началось в 80-е годы прошлого столетия на основе предположения проф. В.Н. Татаринова о возможности существования эффекта фотоупругости в СВЧ-диапазоне [3], за счет которого масса льда приобретает электрическую анизотропию (двойное лучепреломление) за счет внутренних напряжений. Подтверждением данного предположения должен являться эффект преобразования линейной поляризации излучения РЛС в эллиптическую после прохождения трассы РЛС – тело ледника – ложе – тело ледника – РЛС.

Основываясь на данном предположении, примем модель ледника в виде одноосной среды с различным поглощением по собственным осям (дихроизм), которой отвечает матрица Джонса [4]

$$\|L_G\| = \begin{vmatrix} k_1 \exp(j0,5\varphi) & 0 \\ 0 & k_2 \exp(-j0,5\varphi) \end{vmatrix}. \quad (1)$$

Здесь k_1 и k_2 – коэффициенты поглощения по собственным осям оператора (1); φ – фазовый сдвиг, возникающий за счет разности коэффициентов преломления по этим осям, возникающий в результате векторного сжатия по продольной оси ледника.

Поскольку в дальнейшем будет использоваться Стоксово описание [4], перейдем от матрицы Джонса (2) к оператору Мюллера, определяемому как [4]

$$\|M_G(k_1, k_2, \varphi)\| = \|T\| \left[\|L_G\| \otimes \|L_G\|^* \right] \|T\|^{-1}, \quad (2)$$

где \otimes означает кронекеровское произведение, а $\|T\|$ и $\|T\|^{-1}$ – некоторые унитарные операторы [1,4]. Тогда

$$\|M_G\| = \frac{1}{2} \begin{vmatrix} k_1^2 + k_2^2 & k_1^2 - k_2^2 & 0 & 0 \\ k_1^2 - k_2^2 & k_1^2 + k_2^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2k_1k_2 \cos \varphi & -2k_1k_2 \sin \varphi \\ 0 & 0 & 2k_1k_2 \sin \varphi & 2k_1k_2 \cos \varphi \end{vmatrix}. \quad (3)$$

Считая, что оптическая ось параллельна поверхности, а основное напряжение направлено вдоль течения ледника (по крайней мере, в середине ледника), можно считать, что фазовый компенсатор (1) ориентирован вдоль оптической оси, что влечет за собой [1, 4] линейность его собственных поляризаций, т.е. наличие собственных векторов, отвечающих двум ортогональным линейным поляризациям. Отсюда следует вывод, что обнаружение собственных линейных поляризаций ледника и появление эллиптичности рассеянного сигнала при излучаемом сигнале с линейной поляризацией будут подтверждать адекватность принятой модели. Для выявления этих эффектов необходимо использование линейной поляризации излучения с изменяемым углом ориентации β , вектор Стокса которого имеет вид

$$\overline{S}_R(\beta) = \{1, S_1, S_2, S_3\} = \{1, \cos 2\beta, \sin 2\beta, 0\}. \quad (4)$$

Здесь фигурные скобки означают, что вектор-столбец записан строкой для сокращения записи, а величина β означает угол между продольной осью ледника и направлением вектора поляризации. Тогда появление параметра Стокса $S_3(\beta)$ в рассеянном сигнале будет означать наличие двойного лучепреломления, а нули этой функции будут определять направления собственных линейных поляризаций ледника.

Используя соотношения (3) и (4), получим вектор Стокса \overline{S}_S рассеянного сигнала для однослойного ледника, предполагая, что ложе ледника поляризовано-изотропно и обладает матрицей Мюллера

$$F_S \|\delta_{jl}\|, \quad (j, l = 1, 2, 3, 4),$$

где δ_{jl} – символы Кронекера:

$$\overline{S}_S(\beta) = \|M_G\| \|F_S \delta_{jl}\| \|M_G\| \overline{S}_R(\beta) = \frac{F_S}{2} \left\| \begin{array}{l} (k_1^4 + k_2^4) + (k_1^4 - k_2^4) \cos 2\beta \\ (k_1^4 - k_2^4) + (k_1^4 + k_2^4) \cos 2\beta \\ 2k_1^2 k_2^2 \sin 2\theta \cos 2\varphi \\ 2k_1^2 k_2^2 \sin 2\theta \sin 2\varphi \end{array} \right\|. \quad (5)$$

Далее будем рассматривать только угловые диаграммы

$$\overline{S}_{os}(\beta) = \frac{F_S (k_1^4 + k_2^4)}{2} [1 + W \cos \beta], \quad (6)$$

где величина $W = (k_1^4 - k_2^4) / (k_1^4 + k_2^4)$ есть видность по Майкельсону [4], определяющая степень дихроизма ледника, а

$$S_{3S}(\beta) = F_S k_1^2 k_2^2 \sin 2\varphi \sin 2\beta \quad (7)$$

определяет величину двойного лучепреломления внутри ледовой толщи, обусловленной наличием разности коэффициентов преломления по собственным осям, вызывающим фазовый сдвиг φ . Поскольку для $\beta=0$ (вдоль оси ледника) и $\beta=\pi/2$ (поперек оси) параметр $S_{3S}(0^\circ, 90^\circ)=0$, что подтверждает гипотезу о наличии собственных линейных поляризаций ледника.

На рис. 1 приведены результаты экспериментальных данных.

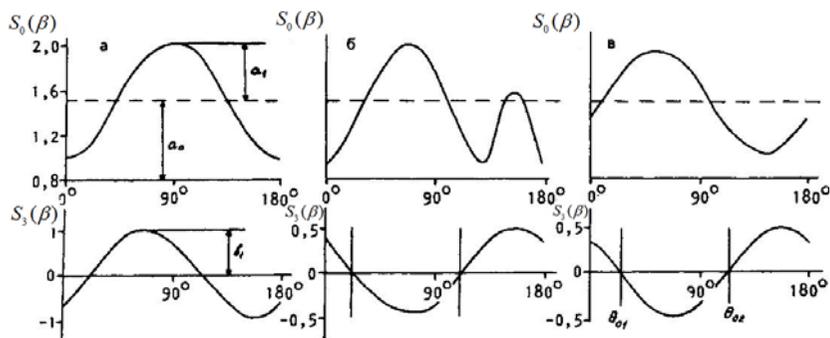


Рис. 1. Результаты обработки радиолокационной эллипсометрии на леднике Алтай: *a* – теоретические результаты; *б* – экспериментальные результаты; *в* – результат спектральной обработки экспериментальных данных $S_0(\beta)$,

$S_3(\beta)$ с выделением первой гармоники

Проект ГПО КИПР-0701 – «Разработка и проектирование радиолокатора нового поколения с повышенной информационной способностью».

ЛИТЕРАТУРА

1. Аззам Р., Башара Н. Эллипсометрия и поляризационный свет/ Пер. с англ.; под ред. А.В. Ржанова и К.К. Свиташева. М.: Мир, 1981. 583 с.
2. Богородский В.В., Канарейкин Д.Б., Козлов А.И. Поляризация рассеянного и собственного радиоизлучения земных покровов. Л.: Гидрометеоздат, 1981. 280 с.
3. Никитин С.А., Татаринов В.Н. Применение радиолокационного метода для исследования ледников Алтая // Материалы гляциологических исследований. Хроника, обсуждения. М., 1982. Вып. 44. С. 156–164.
4. Татаринов В.Н. Введение в современную теорию поляризации радиолокационных сигналов. Томск: Изд-во ТГУ, 2006. Т. 1. 379 с.

ЛАБОРАТОРНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ АНАЛОГОВЫХ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ УЗЛОВ

Д.Д. Кожич, студент 3-го курса;

А.П. Кулинич, доцент каф. КИПР, к.ф.-м.н.

г. Томск, ТУСУР, каф. КИПР, fatum312@rambler.ru

Формирование ключевых компетенций, необходимых для практической работы выпускников в различных сферах деятельности: проектно-конструкторской, производственно-технологической, организационно-управленческой, монтажно-наладочной, сервисно-эксплуатационной, научно-исследовательской – невозможно без совершенствования учебного процесса, в частности лабораторных работ. Содержание работ и методика их выполнения должны быть на уровне современного состояния научно-технических и педагогических знаний, с переориентацией всего процесса обучения на овладение набором требуемых компетенций.

Цель компетентного подхода – переход от повествовательного обучения к деятельностному, подразумевающему глубокое знание существа выполняемой работы, методики проведения измерений и понимания физических принципов, лежащих в основе работы изучаемых функциональных узлов радиоэлектронных средств (ФУ РЭС). Для этого студенты должны научиться рассчитывать электро- и радиотехнические цепи, составлять схемы и разрабатывать методику проведения измерений ФУ РЭС, выполнять обработку экспериментальных данных, уметь выполнять анализ и синтез ФУ РЭС, используя имеющиеся пакеты САПР, уметь анализировать полученные экспериментальные результаты, сопоставляя их с расчетными значениями или теоретическими закономерностями. Все это направлено на формирование у студентов целого ряда общепрофессиональных компетенций, таких как по-

становка экспериментов по заданной программе и разработка методик их выполнения, использование современной измерительной техники и информационных технологий, анализ и расчет электрических и электронных цепей, математическое моделирование с использованием стандартных САПР, обработка экспериментальных данных и анализ результатов, составление отчетов и их защита. На данном этапе проектирования универсального лабораторного комплекса была поставлена задача оптимизации лабораторных работ по их составу и по набору измеряемых параметров и характеристик ФУ РЭС. Необходимость такой оптимизации обусловлена как сокращением часов, отводимых на аудиторную работу студентов, так и изменением парадигмы образовательного процесса.

Разработанный ранее лабораторный макет (рис. 1), состоящий из стандартного корпуса с источником питания и оригинальной съемной печатной платы, с расположенными на ней электро- и радиоэлементами, позволяет вносить изменения в номенклатуру лабораторных работ без дополнительных материальных затрат, изучать электро- и радиокомпоненты, пользуясь прилагаемым справочным материалом, и измерять их параметры, использовать для измерений современные электро- и радиоприборы и стандартные методики, использовать как биполярные, так и полевые транзисторы с включением ОЭ, ОИ, ОК, ОС, ОБ, ОЗ.

Макет дает возможность изучать следующие функциональные узлы: резистивные и резонансные усилители в линейном и нелинейном режимах, регенеративный усилитель, генератор с внешним возбуждением в ключевом режиме для усиления колебаний с постоянной амплитудой (усиление несущей частоты, ЧМ- и ФМ-колебаний, при импульсной манипуляции – амплитудной, частотной, фазовой, при коллекторной АМ), умножитель частоты, линейный и квадратичный амплитудные детекторы, LC-генератор, преобразователь частоты, амплитудный ограничитель. Таким образом, перечень функциональных узлов превышает десять наименований, причем изучаются они в различных дисциплинах с использованием различного понятийного аппарата.

Экспериментальные исследования функциональных узлов начинают с измерения статических малосигнальных h -параметров транзисторов, затем измеряют передаточную, амплитудную и амплитудно-частотную характеристики, по которым определяют динамический диапазон и полосу рабочих частот по заданному уровню частотных искажений. В резонансном и регенеративном усилителях, умножителе частоты и генераторе с внешним возбуждением измеряют коэффициент усиления, колебательную и потребляемую мощность, угол отсечки, определяют коэффициенты Берга, рассчитывают мощность гармоник, определяют коэффициент полезного действия, измеряют модуля-

ционную характеристику для амплитудного модулятора, для транзисторного и диодного детекторов измеряют коэффициенты передачи и амплитудно-частотную характеристику. Все измерения сопровождаются наблюдением и фиксацией осциллограмм в характерных точках схемы.



Рис. 1. Структурная схема универсального лабораторного комплекса для экспериментального исследования ФУ РЭС

В работе приводятся результаты экспериментального исследования (численные значения параметров, характеристики, осциллограммы в характерных точках схем) поименованных выше ФУ РЭС и дается интерпретация особенностей лабораторных работ.

Проект ГПО КИПР-0705 – «Разработка универсального лабораторного макета».

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОФИЛЬНОГО ИЗМЕНЕНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ СРЕДЫ ПО ЧАСТОТНОЙ ЗАВИСИМОСТИ ИМПЕДАНСА АНТЕННЫ

А.А. Кузьмин, аспирант

*Научный руководитель Б.И. Авдоченко, доцент, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, arina678@sibmail.com, AvdochenkoBI@rzi.tusur.ru*

Непосредственное определение характеристик среды путем анализа временной зависимости отраженного от неоднородностей среды сигнала, при использовании сверхширокополосных сигналов и антенн, является некорректной задачей по следующим причинам:

1. Передаточная функция, описывающая характеристики сложных распределенных в пространстве объектов, имеет неминимально-фазовые свойства. При этом теряется однозначная связь между временными и частотными характеристиками.

2. В сверхширокополосных антеннах ДН, КСВ и коэффициент передачи имеют сложные частотные зависимости, учесть которые при обработке с учетом неизвестных подповерхностных неоднородностей, расположенных вблизи антенн и меняющих их характеристики, практически невозможно.

3. Характер отраженного сигнала из-за интерференции спектральных составляющих зависит от высоты расположения антенны над грунтом.

4. Сверхширокий спектр, многократные отражения от внутренних структур исследуемых объектов, многоканальное прохождение сигналов требуют обработки огромных объемов информации.

В работе А.Р. Думы, В.И. Дорохова, А.С. Шостака [1] предложено определять диэлектрические параметры среды по результатам измерения импеданса линейной антенны, расположенной над средой. Метод зеркального отражения позволяет связать модуль и фазу коэффициента отражения от антенны с модулем и фазой коэффициента отражения от среды, и для определения профильного изменения диэлектрической проницаемости среды (ДПС) можно использовать результаты измерения частотной зависимости импеданса антенн, располагаемых над исследуемой средой.

В основу разработки модели ДПС положено использование ряда Фурье для декомпозиции частотной характеристики объекта на отдельные составляющие. Полученные соотношения [2] связывают ЧХ и временные характеристики через коэффициенты и периоды ряда Фурье, аппроксимирующего изменения ЧХ.

Целью данной работы является исследование возможности использования предложенных моделей для определения профильного

изменения ДПС по частотной зависимости комплексного сопротивления полуволновых вибраторов, располагаемых над исследуемой средой.

Методика проведения исследований. Для измерений использовались калиброванные полуволновые вибраторы, настроенные на разные частоты. В свободном пространстве калиброванные антенны имеют импеданс, равный $Z = 73,1 + j42,5$ Ом, при расположении на оптимальной высоте $h = 0,29\lambda$ над металлом $Z = 96 + j 66$ Ом.

Исследования сред проводились путем измерения приведенных импедансов дипольных полуволновых вибраторов, располагаемых на оптимальной высоте, $0,29\lambda$. На рис. 1, а приведены результаты измерения частотной зависимости модуля сопротивления антенны, располагаемой над исследуемой средой.

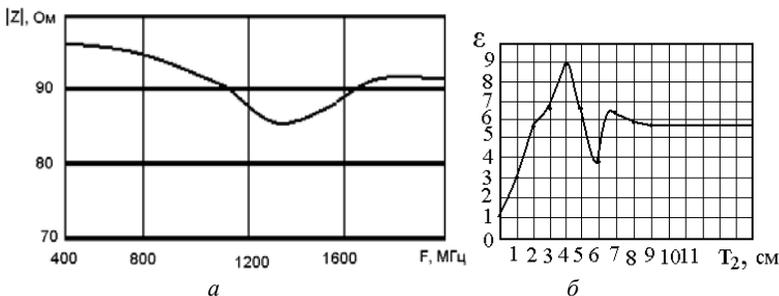


Рис. 1. Результаты измерения: а – частотная зависимость модуля антенн; б – экспериментальная ДПС

Реальная зависимость профильного изменения ДПС, полученная методом лабораторного исследования проб грунта, взятого с места измерений ЧХ, приведена на рис. 1, б.

Этапы построения теоретической зависимости ДПС:

1. Частотная зависимость импеданса аппроксимировалась рядом

Фурье $|Z(\Omega)| = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos T_n \Omega$, где Ω – нормированное значение частоты;

T_n – период аппроксимирующего ряда Фурье.

2. Пересчет во временную характеристику проводился по выражению $\hat{h}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n l(\hat{t} - T_n)$, где $l(t)$ – функция Хэвисайда.

3. Изменение ДПС определялась по выражению

$$\varepsilon_i = \left(\frac{1 + a_i}{1 - a_i} \right)^2 \cdot \varepsilon_{i-1}.$$

Полученная теоретическая зависимость ДПС приведена на рис. 2.

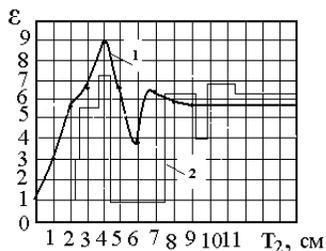


Рис. 2. Профильное изменение диэлектрической проницаемости: 1 – экспериментальная зависимость ДПС; 2 – расчетная ДПС по предлагаемой методике

Заключение. В результате проведенных исследований подтверждена возможность получения приближенной зависимости изменения ДПС по частотной зависимости импедансов полуволновых вибраторов, располагаемых над исследуемой средой. Для уточнения профильного изменения ДПС необходимо учитывать изменение ширины диаграммы направленности антенн с частотой и потери в среде, вызванные затуханием и многократными отражениями между слоями путем введения дополнительных масштабных коэффициентов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дума А.Р., Дорохов В.И., Шостак А.С. Радиоволновой метод контроля параметров диэлектрических материалов на основе измерения импеданса линейных антенн // Дефектоскопия. 1986. №1. С. 54–61.
2. Авдоченко Б.И. Модели и структуры аналоговых устройств пикосекундного диапазона. Germany, Saarbrücken: LAP LAMBERT Academic Publishing, 2011. 94 с.

МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ ПЕЧАТНЫХ УЗЛОВ БОРТОВОЙ КОСМИЧЕСКОЙ АППАРАТУРЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АВТОТРАССИРОВЩИКА ТОРОР (TOPOLOGICAL ROUTER)

*В.В. Быков, аспирант; А.В. Рябчёнок, студент 5-го курса
г. Томск, ТУСУР, alexsander@vtomske.ru, vasilij_bykov@mail.ru*

В настоящее время существует достаточно большое количество программных продуктов для автоматической трассировки печатных плат (ПП), самыми популярными и обладающими наибольшим функционалом из которых являются автотрассировщики SPECCTRA и Situs.

Основными недостатками данных трассировщиков, приводящими к невозможности полноценного использования в реальном производстве являются:

- сложность установки и настройки;

- сложность корректного импортирования проекта из систем проектирования ПП;

- сложность задания исходных параметров для выполнения оптимальной трассировки;

- невозможность проведения в автоматическом режиме трассировки ПП ограниченного размера с высокой плотностью монтажа и с большим количеством компонентов и связей. Трассировка в этом случае останавливается после заполнения проводниками всей доступной поверхности ПП, при этом часть цепей остаётся не разведённой [1, 2]. В этих случаях приходится прибегать к ручной трассировке ПП.

Сегодня на рынке набирает популярность отечественный программный продукт от фирмы EREMEX – топологический трассировщик ПП **ТороR (Topological Router)**, обладающий следующими преимуществами:

- широкий набор инструментов, обеспечивающий разработку плат с повышенной надёжностью и позволяющий улучшить производственные и эксплуатационные показатели;

- 100%-я разводка цепей обеспечивается практически мгновенно за доли секунды. Разводятся все связи, даже если для этого приходится нарушить некоторые технологические ограничения (в дальнейшем эти нарушения автоматически устраняются);

- существенное сокращение суммарной длины проводников и уменьшение числа межслойных переходов;

- автотрассировка производится под произвольными углами, что обеспечивает более экономичное использование коммутационного пространства ПП. За счет этого уровень электромагнитных перекрестных помех снижается в несколько раз [3].

В данный момент ТороR не содержит редактора библиотек компонентов, но обладает возможностью импортирования и экспортирования содержимого файлов из практически всех доступных на рынке пакетов проектирования ПП. В сквозной комплексной САПР, внедрённой в ОАО «НПП «Полус», для разработки печатных узлов применяется пакет проектирования P-CAD и подготовлена обширная база ЭРИ [4]. Авторами данной статьи была разработана методика работы ТороR с P-CAD, так как руководство пользователя ТороR даёт полное описание функционала программы, но не описывает методику работы в полном объёме.

Одной из особенностей методики является возможность максимального уменьшения суммы длин печатных проводников на нижнем сигнальном слое и, как следствие, сохранение целостности заливки экрана. При этом обеспечивается целесообразное использование площади верхнего сигнального слоя при трассировке. Данная методика

апробирована при разработке печатного узла прибора космического назначения на предприятии ОАО «НПЦ «Полюс».

Проведён сравнительный анализ топологии ПП трассированной в ТороR по разработанной методике (рис. 2), с топологией, полученной в результате ручной трассировки в P-CAD (рис. 1).

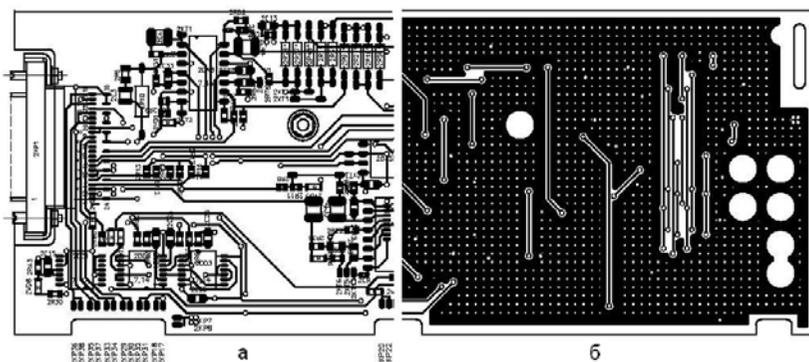


Рис. 1. Ручная трассировка, выполненная в P-CAD: *а* – верхняя сигнальная сторона ПП; *б* – нижняя сигнальная сторона ПП

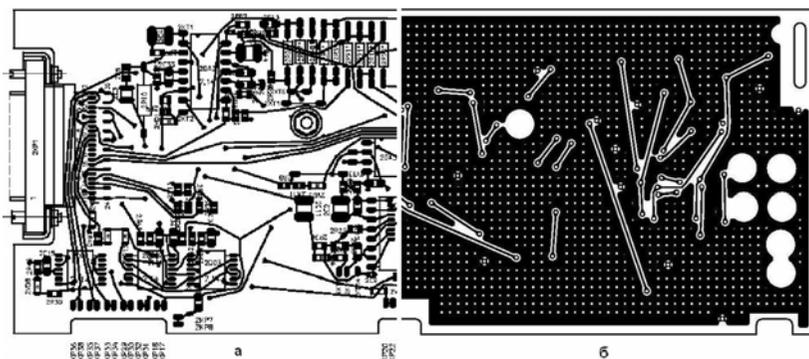


Рис. 2. Автоматическая трассировка, выполненная в ТороR: *а* – верхняя сигнальная сторона ПП; *б* – нижняя сигнальная сторона ПП

Получены следующие результаты: суммарная длина проводников на верхнем сигнальном слое ПП практически сохранилась (ТороR – 3947 мм, P-CAD – 3980 мм), суммарная длина проводников на нижнем сигнальном слое уменьшилась на 10% (ТороR – 911мм, P-CAD – 1062 мм), количество переходных отверстий уменьшилось на 19% (ТороR – 145, P-CAD – 172). Кроме того, в ТороR имеется возможность выполнить каплевидное сглаживание стыков проводников с контактными площадками, что позволяет уменьшить искажения сигналов.

Ручная трассировка в P-CAD заняла 5 рабочих дней, а автоматическая трассировка и ручная оптимизация по предложенной методике в TороR – 1 рабочий день. Это свидетельствует о существенном экономии времени и при этом достижении лучшего результата с использованием автотрассировщика TороR.

В процессе работы с TороR были подготовлены и переданы разработчикам для учёта в последующих версиях программы рекомендации по следующим вопросам:

- после импорта файла ПП из P-CAD в TороR, невозможно добавление новых компонентов к имеющимся в проекте, а также нет возможности копирования и вставки любых объектов проектирования;
- нет возможности сохранения комбинаций групп слоёв для отображения или для вывода на печать;
- при экспорте файла ПП из TороR в P-CAD происходит смещение сетки относительно исходного файла.

ЛИТЕРАТУРА

1. Spectra 16.3 автотрассировщик печатных плат [Электронный ресурс] / Cadence Design Systems, 2011 г. Режим доступа: <http://technic.ru/program/007/progr025.htm>, свободный. Загл. с экрана. Яз. рус.
2. Система проектирования печатных плат P-CAD 2004 [Электронный ресурс] / А. Тархов, компания Protel, 2005 г. Режим доступа: http://www.electronics.ru/files/article_pdf/0/article_866_250.pdf, свободный. Загл. с экрана. Яз. рус.
3. Руководство пользователя TороR (Topological Router) // (с)Eremex, 2011. 122 с.
4. СТП 05776739.027. Стандарт предприятия на разработку принципиальных электрических схем и конструкторской документации на печатные платы / ОАО «НПП «ПОЛЮС» Томск, 2008. 87 с.

ПРИМЕНЕНИЕ ПРОГРАММЫ HFSS В КАЧЕСТВЕ УЧЕБНОГО ПОСОБИЯ ПО ПРОЕКТИРОВАНИЮ СВЧ-УСТРОЙСТВ

Т.Т. Согуев, студент

*Научный руководитель А.С. Шостак, профессор, д.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. КИПР, fatum312@rambler.ru*

В настоящее время основной тенденцией развития программ проектирования радиоэлектронных систем можно считать интеграцию подсистем проектирования, ориентированных на разработку узких классов радиоэлектронной аппаратуры в единую систему, поддерживающую процесс разработки всех устройств от цифровых схем обработки и формирования сигналов до СВЧ-схем и антенн. В рамках этой тенденции средства проектирования различных по физике функциони-

рования и методам математического анализа устройств объединяются вместе на базе единой платформы, позволяющей интегрировать результаты работы разных программ с целью создания проекта всей радиоэлектронной системы в целом. Особый интерес здесь вызывает возможность интеграции средств проектирования цифровой и аналоговой аппаратуры, которая по большей части является СВЧ-аппаратурой. При использовании в качестве учебного ПО (программного обеспечения), важно, чтобы платформа была проста в освоении и обеспечивала всем необходимым процесс моделирования радиоэлектронной системы.

В настоящее время большое развитие получила программа High Frequency System Simulator (**HFSS**) компании AnSoft, которая предназначена для анализа трехмерных СВЧ-структур, в том числе антенн и невзаимных устройств, содержащих ферриты. HFSS – это мощный пакет программ, который вычисляет многомодовые S -параметры и электромагнитные поля для трехмерной пассивной структуры произвольной формы. Она имеет интуитивный интерфейс, упрощающий описание проекта, мощную программу расчета электромагнитного поля, адаптивную к требуемой точности решения, и мощный постпроцессор для беспрецедентного представления электромагнитных характеристик [1, 2].

Для того чтобы ясно представлять особенности работы в HFSS, следует рассмотреть стандартный алгоритм процесса проектирования подробнее.

Процесс проектирования с помощью HFSS включает в себя ряд стандартных шагов:

1. Описание анализируемой структуры, в том числе (рис. 1):
 - создание трехмерной графической модели структуры (чертежа);
 - задание параметров материалов.
2. Решение электродинамической задачи, включающее:
 - задание граничных условий в структуре;
 - определение и калибровку портов;
 - задание параметров решения.
3. Визуализация результатов решения, включающая (рис. 2–4):
 - задание формата выходных данных;
 - анимацию распределений электромагнитного поля и электрического тока;
 - сохранение результатов анализа в файлах данных.

Примерное время освоения всех принципов работы данной программы занимает от 2 до 5 месяцев с учетом наличия соответствующей литературы.

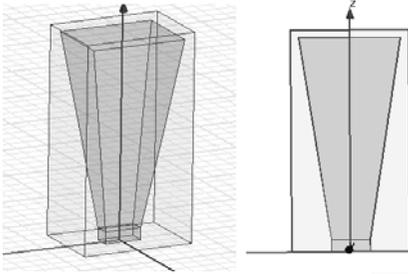


Рис. 1. Рупорный излучатель

Рис. 2. Распределение электромагнитного поля внутри рупорного излучателя

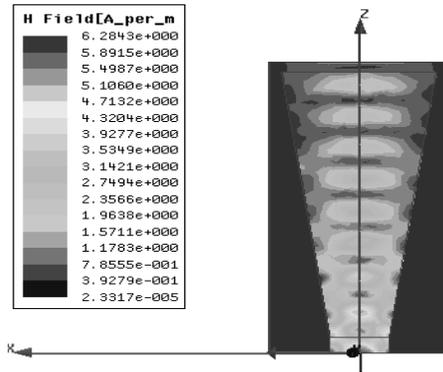
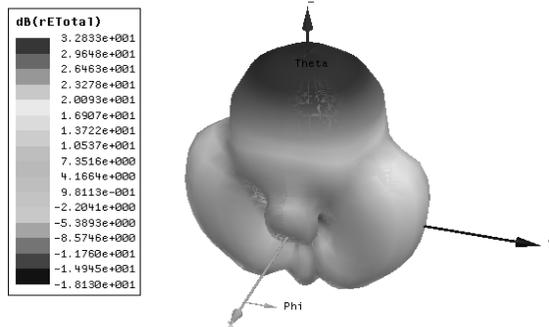
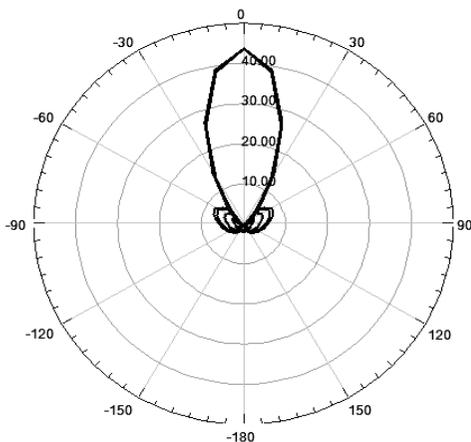


Рис. 3. Трехмерная ДН рупорного излучателя



Одной из причин такого большого срока обучения является почти полное отсутствие литературы по программе HFSS на русском языке, за исключением книг под авторством С.Е. Банкова и А.А. Курушина. Однако эти книги обладают значительным минусом – материал книг основан на ранних версиях программы, что не очень удобно в современных версиях, так как интерфейс и функционал с каждой версией менялись в сторону большей эффективности и легкости.



Curve info	
—	rETotal
—	Setup1 : LastAdaptive
—	Freq=10GHz' Phi=0deg'
—	rETotal
—	Setup1 : LastAdaptive
—	Freq=10GHz' Phi=10deg'
—	rETotal
—	Setup1 : LastAdaptive
—	Freq=10GHz' Phi=20deg'
—	rETotal
—	Setup1 : LastAdaptive
—	Freq=10GHz' Phi=30deg'
—	rETotal
—	Setup1 : LastAdaptive
—	Freq=10GHz' Phi=40deg'
—	rETotal
—	Setup1 : LastAdaptive
—	Freq=10GHz' Phi=50deg'
—	rETotal
—	Setup1 : LastAdaptive
—	Freq=10GHz' Phi=60deg'
—	rETotal

Рис. 4. ДН рупорного излучателя

Достоинством данной программы является ее полная совместимость с другими программами проектирования, такими как Microwave Office, Serenade Ansoft или ADS [1].

Проект ГПО КИПР 0702 – «Разработка и исследование методов и систем дистанционного зондирования природных сред радиолокационным способом».

ЛИТЕРАТУРА

1. Банков С.Е., Курушин А.А. Проектирование СВЧ устройств и антенн с Ansoft HFSS. М., 2009.
2. Банков С.Е., Курушин А.А., Разевиг В.Д. Анализ и оптимизация СВЧ-структур с помощью HFSS. М., 2004.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕМПЕРАТУРНЫХ ПОЛЕЙ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ МИКРОТЕРМОСТАТОВ

И.С. Сырых, студент каф. КИПР

г. Томск, ТУСУР, IvanSS@mail2000.ru

Целью данной работы является трёхмерное моделирование температурных полей полупроводниковых микротермостатов (МТ) для последующего использования полученных данных при разработке прецизионного стабилизатора напряжения, выполненного как «система на кристалле» для бортовых РЭС.

Крайне жесткие условия космического пространства (большие перепады температуры, радиация, значительные механические воздей-

вия) существенно обострили проблемы создания высоконадежных микросхем, длительно работающих на космических аппаратах. Для того чтобы нагрев полупроводниковых компонентов соответствовал приводимым в технических условиях значениям, разработчикам необходимо корректировать конструкцию ИМС и вводить дополнительные компоненты для стабилизации температуры. К таковым элементам, требующим дополнительной термостабилизации, относятся источники опорного напряжения (ИОН). Они являются неотъемлемой частью большинства стабилизаторов напряжения РЭС. Температурная стабильность параметров ИОН в значительной степени определяет стабильность параметров многих РЭС в целом [1].

Одним из способов обеспечения прецизионной температурной стабильности является интеграция МТ в схему ИОН.

Информационные технологии решения подобных проблем предполагают использование программ автоматизированного проектирования типа COSMOSWorks, ANSYS, Асоника [2–6]. Они позволяют путём моделирования трёхмерного распределения температуры и температурного поля получать подробную и полезную информацию о тепловых свойствах проектируемой ИМС.

В ходе анализа возможностей этих программ предпочтение отдано универсальному программному комплексу ANSYS [4, 5], позволяющему реализовать все необходимые виды анализа.

Моделирование и анализ результатов

В ходе выполнения работы был проведён расчёт электрической схемы прецизионного ИОН, соответствующего конструктивно-технологическим требованиям и ограничениям технического задания.

При разработке чертежа топологии осуществлены выбор конструкции и расчёт активных и пассивных элементов ИМС, размещение элементов на поверхности и в объёме подложки и создание рисунка разводки (коммутации) между элементами.

Были произведены разработка предварительного варианта топологии, оценка её качества. На этой основе сформирована сеточная модель и с учётом рассчитанных тепловых потерь на активных и пассивных элементах заданы граничные условия.

В ходе теплового моделирования были рассчитаны распределение температур и соответствующие тепловые параметры ИОН, среди которых:

- поле температур;
- величина тепловых потерь;
- температурные градиенты;
- температурные потоки.

Исследованы влияния на устойчивость, время выхода на режим термостатирования параметров МТ.

Проведена оценка точности результатов, полученных с помощью анализа на основе программного комплекса ANSYS. Установлено, что выбор типа конечных элементов и их параметров, размеров и частоты сетки значительно влияют на точность решения.

Заключение

Выполненная работа позволила выявить влияние МТ на работу прецизионного стабилизатора напряжения компенсационного типа и установить оптимальное положение МТ в нем. Это позволило разработать окончательный оптимальный вариант топологии ИМС.

ЛИТЕРАТУРА

1. Алексеев В.П. Системное проектирование термоустойчивых радиотехнических устройств и систем. Томск: Изд-во ИОА СО РАН, 2004. 316 с.
2. Алямовский А.А. SolidWorks/COSMOSWorks. Инженерный анализ методом конечных элементов. М.: ДМК-Пресс, 2004. 432 с.
3. Алямовский А.А. SolidWorks. Компьютерное моделирование в инженерной практике. СПб.: БХВ-Петербург, 2005. 800 с.
4. Чигарев А.В. ANSYS для инженеров: справ. пособие. М.: Машиностроение-1, 2004. 510 с.
5. Каплун А.Б. ANSYS в руках инженера: практ. руководство. М.: Едиториал УРСС, 2003. 272 с.
6. Шалумов А.С. Автоматизированная система Асоника. М.: Энергоатомиздат, 2007. 368 с.

РАЗРАБОТКА БИБЛИОТЕКИ SPICE-МОДЕЛЕЙ ЭЛЕКТРОННОЙ КОМПОНЕНТНОЙ БАЗЫ РОССИЙСКОГО ПРОИЗВОДСТВА

А.С. Васильева, А.В. Шабловский, студенты

Научный руководитель Д.В. Озёркин, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, каф. КИПР, al_mirra@sibmail.com,

mynickishaddy@gmail.com

SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) – это симулятор электронных схем общего назначения с открытым исходным кодом. SPICE является мощной программой, используемой в разработке как интегральных схем, так и печатных плат для проверки целостности схемы и для анализа её поведения.

В настоящее время достаточно актуальной задачей на ранних стадиях проектирования РЭА является адекватное компьютерное моделирование электрических схем. При этом адекватность моделирования во

многим зависит от того, насколько корректны математические модели электрорадиоэлементов, входящих в схему. В России, в отличие от зарубежных компаний, практика поставки компонентов вместе со SPICE-моделями не сложилась, в связи с чем возникла проблема создания адекватных SPICE-моделей электрорадиоэлементов отечественного производства.

Помимо непосредственного создания SPICE-моделей, немаловажным фактором является каталогизация созданных моделей. В данной статье рассмотрен пример создания единой подключаемой библиотеки SPICE-моделей произвольного содержания.

Библиотека компонентов

Библиотека компонентов по своей сути представляет собой совокупность описаний отдельных элементов, соединённых для удобства пользователя в единый импортируемый (подключаемый) файл.

Поставлена задача создать тестовую библиотеку, состоящую из 11-ти элементов: стабилизатор ОСМ142ЕН8В; стабилитрон 2С117В ОС; блок резисторов Б19; диодная матрица 2ДС627А ОС; фильтр ФС50-03; резонатор К1-5АМ-35М; конденсатор К53; микросхема М1006ВИ1; трансформатор ММТИ41; реле РЭК 81 ОС; вставка плавкая ОС ВП1

Библиотека для одного элемента представляет собой текстовый файл в формате SPICE, содержащий основные параметры макромоделей. В качестве примера – библиотека для стабилитрона 2С117В ОС:

```
* Converted From Micro Cap Source file to PSPICE
.SUBCKT 2S117V_OS A K
D1 A 2 2S117V
E1 2 K VALUE = {2.29E-3+TEMP*1.786E-6-(TEMP^2)*5.357E-7}
.MODEL 2S117V D (BV=6.1 LOT=5% CJO=2.5P IBV=2.759M IS=8N M=100M
N=2 RS=6.554
+ T_ABS=27 TT=1N VJ=700M)
.ENDS 2S117V_OS
;$SpiceType=PSPICE
```

Библиотека для совокупности элементов представляет собой файл в формате .lib, состоящий из библиотек всех отдельных элементов.

Подключение библиотек элементов осуществляется в программе MicroCAP с помощью редактора компонентов, в котором можно, помимо самой модели, можно задать дополнительные параметры, примечания, пронумеровать входы/выходы элемента, имена внешних выводов компонента.

Создание библиотеки и её подключение осуществляются с помощью **редактора компонентов** (окна→редактор компонентов).

В окне редактора компонентов необходимо указать расположение файла со SPICE-моделью – в данном случае это обязательный шаг.

Выбором **Add Group** задаётся название новой папки в окне компонентов. Вполне логично, что название папки будет соответствовать названию нашей библиотеки.

Если необходимо добавить новый компонент в уже существующую библиотеку, то выбирается пункт **Add Part**.

Поскольку в модели, написанной на языке SPICE, содержатся только основные параметры и не включены такие данные, как графическое отображение, нам необходимо дополнить SPICE-модели персональными названиями и графическими обозначениями.

Всё это заполняется вручную либо выбирается из каталога. При необходимости можно создать своё собственное условное графическое обозначение.

Такой подход обеспечивает гибкость и предоставляет широкий выбор возможностей отображения того или иного компонента.

Основное окно редактора компонентов показано на рис. 1.

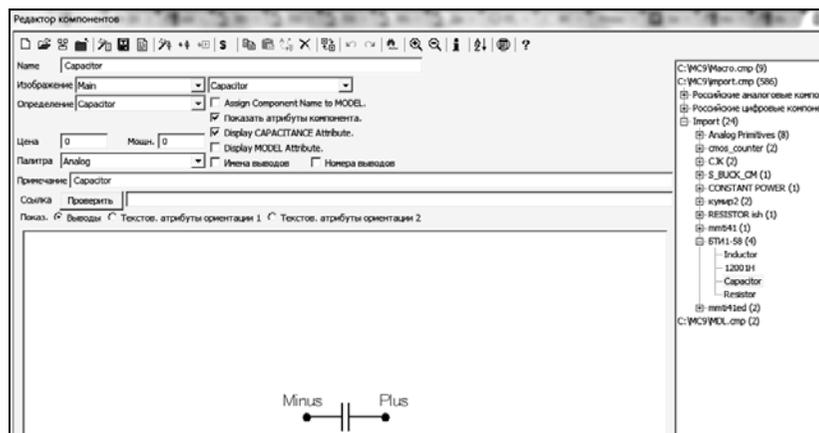


Рис. 1. Окно редактора компонентов

Таким образом, задав и подключив все необходимые компоненты, получаем требуемую библиотеку, состоящую из 11 различных компонентов.

На рис. 2 отображена полученная библиотека GPO-0901.

Заключение. В данной статье был рассмотрен основной алгоритм создания библиотеки SPICE-моделей в системе MicroCap, а также рассмотрен способ добавления новых моделей в существующую библиотеку.

Для наглядности специально были выбраны различные компоненты с различной сложностью как условно-графического обозначения, так и непосредственной сложности модели.

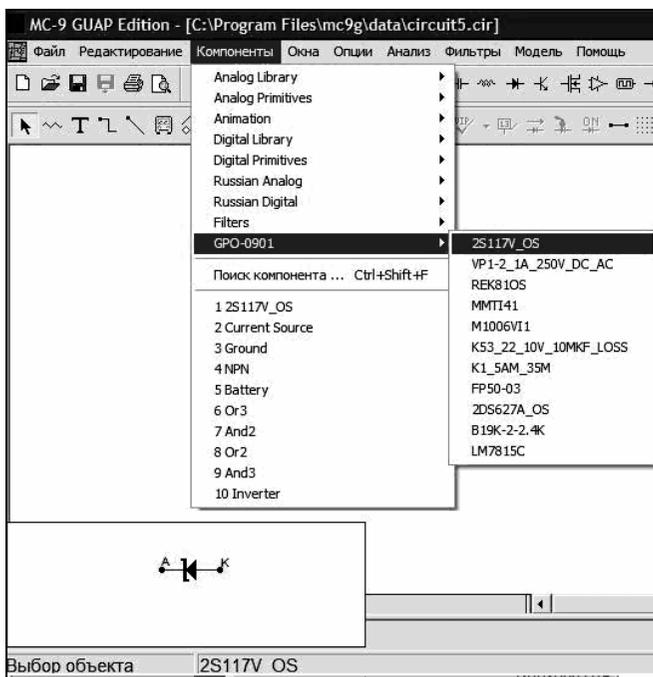


Рис. 2. Библиотека GPO-0901

Проект ГПО КИПР 0901 – «Разработка библиотеки SPICE-моделей электронной компонентной базы российского производства».

ЛИТЕРАТУРА

1. Развиг В.Д. Схемотехническое моделирование с помощью Micro-CAP7. М.: Горячая Линия – Телеком, 2003. 386 с.
2. Карлашук В.И. Электронная лаборатория на IBM PC. М.: Солон-пресс, 2005. 480 с.

ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ВОЛНОВОДНОГО ОТВЕТВИТЕЛЯ

*С.В. Вилков, Д.Г. Старосек, студенты;
А.В. Пепеляев, аспирант, инженер каф. КИПР
г. Томск, ТУСУР, каф. КИПР*

В настоящее время для проектирования различных устройств используют системы автоматизированного проектирования (САПР), которые позволяют проверить состоятельность проекта при отсутствии профессионального оборудования.

Программа электродинамического моделирования High Frequency Structure Simulator (HFSS) позволяет рассчитать и смоделировать распространение электромагнитного поля в объектах. Данная программа была применена для расчета волноводно-щелевого моста.

Волноводно-щелевой мост (рис. 1) образован двумя параллельными прямоугольными волноводами с волнами типа H_{10} . В общей узкой стенке выполнено отверстие связи l .

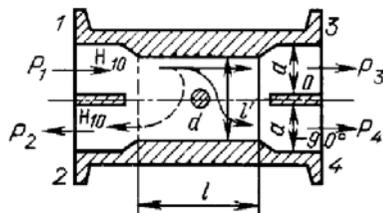


Рис. 1. Схематическое изображение конструкции и условная схема моста

Наличие двух пар согласованных и развязанных входов свидетельствует, что получился направленный ответвитель. При длине окна связи между окнами l , обеспечивающей дифференциальный фазовый сдвиг между коэффициентами передачи синфазного и противофазного возбуждений 90^0 , направленный ответвитель осуществляет равное деление мощности, подаваемой на любой его вход.

Исходные данные:

- длина волны 3 см;
- коэффициент связи $C_{41} = -3$ дБ;
- развязка по поляризации: не хуже – 25 дБ.

В результате теоретических расчетов получили следующие геометрические данные моста [1]:

- ширина волновода $a_c = 47,22$ мм;
- толщина стенок $t = 1,5$ мм;
- длина щели $l = 27$ мм;
- диаметр емкостного винта $d = 8$ мм;
- длина ответвителя $l' = 38,6$ мм.

По данным параметрам была выстроена модель волноводного ответвителя в программе HFSS (рис. 2).

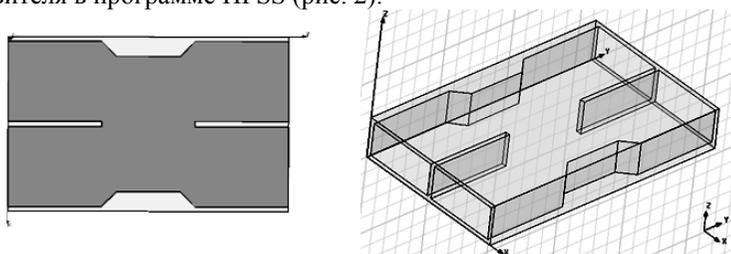


Рис. 2. Волноводный ответвитель

После построения ответвителя были занесены необходимые параметры начала моделирования моста. В результате получили рабочую модель с визуальным наблюдением распространения электромагнитного поля внутри устройства (рис. 3).

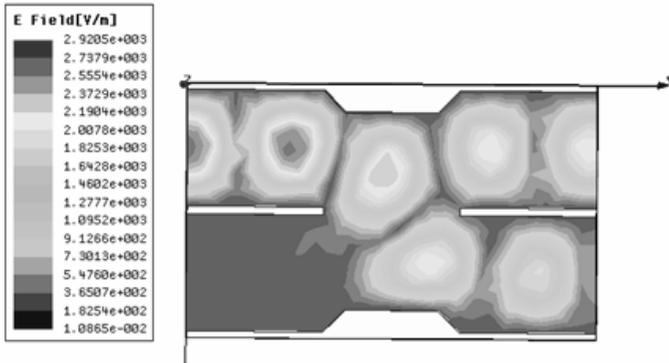


Рис. 3. Распределение электромагнитного поля

Для более тонкой настройки развязки по поляризации используют емкостной винт, который вводится в середину ответвителя (в середину щели). Зависимость S -параметров от глубины ввода винта отображено на рис. 4.

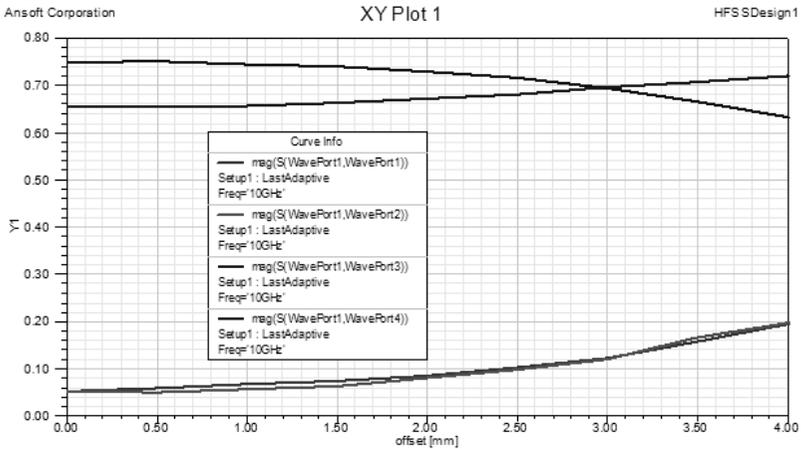


Рис. 4. График зависимости S -параметров от глубины ввода регулировочного винта

Как видно из графика, одинаковое согласование выходных плеч происходит при глубине ввода емкостного винта – 3 мм.

Результаты моделирования подтвердили проделанные ранее теоретические расчеты.

Таким образом, показана эффективность применения САПР в задачах разработки, проектирования и оптимизации СВЧ-устройств.

Проект ГПО КИПР-0701 – «Разработка и проектирование радиолокатора нового поколения с повышенной информативной способностью».

ЛИТЕРАТУРА

1. Воскресенский Д.И., Степаненко В.И., Филиппов В.С. и др. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток. М.: Радиотехника, 2003. 632 с.
2. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высшая школа, 1988.
3. Чернушенко А.М. Конструирование экранов и СВЧ-устройств. М.: Радио и связь, 1990.
4. Банков С.Е., Курушин А.А. Расчет Антенн и СВЧ-структур с помощью HFSS Ansoft. М., 2009. 246 с.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ТОЧНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК РАЗЛИЧНЫХ МЕТОДОВ ОЦЕНКИ АНИЗОТРОПНЫХ СВОЙСТВ МЕТЕООБРАЗОВАНИЙ

*С.В. Янов, С.Ю. Ещенко, студенты; Е.В. Масалов, д.т.н., проф.
г. Томск, ТУСУР, РКФ, каф. КИПР, ysv_90@mail.ru*

Оценка степени поляризационной анизотропии представляет собой одну из основных задач при дистанционном зондировании метеообразований.

Наиболее распространёнными методами получения указанной оценки являются методы дифференциальной радиолокационной отражаемости Z_{DR} и модифицированной дифференциальной радиолокационной отражаемости Z_{DR}^* .

При определении Z_{DR} поочередно излучаются сигналы вертикальной E_V и горизонтальной E_H поляризаций, а также принимают соответствующие компоненты E_{YII} и E_{XII} рассеянного поля.

Тогда Z_{DR} можно оценить как [1]:

$$Z_{DR}(\mu, \theta) = 20 \lg \frac{E_{YII}}{E_{XII}}. \quad (1)$$

С учётом полученных в [1] выражений для амплитуд сигналов E_{YII} и E_{XII} (1) можно записать в виде:

$$Z_{DR}(\mu, \theta) = 20 \lg \frac{1 - \mu \cos 2\theta}{1 + \mu \cos 2\theta}. \quad (2)$$

Здесь: $\mu = (\lambda_1 - \lambda_2) / (\lambda_1 + \lambda_2) = (1 - \rho) / (1 + \rho)$ – степень поляризационной анизотропии; $\rho = \lambda_2 / \lambda_1$ – электрический фактор формы; λ_1, λ_2 – собственные значения матрицы рассеяния метеообъекта, где $\lambda_1 \geq \lambda_2$; θ – угол ориентации собственного поляризационного базиса метеообъекта относительно измерительного базиса.

Из формулы (2) следует, что истинная оценка параметра $\rho = (1 - \mu) / (1 + \mu)$ может быть получена лишь при совпадении базисов метеообъекта и измерительного ($\theta = 0^\circ$).

Тогда погрешность оценки ρ может быть определена по формуле

$$\Delta Z_{DR}(\mu, \theta) = 20 \lg \frac{1 - \mu}{1 + \mu} - 20 \lg \frac{1 - \mu \cos 2\theta}{1 + \mu \cos 2\theta}. \quad (3)$$

Расчётные зависимости величины $\Delta Z_{DR}(\mu, \theta)$ приведены на рис. 1.

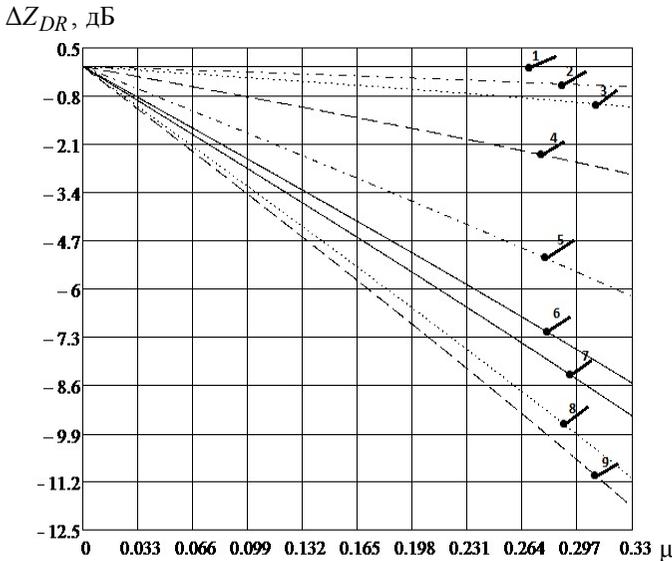


Рис. 1. Зависимость погрешности оценки дифференциальной радиолокационной отражаемости ΔZ_{DR} от степени поляризационной анизотропии метеообъекта при фиксированных значениях угла ориентации базиса:
 1 – $\theta = 0^\circ$; 2 – $\theta = 78,75^\circ$; 3 – $\theta = 56,25^\circ$; 4 – $\theta = 22,5^\circ$; 5 – $\theta = 33,75^\circ$;
 6 – $\theta = 45^\circ$; 7 – $\theta = 90^\circ$; 8 – $\theta = 11,25^\circ$; 9 – $\theta = 67,5^\circ$

Из этого графика и других результатов расчёта следует, например, что погрешность оценки величины электрического фактора формы при увеличении угла θ составляет величину $-0,1 \dots -11,9$ дБ.

Согласно результатам работы [2] оценку модифицированной радиолокационной отражаемости $Z_{DR}^*(\mu, \theta)$ можно получить на основе поочередного излучения сигналов горизонтальной E_X и круговой E_Y (например, правой) поляризации и оценки амплитуд соответствующих компонент E_{XP} и E_{KP} принятого сигнала в виде

$$Z_{DR}^*(\mu, \theta) = 20 \lg \frac{E_{KP}}{E_{XP}}. \quad (4)$$

Как и в предыдущем случае, эта оценка имеет свою погрешность [2]:

$$\Delta Z_{DR}^*(\mu, \theta) = 20 \lg(1 + \mu \cos 2\theta). \quad (5)$$

Значения этой погрешности по данным работы [2] не превышают величину порядка $\Delta Z_{DR}^*(\mu, \theta) = 3$ дБ, что существенно ниже погрешности ΔZ_{DR} , получаемой на основе использования линейных ортогональных поляризаций.

Таким образом, метод модифицированной дифференциальной радиолокационной отражаемости ΔZ_{DR}^* является более точным при зондировании переднего края метеообразований. Однако по мере удаления от переднего края на периферию метеообразования следует ожидать возрастание погрешности в оценке (4) величины $Z_{DR}^*(\mu, \theta)$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Масалов Е.В., Бунин К.В. Влияние параметров поляризационного базиса на оценку дифференциальной радиолокационной отражаемости // Матер. междунар. конф. «Актуальные проблемы электронного приборостроения». Новосибирск, 2010. Т. 4. С. 13–15.
2. Масалов Е.В., Ещенко С.Ю. Влияние ориентации собственного базиса метеообъекта на точностные характеристики поляризационного радиолокатора // Доклады ТУСУРа. Томск, 2011. №2 (24), ч. 3. С. 14–17.

РАДИОТЕХНИКА

*Председатель – Титов А.А., профессор каф. РЗИ, д.т.н., доцент;
зам. председателя – Семенов Э.В., доцент каф. РЗИ, к.т.н.*

**РАСШИРЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА
УСТРОЙСТВ УПРАВЛЕНИЯ АМПЛИТУДОЙ МОЩНЫХ
ОДНОПОЛЯРНЫХ ИМПУЛЬСОВ**

Р.Ш. Ахтямов, магистрант; Д.А. Жданов, аспирант;

А.А. Титов, проф., д.т.н.

г. Томск, ТУСУР, TitovAA@rzi.tusur.ru

Устройства управления (УУ) амплитудой мощных импульсов применяются в схемах защиты импульсных усилителей от перегрузки по входу и рассогласования по выходу [1], для стабилизации характеристик генераторов мощных импульсов [2]. Принцип работы УУ основан на свойстве биполярного транзистора играть роль самоуправляемого ограничителя однополярных импульсов [3].

Возможны различные способы реализации УУ амплитудой мощных импульсов, которые описаны в [1, 4–7]. Основным недостатком указанных УУ является появление выброса на переднем фронте импульса в процессе управления его амплитудой. Это приводит к уменьшению допустимой области регулирования амплитуды выходных импульсов при заданных требованиях к амплитуде выброса. В качестве примера рассмотрим характеристики УУ, используемого в СВЧ-генераторе [2] для стабилизации амплитуды и длительности импульсов возбуждения диода Ганна. Принципиальная схема УУ приведена на рис. 1. Результаты экспериментальных исследований формы выходного сигнала, при сопротивлении нагрузки УУ, равном 1 к, амплитуде входного импульса 20 В и амплитудах импульсов на выходе 18 и 3 В, приведены на рис. 2.

Для расширения динамического диапазона (ДД) УУ, ограниченного допустимой величиной выброса на переднем фронте выходных импульсов, предложено использовать две схемы коррекции. Под динамическим диапазоном УУ при этом понимается отношение максимального значения амплитуды выходного импульса к его минимальному значению. Принципиальные схемы УУ с предложенными схемами коррекции приведены на рис. 3 и 4.

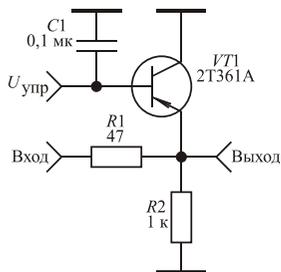


Рис. 1. Принципиальная схема УУ

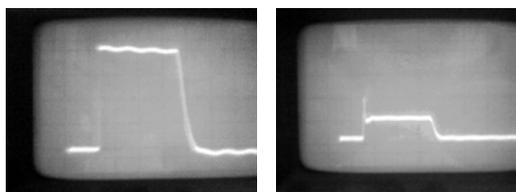


Рис. 2. Зависимость формы сигнала на выходе УУ при различных его амплитудах

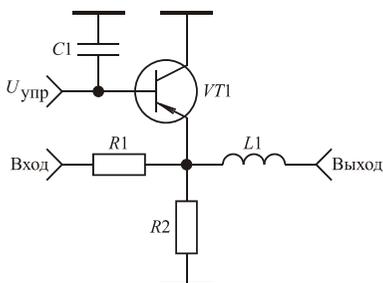


Рис. 3. Принципиальная схема УУ с индуктивной коррекцией

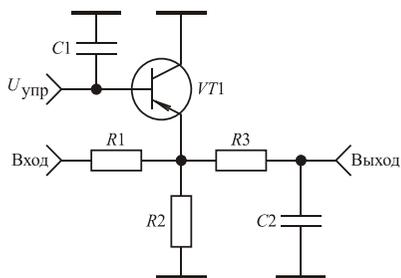


Рис. 4. Принципиальная схема УУ с корректирующей RC-цепью

Исследования эффективности использования предложенных схем коррекции проводились с применением программной среды Multisim 11.0, в которой биполярные транзисторы описываются с помощью нелинейной модели Гуммеля–Пуна [8]. При расчетах ДД сопротивление нагрузки УУ полагалось равным 1 к, допустимая величина выброса на переднем фронте выходных импульсов была принята равной 10% от их амплитуды, в качестве транзистора VT1 использовались транзисторы типа FMТ591А, ВСХ17, 2SA1020, 2N5771, ST5771-1, 2N4402.

В процессе исследований установлено, что с ростом величины катушки индуктивности $L1$ (рис. 3) происходит увеличение ДД, при одновременном возрастании времени установления фронта импульса t_y на выходе УУ. Характеристики зависимости ДД от допустимого значения времени установления фронта импульса в схеме (см. рис. 3) для трех типов транзисторов приведены на рис. 5.

Исследования схемы (рис. 4) показали, что при фиксированном значении величины резистора $R3$ и с ростом величины емкости конденсатора $C2$ (см. рис. 4) также происходит увеличение ДД, при одновременном возрастании времени установления фронта импульса на

выходе УУ. Характеристики зависимости ДД от допустимого значения t_y в схеме (см. рис. 4) для трех типов транзисторов приведены на рис. 6.

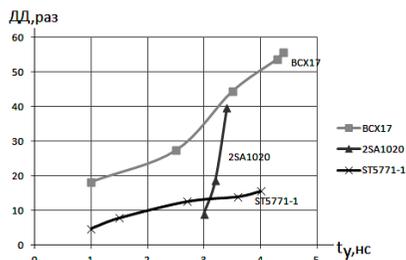


Рис. 5. Зависимость динамического диапазона схемы (см. рис. 3) от допустимого значения t_y

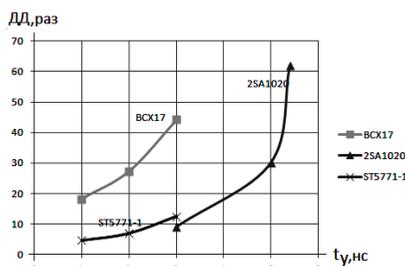


Рис. 6. Зависимость динамического диапазона схемы (см. рис. 4) от допустимого значения t_y

Анализируя зависимости, приведенные на рис. 5 и 6, можно сделать следующие выводы: граничная частота f_T не является определяющей для ДД устройства управления (транзистор BCX17 имеет $f_T = 80$ МГц, транзистор ST5771-1 имеет $f_T = 700$ МГц); увеличение требуемого значения t_y приводит к пропорциональному увеличению ДД рассматриваемого УУ; предложенные схемы коррекции имеют примерно одинаковую эффективность.

Работа выполнена в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 гг. (государственный контракт № 02.740.11.0514 от 15.03.10).

Проект ГПО РЗИ-902 – «Устройства регулирования, модуляции и ограничения амплитуды мощных периодических и импульсных сигналов».

ЛИТЕРАТУРА

1. Титов А.А., Семенов А.В., Пушкарев В.П. Устройство защиты усилителя однополярных импульсов от перегрузки по току. Патент РФ № 2328818. Оpubл. 10.07.2008. Бюл. № 19.
2. Пушкарев В.П., Титов А.А., Юрченко В.И. Режимные характеристики импульсного генератора на диодах Ганна типа 3A762 // Доклады ТУСУРа. 2010. № 2. С. 138–141.
3. Титов А.А. Управление амплитудой мощных гармонических и импульсных сигналов // Электроника. НТБ. 2010. № 1. С. 78–83.
4. Титов А.А., Семенов А.В., Пушкарев В.П. Устройство управления амплитудой мощных импульсных сигналов. Патент РФ № 2429558. Оpubл. 20.09.2011. Бюл. № 26.

5. Титов А.А., Семенов А.В., Пушкарев В.П., Юрченко В.И. Устройство управления амплитудой мощных однополярных импульсов. Патент РФ № 2395897. Опубл. 27.07.2010. Бюл. № 21.

6. Титов А.А., Семёнов А.В. Устройство регулирования амплитуды высоковольтных однополярных импульсов. Заявка на изобретение РФ № 2011117238. Приоритет от 28.04.2011.

7. Титов А.А., Семёнов А.В., Токбаева И.Ж., Шанин А.В. Ограничитель амплитуды высоковольтных однополярных импульсов. Заявка на изобретение РФ № 2011118938. Приоритет от 11.05.2011.

8. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. 12-е изд. Т. 1 / Пер. с нем. М.: ДМК Пресс, 2008. 832 с.

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА ВИОЛЫ–ДЖОНСА К ЗАДАЧЕ РАСПОЗНАВАНИЯ ВАСКУЛЯРНОГО РИСУНКА ЛАДОНИ

Н.Н. Алексеева, студентка

г. Томск, ТУСУР, РТФ, каф. РЗИ, miss_xotton@mail.ru

Метод Виолы–Джона является одним из базовых и самых эффективных для распознавания лиц. В настоящей работе осуществляется анализ возможности применения метода к задаче распознавания васкулярного рисунка ладони.

Основные принципы, на которых основан данный метод:

- 1) изображения представляются в интегральном виде;
- 2) используется принцип сканирующего окна: сканируется изображение окном поиска, а затем применяется классификатор к каждому положению окна;
- 3) используются признаки Хаара, с помощью которых происходит поиск нужного объекта;
- 4) используется бустинг для выбора наиболее подходящих признаков для искомого объекта на данной части изображения;
- 5) все признаки поступают на вход классификатора, который даёт результат «верно» либо «ложь»;
- 6) используются каскады признаков для быстрого отбрасывания окон, где не найдены искомые объекты.

Интегральное представление позволяет рассчитывать суммарную яркость произвольного прямоугольника на изображении. Интегральное представление изображения – это матрица, совпадающая по размерам с исходным изображением. В каждом элементе ее хранится сумма интенсивностей всех пикселей, находящихся левее и выше данного элемента. Элементы матрицы рассчитываются по следующей формуле:

$$L(x,y) = \sum I(i,j),$$

где $I(i,j)$ – яркость пикселя исходного изображения.

Признаки Хаара дают точечное значение перепада яркости по оси X и Y соответственно.

В алгоритме используется сканирующее окно. Окно передвигается по изображению и ищет нужные признаки, которые обрабатываются в классификаторе.

В методе Виолы–Джонса производится обучение классификатора. В основе идеи бустинга лежит построение цепочки классификаторов, которая называется каскадом, каждая из которых (кроме первого) обучается на ошибках предыдущего [1].

При применении метода к васкулярному рисунку ладони возможно упрощение алгоритма. Для этого разработана программа, сравнивающая два объекта, представленных в виде матриц X и Y (рис. 1–2). Матрица Y сдвинута относительно матрицы X вправо, задача программы – проанализировать совпадение матриц.

$X =$

1	0	0	0	0	1
0	1	0	0	1	0
0	1	0	1	0	0
0	1	0	1	0	0
0	1	0	1	0	0

Рис. 1. Матрица X

$Y =$

0	1	0	0	0	0
0	0	1	0	0	1
0	0	1	0	1	0
0	0	1	0	1	0
0	0	1	0	1	0

Рис. 2. Матрица Y

Изображения представляются в виде матриц. Размер сканирующего окна выбран 3×3 элемента матрицы. Вычисляются веса каждого положения сканирующего окна в матрицах X и Y . Затем полученные веса сравниваются. При условии их совпадения каждое положение сканирующего окна на матрице X сравнивается с каждым положением окна на матрице Y .

Результат работы программа выводит на экран (рис. 3), где P – это количество совпадений сканирующих окон на матрице X и Y , ans – это ответ. Когда ans = true, матрицы совпадают, когда ans = false – не совпадают.

```

P =
Columns 1 through 13
    1    1    1    1    1    1    1    1    1    1    1    1    1
Columns 14 through 15
    1    1
ans =
true

```

Рис. 3. Результат работы

Некоторые характерные проблемы, актуальные при поиске лиц, отсутствуют в задачах распознавания васкулярного рисунка ладони. Например, различный фон, экранирование другим объектом, изменчивость формы объекта.

Программная реализация метода Виолы–Джонса показывает возможность его применения к задачам распознавания васкулярного рисунка ладони.

Проект ГПО РЗИ-1001 – «Система контроля и управления доступом».

ЛИТЕРАТУРА

1. Метод Виолы–Джонса (Viola–Jones) как основа для распознавания лиц. <http://habrahabr.ru/blogs/algorithm/133826/> (дата обращения: 23.02.12).
2. Морозова М.А., Салтанова О.Б. Система контроля и управления доступом по биометрическим параметрам // Научная сессия ТУСУР–2011: Матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 4–6 мая 2011 г. В 6 ч. Томск: В-Спектр, 2011. Ч. 2. С. 262–265.

ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ С ИСКАЖЕНИЯМИ

*А.О. Астахов, студент 4-го курса; К.В. Волков, аспирант каф. СРС
г. Томск, ТУСУР, anton.astahov.o@gmail.com*

При разработке нового измерительного устройства всегда встает вопрос о правильности работы устройства, с какой точностью он работает и т.д. Для того чтобы было возможно оценить данные параметры устройства, необходимы специализированные программные обеспечения, которые дают возможность генерировать различные тестовые сигналы, в том числе со сложными видами модуляции, вносить в сигналы различные искажения (смещения квадратур сигнала относительно друг друга, рассогласование в усилении квадратур, фазовые сдвиги

и т.п.). Затем передавать их на вход измерительного устройства, которое демодулирует и декодирует поступающий сигнал, рассчитывает битовую вероятность ошибки, ошибки амплитуды и фазы. Так как сигнал заранее известен, то можно будет сравнивать результат работы измерительного прибора с известными значениями и вынести решение о точности и правильности работы прибора.

Данное программное обеспечение разрабатывается как дополнительное для векторного анализатора сигналов (ВАС), с возможностью генерирования сигналов с цифровыми методами манипуляции QPSK, MSK, GMSK, QAM-16 и QAM-64 и внесения в них искажений смещение квадратур, рассогласования усиления квадратур, фазового сдвига квадратур, аддитивного гауссова шума. Данные методы манипуляции довольно широко распространены в различных системах связи, в различных стандартах связи. Приложение разрабатывается в среде MatLab, вычислительная часть программы организована с помощью функций пакета Communications Tools. Интерфейс программы разработан в пакете Guide MatLab[1].

Алгоритм работы приложения:

- 1) пользователь выбирает тип манипуляции;
- 2) затем тип и величину вносимых искажений;
- 3) нажимает кнопку генерировать;
- 4) на жестком диске компьютера сохраняется текстовый файл с записанными в него отсчетами модулированного сигнала с искажениями. Теперь файл по доступным протоколам можно передать на вход измерительному устройству.



Рис. 1. Блоковая диаграмма взаимодействия пользователя с интерфейсом

На рис. 2 представлен пользовательский интерфейс приложения, левая колонка – это три выпадающих списка, в которых выбираются виды манипуляции, стандарт связи (в процессе разработки) и вносимые искажения. После выбора типа искажений появляется дополнительное окно, в котором в процентах указывается величина вносимых искажений. Справа, на пользовательском интерфейсе, представлена колонка из трех графиков, на которых показаны квадратурные составляющие сигнала в зависимости от времени. На данном рисунке представлена диаграмма фазовых переходов сигнала с QPSK манипуляцией, с внесенными искажениями типа рассогласования в усилении квадратур и фазовый сдвиг в квадратурах. Третий график представляет собой сигнальное созвездие модулированного сигнала.

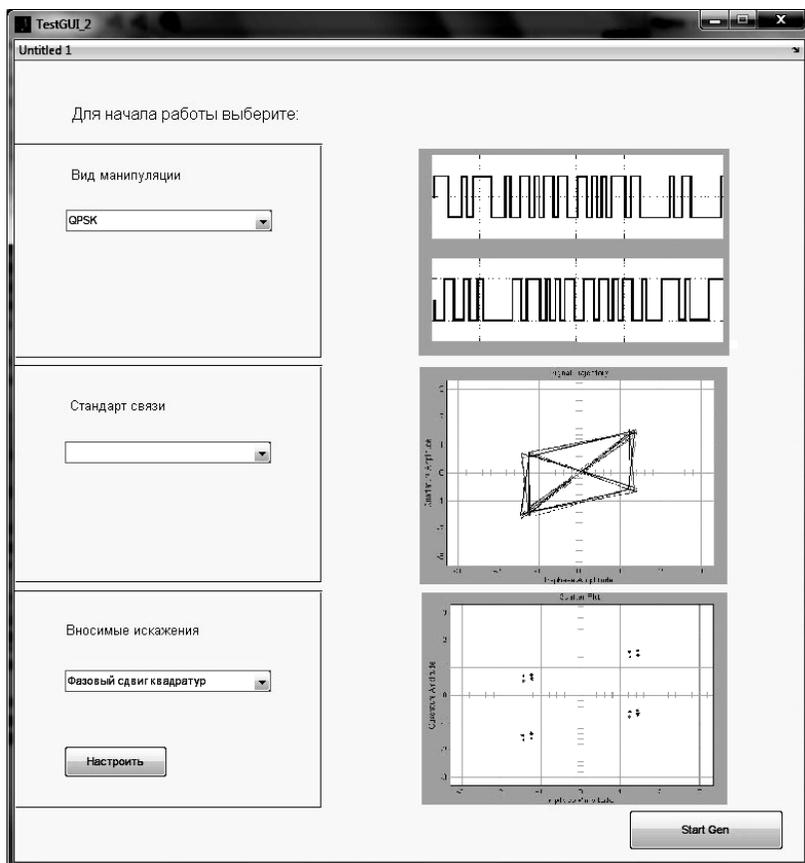


Рис. 2. Интерфейс пользователя

Пакет Communications Tools предлагает следующие функции для формирования модулированных сигналов [2]:

- **dmod** (образует вещественный сигнал на выходе) и **dmodce** (формируется комплексная огибающая). В качестве входных параметров для данных функций на вход им передаются следующие параметры сигналов: информационные символы, несущая частота, символьная скорость, порядок манипуляции и тип манипуляции. При частотной манипуляции указывается также расстояние между соседними частотами.

- **modmap** (строит сигнальное созвездие). На вход принимает информацию о типе манипуляции и порядке данной манипуляции.

- И множество других вспомогательных функций.

При формировании сигналов могут быть использованы фильтры «приподнятого косинуса» и гауссов с различными параметрами, для этого необходимо знать отсчеты импульсной характеристики данного фильтра, это будет учтено при дальнейшем проектировании пользовательского интерфейса.

В данной статье было предложено дополнительное программное обеспечение для векторного анализатора сигналов, которое позволяет формировать сигналы со сложной цифровой манипуляцией. Искажения, вносимые в сигналы, позволяют оценить работоспособность ВАС. Данное ПО не позволяет вносить изменения в фильтры, но эту возможность планируется добавить в функционал. Также планируется разработать алгоритмы формирования сигналов в соответствии с распространенными стандартами связи (GSM, Wi-Fi, WiMAX, LTE).

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ в соответствии с договором 13.G25.31.0011 от 07.09.2010 г. и договором 74/10 от 15.07.2010 г. в порядке реализации Постановления № 218 Правительства РФ.

ЛИТЕРАТУРА

1. <http://vuz.exponenta.ru/PDF/FOTO/kaz/Articles/Ermachkova.pdf> [Электронный ресурс], свободный режим доступа.
2. <http://matlab.exponenta.ru/communication/book4/index.php> [Электронный ресурс], свободный режим доступа.

ОБЗОР СЕКРЕТНОСТИ ПРОТОКОЛОВ КВАНТОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ КЛЮЧЕЙ

*С.О. Чечулин, Д.А. Махорин, аспиранты; Н.А. Сулова, студентка
Научный руководитель Р.В. Литвинов, к.ф.-м.н., доцент
г. Томск, ТУСУР, каф.РЗИ, 4e4ulinso@mail.ru*

Первая идея использования протокола квантового распределения ключей (КРК) была предложена в [1]. Протокол получил название BB84 и использовал 2 попарно неортогональных внутри себя базиса. Позже в [2] была показана возможность использования только 2 неортогональных между собой состояний (протокол B92). Существуют также другие вариации протоколов квантового распределения ключей [3, 4].

В данной статье рассматривается возможность атаки Евы (традиционное имя для злоумышленника в криптографии) на протокол BB84, оценки атак на другие протоколы КРК приведены в [5, 6]. В идеальной атаке на протокол считается, что Еву ограничивают только законы квантовой механики [7], но не уровень современных технологий.

Простейшая атака Евы на протокол КРК работает по типу «перехват-пересылка» [8]. Ева измеряет фотоны, посланные Алисой, в одном из случайных базисов (прямоугольном или диагональном), точно так же, как это делает Боб. Затем подготавливает фотон в том же базисе и пересылает его Бобу. Если Еве повезет и её базис совпадет с начальным базисом Алисы, то Алиса и Боб не заметят перехвата, если нет – они заметят вмешательство, поскольку произойдет перекрытие базисов на 1/2 и результаты измерений будут некоррелированы. В таком случае при использовании этой стратегии Ева получит 50% информации, увеличив число ошибок у Алисы и Боба на 25%, что будет сразу же замечено легитимными участниками обмена. Однако если Ева будет применять эту стратегию только к части посылки, например к 10%, она сможет получить 5% информации, увеличив число ошибок всего на ~2,5%, обнаружить которые в реальной неидеальной системе значительно сложнее.

После обмена ключом и отбрасывания тех бит, базисы которых были выбраны неправильно, Алиса и Боб имеют так называемый «просеянный» (черновой) ключ. Однако в нем все ещё содержатся ошибки либо вследствие несовершенства технических систем, либо вследствие вмешательства Евы. Для уровня ошибок в КК введен специальный термин QBER (quantum bit error rate). QBER в реальных системах КК находится на уровне нескольких процентов, что сильно отличается от уровня ошибок в традиционных системах передачи информации (10^{-9}). В дальнейшем значение QBER может быть умень-

шено до тех же величин с помощью классических процедур исправления ошибок.

Пусть, Ева применяет стратегию «перехват-посылка» на все передаваемые посылки. Тогда она получает 0,5 бит информации на один бит Алисы и вносит QBER равный 25%. Формально среднее значение информации, получаемое Евой из бита Алисы $I(\alpha, \varepsilon)$, равно относительному уменьшению энтропии:

$$I(\alpha, \varepsilon) = H_{\text{apriori}} - H_{\text{posteriori}}.$$

Так как изначально (a priori) вероятность для бита Алисы постоянна, $H_{\text{apriori}} = 1$. Конечная энтропия должна быть усреднена по всем результатам, которые может получить Ева:

$$H_{\text{posteriori}} = \sum_r P(r) H(i|r),$$

$$H(i|r) = - \sum_i P(i|r) \log_2 [P(i|r)],$$

где конечная (a posteriori) вероятность i -го бита, при условии, что Ева получает результат r , вычисляется по теореме Байеса:

$$P(i|r) = \frac{P(r|i)P(i)}{P(r)},$$

при $P(r) = \sum_i P(r|i)P(i)$. В случае атаки «перехват-пересылка» Ева получает один из следующих результатов: $r \in \{\uparrow, \downarrow, \leftarrow, \rightarrow\}$. После раскрытия базиса предполагается, что Алиса передавала одно из двух значений: $i \in \{\uparrow\downarrow\}$ (предполагая, что был использован базис $\uparrow\downarrow$, в другом случае – аналогично). Получается $P(i=\uparrow|r=\uparrow)=1$, $P(i=\uparrow|r=\rightarrow)=1/2$ и $P(r)=1/2$. Следовательно, $I(\alpha, \varepsilon) = 1 - \frac{1}{2}h(1) - \frac{1}{2}h(\frac{1}{2}) = 1 - \frac{1}{2} = \frac{1}{2}$ [при $h(p) = p \log_2(p) + (1-p) \log_2(1-p)$].

Другая стратегия Евы столь же не сложная в реализации, предполагает использование промежуточного базиса (базис Брейдбарта) [2]. В этом случае вероятность того, что Ева угадает базис, равна $p = \cos(\pi/8)^2 = 1/2 + \sqrt{2}/4 = 0,854$, соответствуя вероятности ошибки QBER = $2p(1-p) = 25\%$ и количеству информации на бит по Шеннону: $I = 1 - H(p) = 0,399$. Эта стратегия менее выгодна для Евы, поскольку она получает меньше информации на бит Алисы, хотя вероятность угадывания базиса возрастает с 75 до 85%.

После того как Алиса, Боб и Ева произвели измерения своих квантовых систем, у них остаются классические переменные $\alpha, \beta, \varepsilon$ соответственно. Соглашение об успешной передаче ключа между Алисой и

Бобом с использованием коррекции ошибок и процедуры усиления секретности возможно только тогда, когда взаимная информация Алиса–Боб по Шеннону больше, чем взаимная информация Алиса–Ева и Боб–Ева, т.е. $I(\alpha, \beta) > I(\alpha, \varepsilon)$ и $I(\alpha, \beta) > I(\beta, \varepsilon)$. Пусть $QBER = D$, тогда:

$$I(\alpha, \beta) = 1 - h(D) = 1 + D \log_2(D) + (1 - D) \log_2(1 - D).$$

В [8] показано, что максимальная взаимная информация между Алисой и Евой (также и между Бобом и Евой) равна $I^{\max}(\alpha, \varepsilon) \approx 2,9D$. Тогда секретность протокола BB84 возможна, если:

$$I(\alpha, \beta) \geq I^{\max}(\alpha, \varepsilon) \Leftrightarrow D = D_0 \leq (1 - 1/\sqrt{2})/2 \approx 15\%.$$

При уровне ошибок QBER больше D_0 никакие процедуры коррекции и усиления секретности ключа не способны обеспечить защиту от атак типа «перехват-пересылка».

ЛИТЕРАТУРА

1. Bennet C. and Brassard G. Quantum cryptography: Public key distribution and coin tossing // in Proceedings of IEEE International Conference on Computers, System and Signal Processing (Institute of Electrical and Electronics Engineers). New York. 1984. P. 175–179.
2. Bennet C. Experimental quantum cryptography / C. Bennet, F. Besette, G. Brassard et al. // J. Cryptology. 1992. №5. P. 3–28.
3. Ekert A.K. Quantum cryptography based on Bell's theorem // Phys. Rev. Lett. 1991. № 69. P. 661–663.
4. Bruss D. Optimal eavesdropping in quantum cryptography with six state // Phys. Rev. Lett. 1998. №81. P. 3018–3021.
5. Funch C.A. Quantum state disturbance vs. informational gain: uncertainty relations for quantum information / C.A. Funch, A. Peres // Phys. Rev. 1996. A. 53. P. 2038–2045.
6. Benchman-Pasquucci H. Incoherent and coherent eavesdropping in the 6-state protocol in quantum cryptography. H. Benchman-Pasquucci, N. Gisin // Phys. Rev. 1999. A. 59. P. 4238–4248.
7. Wootters W.K. A single quantum cannot be cloned / W.K. Wootters, W.H Zurek // Nature. 1982. №299. P. 802–803.
8. Gisin N. Quantum cryptography / N. Gisin, G. Ribordy, W. Tittel, H. Zbinden // Reviews of modern physics. 2002. №74. P. 145–190.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ВЫЧИСЛЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОГО ЗНАЧЕНИЯ ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ КОАКСИАЛЬНЫХ СОЕДИНИТЕЛЕЙ, УЧИТЫВАЮЩАЯ ЭКСЦЕНТРИСИТЕТ ПОЛОЖЕНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ШАЙБЫ В СЕЧЕНИИ КОАКСИАЛЬНОГО ТРАКТА

С.К. Доманов, студент 5-го курса

*Научный руководитель А.В. Фатеев, ассистент
г. Томск, ТУСУР, каф. СВЧ и КР, serzh.domanov@mail.ru*

Активное развитие современной техники, в состав которой входят полупроводниковые материалы, выдвинуло необходимость задачи измерения параметров материалов, значительным образом оказывающих влияние на характеристики устройства. Относительная диэлектрическая проницаемость (ОДП) ϵ является одним из наиболее важных параметров, характеризующих диэлектрики. Для ее измерения создаются соответствующие математические алгоритмы, задачей которых является максимально приблизить результат к действительности. Зачастую на практике такому приближению препятствует неточность изготовления измеряемого образца. В данной работе реализован алгоритм расчета эффективного значения ОДП, учитывающий эксцентриситет положения диэлектрической шайбы в сечении коаксиального тракта относительно внешнего и внутреннего проводников. Ниже представлены поперечный разрез коаксиального тракта в случае идеального исполнения (рис. 1, *а*) и в случае с погрешностью (рис. 1, *б*).

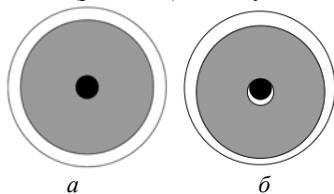


Рис. 1. Поперечный разрез коаксиального тракта: *а* – в идеальном представлении; *б* – с погрешностями в изготовлении. Серым цветом изображена диэлектрическая шайба, черным – центральный проводник

Для того чтобы создать необходимую модель расчета, в первую очередь строится геометрическая модель образца, подобная той, что представлена на рис. 1, *б*. Составляются соответствующие уравнения окружностей. Для этого удобно использовать теорию полярных координат. Декартова координата x в полярных координатах выглядит следующим образом: $x = \rho \cdot \cos \varphi$, координата y : $y = \rho \cdot \sin \varphi$, где ρ – полярный радиус, φ – полярный угол. Поскольку в данной модели сдвиг диэлектрической шайбы осуществляется по оси y , координата y будет выражаться следующим образом: $y = \rho \cdot \sin \varphi - d$, где d – некоторый сдвиг по оси y .

Запишем уравнение окружности, сдвинутой на величину d относительно центра:

$$(\rho \cdot \cos\varphi - d)^2 + \rho \cdot \sin\varphi^2 = R^2. \quad (1)$$

Так как радиус изменяется в зависимости от угла, выражение (1) после проведения соответствующих манипуляций применимо для внешней и внутренней поверхности диэлектрической шайбы будет выглядеть следующим образом:

$$r(\varphi) = \sqrt{r_{\text{внутр}}^2 - 2d \cdot r_{\text{внутр}} \cdot \sin(\varphi) + d^2}, \quad (2)$$

$$R(\varphi) = \sqrt{r_{\text{внешн}}^2 - 2d \cdot r_{\text{внешн}} \cdot \sin(\varphi) + d^2}, \quad (3)$$

где $r_{\text{внутр}}$ – радиус внутренней поверхности диэлектрика; $r_{\text{внешн}}$ – радиус внешней поверхности диэлектрика; $r(\varphi)$ – выражение для внутренней поверхности диэлектрической шайбы; $R(\varphi)$ – выражение для внешней поверхности диэлектрической шайбы.

Для того чтобы границы шайбы не выступали за границы проводников, реализован следующий цикл в программном пакете MathCAD:

$$d = \begin{cases} r_{\text{внутр}} - rm_{\text{внутр}} & \text{if } r_{\text{внутр}} - rm_{\text{внутр}} \leq rm_{\text{внешн}} - r_{\text{внешн}}, \\ rm_{\text{внешн}} - r_{\text{внешн}} & \text{if } r_{\text{внутр}} - rm_{\text{внутр}} > rm_{\text{внешн}} - r_{\text{внешн}}, \end{cases} \quad (4)$$

где $rm_{\text{внутр}}$ – радиус внутреннего проводника; $rm_{\text{внешн}}$ – радиус внешнего проводника.

Итоговое выражение для расчета эффективного значения ОДП основано на соотношениях, представленных ниже [2]:

$$\varepsilon_{\text{эфф}} = \frac{\ln\left(\frac{dm_{\text{внешн}}}{dm_{\text{внутр}}}\right)}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{\varepsilon_i} \cdot \ln\left(\frac{d_i}{d_{i-1}}\right)}, \quad (5)$$

$$\varepsilon_{\text{эфф}} = \frac{\sum_{i=1}^n \varepsilon_i \cdot \varphi_i}{2\pi}, \quad (6)$$

где $dm_{\text{внешн}}$ – диаметр внешнего проводника; $dm_{\text{внутр}}$ – диаметр внутреннего проводника; d_i – диаметр текущего слоя; d_{i-1} – диаметр предыдущего слоя.

Примечание: счет идет от внутреннего слоя к внешнему.

Соотношение (5) используется для образцов, имеющих несколько слоев с различными значениями ОДП. Соотношение (6) используется для образцов, значения ОДП которых варьируются по секторам. По-

скольку в данной работе образец имеет различные значения ОДП как с изменением слоя, так и с изменением угла, необходимо объединить соотношения для обоих случаев. Так как дискретное разделение по секторам отсутствует, а имеет место плавное изменение радиуса, знак суммы заменяется интегралом:

$$\varepsilon_{\text{эфф}} = \int_0^{2\pi} \frac{\ln\left(\frac{dm_{\text{внешн}}}{dm_{\text{внутр}}}\right)}{\frac{1}{\varepsilon_1} \cdot \ln\left(\frac{r(\varphi)}{dm_{\text{внутр}}}\right) + \frac{1}{\varepsilon_2} \cdot \ln\left(\frac{R(\varphi)}{r(\varphi)}\right) + \frac{1}{\varepsilon_3} \cdot \ln\left(\frac{dm_{\text{внешн}}}{R(\varphi)}\right)} \cdot d\varphi, \quad (7)$$

2π

где ε_1 – значение диэлектрической проницаемости для внутреннего воздушного зазора; ε_2 – значение диэлектрической проницаемости диэлектрического слоя; ε_3 – значение диэлектрической проницаемости для внешнего воздушного зазора.

По результатам проведенного эксперимента эффективное значение комплексной диэлектрической проницаемости приняло значение $\varepsilon_{\text{эфф}} = 1,843$, учитывая, что значения переменных были следующими: $\varepsilon_1 = 1$; $\varepsilon_1 = 2$; $\varepsilon_1 = 1$; $rm_{\text{внутр}} = 1,52$; $rm_{\text{внешн}} = 3,5$; $rm_{\text{внешн}} = 1,6$; $rm_{\text{внешн}} = 3,43$.

Таким образом, применение данной математической модели позволяет вычислять значения относительной диэлектрической проницаемости с учетом погрешности в исполнении диэлектрического образца, что в свою очередь помогает получить наиболее достоверные сведения об используемом материале.

ЛИТЕРАТУРА

1. Chen L.F., Ong C.K., Neo C.P. Microwave Electronics Measurement and Materials Characterization // John Wiley & Sons. 2004. 549 с.
2. Креницкий А.П., Мещанов В.П. Сверхширокополосные микроволновые устройства. М.: Радио и связь, 2001. 560 с.

ЭКСТРАКЦИЯ ПАРАМЕТРОВ SPICE-МОДЕЛЕЙ ДИОДОВ
А.В. Дроздов, студент; А.С. Загородний, аспирант каф. СВЧКР
Научный руководитель Г.Г. Гошин, проф. каф. СВЧКР, д. ф.-м. н.
г. Томск, ТУСУР, РТФ, swlt@sibmail.com

В области компьютерного моделирования различных компонентов РЭС широко используются так называемые SPICE-модели. С их помощью можно с некоторой точностью описать индивидуальные свойства какого-либо отдельного компонента или электрической цепи. SPICE-модель представляет собой текстовый файл, содержащий опи-

сание электрических соединений схемы и параметры отдельных компонентов [1]. Электрические соединения описываются на специальном языке, также называемом SPICE.

Для получения SPICE-модели компонента по его известным характеристикам существуют программы, в их ряд входят PARTS, PSpice Model Editor (из пакета OrCad) и Model (из пакета Micro-Cap) [2]. В данной работе использовалась программа PSpice Model Editor, основной отличительной особенностью которой является ее простота в обработке большого числа экспериментальных данных.

Целью работы является получение SPICE-модели диода по его экспериментально измеренным вольт-амперным характеристикам (ВАХ). С помощью программы PSpice Model Editor были получены параметры SPICE-модели, приведенные в таблице.

SPICE-параметры модели диода

Обозначение параметра	Название параметра	Значение	Минимум	Максимум
IS	Ток насыщения, А	2,6e-5	1e-20	0,1
N	Коэффициент неидеальности тока насыщения	1,217	0,2	5
RS	Объемное сопротивление базы, Ом	29,42	1e-6	100
IKF	Ток перегиба ВАХ при высокой инжекции, А	0	0	1000
XTI	Температурный коэффициент IS	3	-100	100
EG	Ширина запрещенной зоны полупроводника, эВ	1,11	0,1	5,51
CJO	Барьерная емкость $p-n$ -перехода при нулевом смещении, Ф	1e-12	1e-20	0,001
M	Коэффициент аппроксимации	0,333	0,1	10
VJ	Контактная разность потенциалов, В	0,75	0,39	10
ISR	Тепловой ток рекомбинации, А	1e-10	1e-20	0,1
NR	Коэффициент неидеальности тока рекомбинации	2	0,5	5
BV	Напряжение обратного пробоя, В	100	0,1	100000
IBV	Начальный ток пробоя, А	0,001	1e-9	10
TT	Время переноса заряда, с	5e-9	1e-16	0,001

Следует отметить, что в языке SPICE возможна работа и с большим количеством параметров, например, для диода возможно указание более 60 различных параметров. Из таблицы видно, что программа PSpice Model Editor позволяет не только численно определять параметры, но и оценивать их граничные значения. Это дает возможность

проводить сравнение параметров, рассчитанных другими методами или известным по справочным данным.

Для моделирования обратной ветви ВАХ диода предлагается использовать модель параллельно-встречного включения двух диодов.

Подобная схема включения показана на рис. 1.

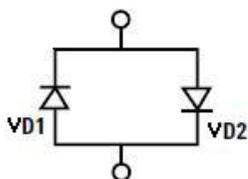


Рис. 1. Параллельно-встречное включение диодов

Диод VD1 необходим для описания прямой ветви ВАХ, VD2 – обратной.

В данной работе было важно получить наиболее точную аппроксимацию ВАХ диода в диапазоне от 0 до 1 В, пренебрегая областью насыщения, так как подавляющее большинство приборов работают именно в этой области. Сравнительное представление ВАХ, полученной по SPICE-параметрам модели, с помощью программы схемотехнического моделирования Qucs (возможно использование программ Micro-Cap, ADS и некоторых других), и экспериментальной ВАХ показано на рис. 2.

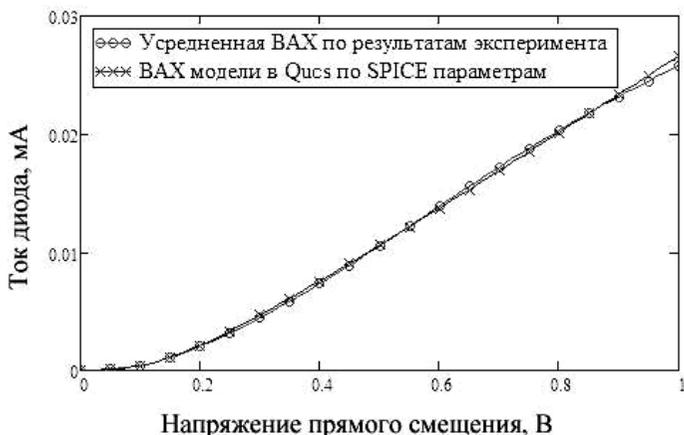


Рис. 2. Сравнение ВАХ модели и эксперимента

При напряжении прямого смещения более одного вольта наблюдаются существенные отклонения между кривыми, приведенными на рис. 2. В соответствии с таблицей при моделировании диода использовалось 14 параметров SPICE-модели. Стоит отметить, что данные па-

раметры описывают только основные характеристики ВАХ диода. При необходимости использования модели в схемах с широкими диапазонами частот или температур необходимо дополнение модели соответствующими параметрами.

Рассмотренный метод получения SPICE-параметров может широко применяться для анализа РЭС. Достоинство его заключается в том, что большое число исходных данных заменяется набором универсальных параметров, поддерживающихся различными программами схемотехнического моделирования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кийко В.В. Моделирование полупроводникового диода: метод. указания по курсу «Компьютерный анализ электронных схем». Екатеринбург: УПИ-УГТУ, 2001. 28 с.

2. Самбурский Л.М., Торговников Р.А. Краткое описание программы SPICE / Моск. гос. ин-т электроники и математики. М.: МИЭМ, 2009. 14 с.

ОПТИМИЗИРОВАННЫЙ АЛГОРИТМ РАСЧЕТА ОШИБОК СИГНАЛОВ С ЦИФРОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

***А.В. Федянов, студент 4-го курса; К.В. Волков, аспирант каф. СРС
г. Томск, ТУСУР, afedyanov@gmail.com***

Для оценки качества цифрового связного оборудования используются различные показатели ошибок модуляции, такие как EVM – вектор ошибки, Merf – ошибка амплитуды, BER – битовая ошибка, Pher – ошибка фазы, MER – коэффициент ошибок модуляции, а также их временные зависимости (EVM(t), MER(t), BER) [1]. Получение значений данных показателей ошибок является важной задачей при анализе сигналов различных стандартов для оценки качества связи и выявления неисправностей (тестирования) передающей аппаратуры.

В рамках ГПО проекта на кафедре СРС ведется разработка программного обеспечения для векторного анализатора сигналов, выполненного в формате виртуального измерительного устройства. В таком устройстве все необходимые расчеты производятся на ЭВМ, подключенной к измерительному блоку. Так как важной частью векторного анализа сигналов является оценка параметров ошибок модуляции, в разрабатываемом программном обеспечении (ПО) реализованы функции расчета ошибок.

Для программного обеспечения сигнал представляет собой набор отсчетов, поступающих с АЦП приемного тракта. Вся обработка сигнала ведется в цифровом виде, демодулированный сигнал записывается в массивы I и Q составляющих. При расчете ошибок принятый сигнал

сравнивается с передаваемым сигналом по определенным формулам. К примеру, вектор ошибки $EVM(t)$, выраженный в процентах, может быть рассчитан по формуле

$$EVM(t) = 100 \cdot \sqrt{(I_{meas}(t) - I_{ref}(t))^2 + (Q_{meas}(t) - Q_{ref}(t))^2}. \quad (1)$$

Из анализа формулы (1) видно, что вычисление ошибки EVM ведется для каждой точки сигнального созвездия независимо друг от друга. Этот вывод также справедлив для остальных мер ошибок модуляции. В целях оптимизации алгоритма вычисления ошибок выгодно использовать параллельные вычисления – рассчитывать показатели ошибок одновременно по всей выборке сигнала. Для организации массивно-параллельных вычислений на ЭВМ можно воспользоваться технологией NVIDIA CUDA, позволяющей производить расчет на графическом процессоре. Технология CUDA – это программно-аппаратная вычислительная архитектура NVIDIA, основанная на расширении языка Си, которая даёт возможность организации доступа к набору инструкций графического ускорителя и управления его памятью при организации параллельных вычислений [2]. Использование данной технологии позволяет одновременно произвести расчет ошибок для всех точек созвездия принятого сигнала, что дает существенный прирост к скорости расчетов.

Алгоритм расчета ошибок по предложенной технологии включает в себя:

- вычисление и выделение необходимой памяти на графическом процессоре для записи принятых и идеальных I и Q составляющих сигнала;
- запись массивов I и Q составляющих для идеального и принятого сигнала из памяти компьютера в память видеокарты;
- определение числа блоков и потоков, вызов ядра (kernel) для выполнения расчетов на видеокarte;
- запись полученных результатов из памяти видеокарты в память компьютера;
- представление пользователю результатов в численном или графическом виде.

Расчет ошибок на графическом процессоре производится за счет вызова ядер (kernel) видеокарты. При вызове ядра видеокарты необходимо указать количество потоков и блоков, требуемых для расчетов. Ядро (kernel) выполняется одновременно в каждом потоке. Для ошибки EVM ядром будет являться формула (1), которая будет выполняться для всей выборки сигнала по одному потоку на каждую точку сиг-

нального созвездия. Соответственно количество блоков и потоков определяется исходя из длины выборки сигнала.

Предложенный алгоритм позволяет получить отображение ошибок модуляции во временном и комплексном представлении. Временное представление модуля вектора ошибки EVM, выраженное в процентах для тестового сигнала, представлена на рис. 1. Комплексное представление вектора EVM при влиянии гармонической помехи на передаваемый сигнал и сдвиге фазы квадратур представлено на рис. 2.

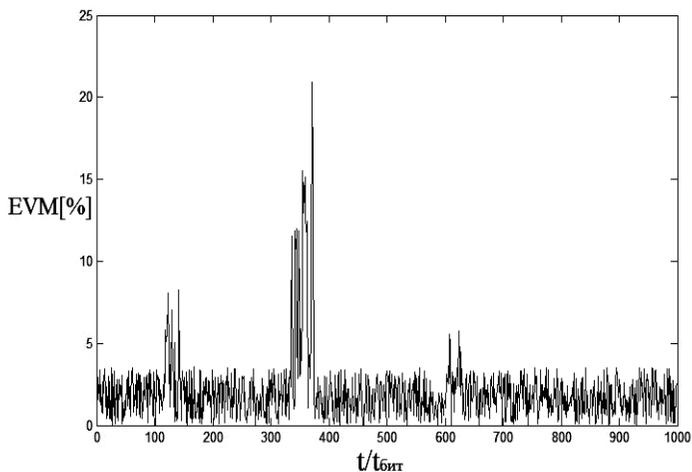


Рис. 1. Временное представление вектора ошибки EVM

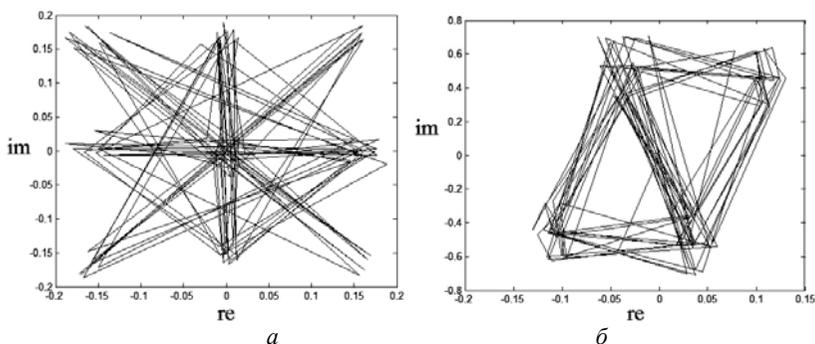


Рис. 2. Комплексное представление вектора ошибки EVM при влиянии тональной помехи (а); при фазовом сдвиге квадратур (б)

Выводы. Использование массивно-параллельных вычислений для задачи расчета ошибок цифровой модуляции позволяет существенно

повысить скорость работы ПО. Для реализации параллельного расчета выгодно воспользоваться технологией NVIDIA CUDA, позволяющей производить параллельный расчет на графическом процессоре ЭВМ. Предложенный алгоритм расчета позволяет получить представление ошибок модуляции во временном и комплексном виде, а также их среднее значение по всей выборке сигнала.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ в соответствии с договором 13.G25.31.0011 от 07.09.2010 и договором 74/10 от 15.07.2010 г. в порядке реализации Постановления № 218 Правительства РФ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Using Error Vector Magnitude Measurements to Analyze and Troubleshoot Vector-Modulated Signals [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.home.agilent.com/agilent/redirector.jsp?action=ref&cname=AGILENT_EDITORIAL&ckey=1000000310%3Aeprsg%3Aapn&lc=eng&cc=US&nfr=-34959.0.00, свободный (дата обращения: 05.03.2012).

2. NVIDIA CUDA – неграфические вычисления на графических процессорах [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.ixbt.com/video3/cuda-1.shtml>, свободный (дата обращения: 23.06.2011).

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА SURF В СИСТЕМАХ КОНТРОЛЯ И УПРАВЛЕНИЯ ДОСТУПОМ НА ОСНОВЕ БИОМЕТРИЧЕСКИХ ТЕХНОЛОГИЙ

А.С. Иргит, студентка 3-го курса каф. РЗИ

*Научный руководитель А.В. Максимов, инженер кафедры РЗИ
г. Томск, ТУСУР, РТФ, nice.irgit@inbox.ru*

Метод Speeded Up Robust Features (SURF) положительно зарекомендовал себя в задачах поиска объектов на изображениях, 3D-реконструкции, при сравнении изображений. Рассмотрим применение этого метода в биометрических системах, осуществляющих аутентификацию по васкулярному рисунку руки [1].

Метод SURF решает две задачи – поиск особых точек изображения и создание их дескрипторов (описательного элемента, инвариантного к изменению масштаба и поворота). Кроме того, сам поиск ключевых точек тоже должен обладать инвариантностью, т.е. повернутый объект сцены должен обладать тем же набором ключевых точек, что и образец.

Метод ищет особые точки с помощью матрицы Гессе. Детерминант матрицы Гессе (гессиан) достигает экстремума в точках макси-

мального изменения градиента яркости. Для двумерной функции ее детерминант определяется следующим образом:

$$H(f(x,y)) = \begin{bmatrix} \frac{\partial^2 f}{\partial x^2} & \frac{\partial^2 f}{\partial x \partial y} \\ \frac{\partial^2 f}{\partial x \partial y} & \frac{\partial^2 f}{\partial y^2} \end{bmatrix}; \quad \det(H) = \frac{\partial^2 f}{\partial x^2} \frac{\partial^2 f}{\partial y^2} - \left(\frac{\partial^2 f}{\partial x \partial y} \right)^2,$$

где H – матрица Гессе; $f(x,y)$ – функция изменения градиента яркости.

Гессиан инвариантен относительно поворота. Но не инвариантен к масштабу. Поэтому метод SURF использует разномасштабные фильтры для нахождения гессианов. Для каждой ключевой точки считается градиент и масштаб. Градиент в точке вычисляется с помощью фильтров Хаара. Размер фильтра берется равным $4s$ (где s – масштаб особой точки). Вид фильтров Хаара показан на рис. 1.



Рис. 1. Фильтры Хаара: черные области имеют значения «-1», белые – «+1»

После нахождения ключевых точек метод SURF формирует их дескрипторы. Дескриптор представляет собой набор из 64 (либо 128) чисел для каждой ключевой точки. Эти числа отображают флуктуации градиента вокруг ключевой точки. Поскольку ключевая точка представляет собой максимум гессиана, тем самым гарантируется, что в окрестности точки должны быть участки с разными градиентами. Таким образом, обеспечивается дисперсия (различие) дескрипторов для разных ключевых точек, за счет чего достигается инвариантность дескриптора относительно поворота. Размер области, на которой считается дескриптор, определяется масштабом матрицы Гессе, что обеспечивает инвариантность относительно масштаба [2].

На рис. 2–5 приведены набор тестовых изображений, полученных в результате применения метода SURF в биометрических системах, осуществляющих аутентификацию по васкулярному рисунку ладони.

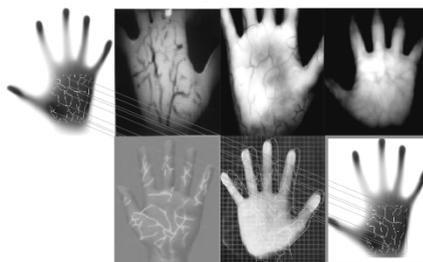


Рис. 2. Слева находится образец, справа – сцена. Локализован

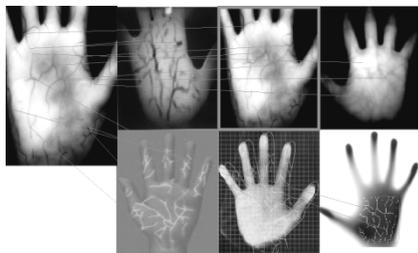


Рис. 3. Образец имеет больший масштаб, чем на сцене. Локализован

Рис. 4. Образец повернут на 45 градусов. Локализован

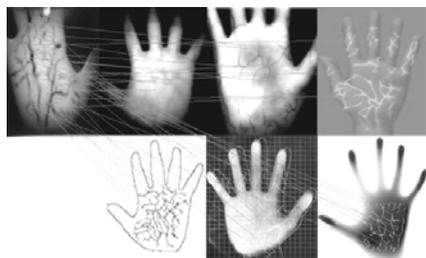
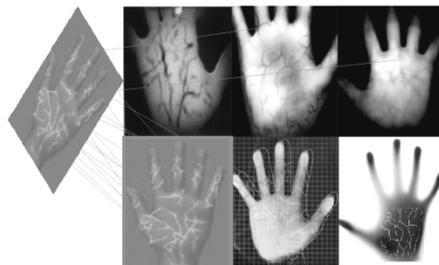


Рис. 5. Образца нет на сцене. Алгоритм не нашел локализации

В целом метод справляется с задачей распознавания образов васкулярного рисунка ладони. Чем меньше участок, тем меньше на него влияют крупномасштабные искажения. Так, если объект в целом, подвержен эффекту перспективы (ближний край объекта имеет больший видимый размер, чем дальний), для малого его участка явлением перспективы можно пренебречь, заменив масштабированием. Аналогично, небольшой поворот объекта вокруг оси может сильно изменить картинку объекта в целом, однако малые участки изменятся незначительно. Кроме того, в случае, когда часть объекта выходит за край изображения или заслонена, небольшие участки вокруг части ключевых точек видны целиком, что также позволяет их идентифицировать. В случае когда малые области лежат целиком внутри искомого объекта, на них не оказывают никакого влияния объекты фона. С другой стороны, участок вокруг ключевой точки не должен быть слишком мал.

Очень малые участки несут недостаточное количество информации об изображении и с большей вероятностью могут случайно совпадать между собой.

Проект ГПО РЗИ-1001 – «Система контроля и управления доступом».

ЛИТЕРАТУРА

1. Морозова М.А., Салтанова О.Б. Система контроля и управления доступом по биометрическим параметрам // Научная сессия ТУСУР–2011: Матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 4–6 мая 2011 г.: В 6 ч. Томск: В-Спектр, 2011. Ч. 2. С. 262–265.

2. Обнаружение устойчивых признаков изображения: метод SURF [Электронный ресурс]. URL: <http://habrahabr.ru/blogs/algorithm/103107/> (дата обращения: 01.09.2010).

УЛУЧШЕНИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ, ОГРАНИЧЕННОЙ СОБСТВЕННОЙ НЕЛИНЕЙНОСТЬЮ ГЕНЕРАТОРА, ПРИ ИССЛЕДОВАНИИ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ НУЛЬ-СПЕКТРАЛЬНЫМ МЕТОДОМ

А.А. Жунусова, магистрант 1-го курса каф. РЗИ

Научный руководитель Э.В. Семенов, доцент каф. РЗИ, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, edwardsemyonov@narod.ru

Применение сверхширокополосных (СШП) сигналов для исследования нелинейных свойств объектов позволяет исследовать нелинейные свойства устройств в сверхширокополосных системах связи и локализации по отношению к сигналам, с которыми такие системы реально работают (нелинейность объектов проявляется по-разному при воздействии на них разных сигналов). Очень широкая полоса сверхширокополосного сигнала приводит к маскировке продуктов нелинейного преобразования сигнала спектром тестового сигнала. Это не позволяет применять методы исследования нелинейных искажений узкополосных и широкополосных сигналов к сверхширокополосным сигналам.

В 2003–2004 гг. Э.В. Семенов предложил так называемый нуль-спектральный метод измерения нелинейных искажений [1]. Метод включает воздействие на объект тестовым сигналом, спектр которого содержит нуль спектра. Условие существования нуля в спектре сигнала не накладывает существенных ограничений на форму тестового сигнала, поэтому данный метод позволяет применять СШП сигналы для исследования нелинейных свойств объекта.

Для реализации данного метода существует прибор – векторный импульсный измеритель характеристик цепей Р4-И-01, предназначенный для измерения временных, частотных характеристик устройств, а также характеристик нелинейности преобразования сигнала устройством [2]. Особенностью прибора является использование сверхширокополосных тестовых сигналов (в том числе видеоимпульсных) для измерения всей совокупности характеристик. Это создает возможность подавления паразитных отражений сигнала стробированием (например, при измерении параметров антенн в незаглушенном помещении). При проведении измерений нуль-спектральных искажений при помощи векторного импульсного измерителя характеристик цепей были получены осциллограмма тестового сигнала и графики его спектральной плотности мощности (рис. 1).

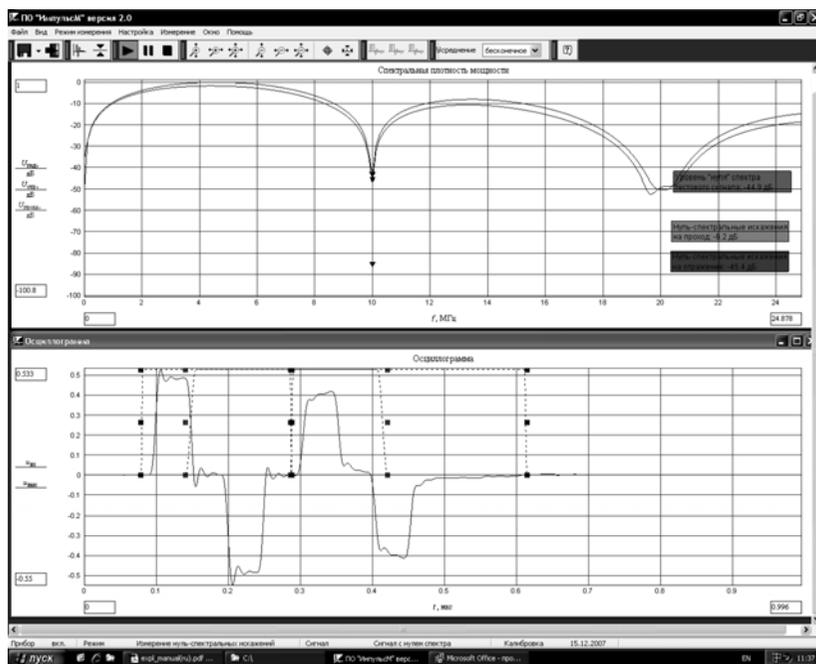


Рис. 1. Форма тестового сигнала (снизу) и его спектральная плотность мощности (сверху)

При проведении опыта была обнаружена проблема, которая заключается в том, что для лучшей работы устройства, чтобы уменьшить нелинейные искажения, нам нужно, чтобы уровень «нуля» спектра был намного меньше, чем показано на рис. 1.

Для того чтобы решить данную проблему, в программной среде Labview была построена виртуальная модель нашего прибора, где был проведен синтез схем генератора тестовых сигналов с нулем спектра, в которых предусматривалось дополнительное подавление или компенсация спектральных составляющих в выходном спектре тестового сигнала на частоте локального минимума. То есть была смоделирована схема генератора с целью предсказать ее эффективность в части снижения влияния генератора на систематическую погрешность измерений.

Для того чтобы на выходе цифроаналогового преобразователя (ЦАП), входящего в структуру генератора, получить выходной сигнал без искажений, мы провели коррекцию входного сигнала. То есть во входной тестовый сигнал ЦАП намерено были введены искажения, заданные нелинейной функцией. Это позволяет на выходе схемы получить выходной сигнал с меньшими нелинейными искажениями.

Проект ГПО РЗИ-1108 – «Исследование нелинейных искажений нуль-спектральным методом».

ЛИТЕРАТУРА

1. Семенов Э.В. Синтез сверхширокополосных тестовых сигналов для обнаружения нелинейного преобразования сигнала путем наблюдения за нулями его спектральной плотности мощности // Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике: Сб. докл. Всерос. науч. конф. Муром, 1–3 июля 2003 г. Муром: Изд.-полиграф. центр МИ ВлГУ, 2003. С. 99–103.
2. Лоцилов А.Г., Семенов Э.В., Малютин Н.Д. и др. Средства измерения характеристик нелинейности радиотехнических цепей при широкополосном импульсном воздействии // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрымКо '2009): матер. 19-й Междунар. конф. Севастополь, Украина, 14–18 сент. 2009 г. Севастополь : Вебер, 2009. Т. 2. С. 754–755.

ТЕРМОСТАБИЛИЗАЦИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ ЛИНЕЙНОГО ТРАКТА В ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРАХ СВЧ

Н.М. Харитонов, аспирант каф. СРС

г. Томск, ТУСУР, mrc@main.tusur.ru

В линейном тракте измерителей коэффициента шума Х5М-18 и анализаторов спектра СК4М-18 НПФ «Микран» применяются широкополосные малозумящие усилители (МШУ), выполненные на трёх каскадах монолитных интегральных схем НМС460 японской фирмы Hitrite. Они обладают высокими техническими характеристиками: диапазон частот 0...20 ГГц; коэффициент усиления около 14 дБ; коэффициент шума 2,5...4 дБ; точка 1 дБ компрессии по входу более 2 дБм [1].

Однако, наряду с перестраиваемыми преселекторами, эти усилители являются наиболее нестабильными от температуры узлами линейного тракта и вносят наибольшую погрешность измерения. Так, измеренный уход АЧХ усилителя при изменении температуры окружающей среды от 15 до 35 °С составил более 0,6 дБ, причём изменение коэффициента усиления в полосе частот происходит неравномерно.

Для обеспечения работы микросхемы на неё подается напряжение питания V_{dd} , равное 8 В, и отрицательное напряжение смещения V_{gg} , которое можно регулировать в пределах $-2...0$ В, получая требуемую характеристику усиления. При этом потребляемый ток питания I_{dd} должен составлять около 60 мА [1]. Схема питания МШУ реализована на отдельной печатной плате.

При решении проблемы температурной нестабильности МШУ было решено доработать схему питания микросхем HMC460. Одним из вариантов является активная схема, приведенная на рис. 1.

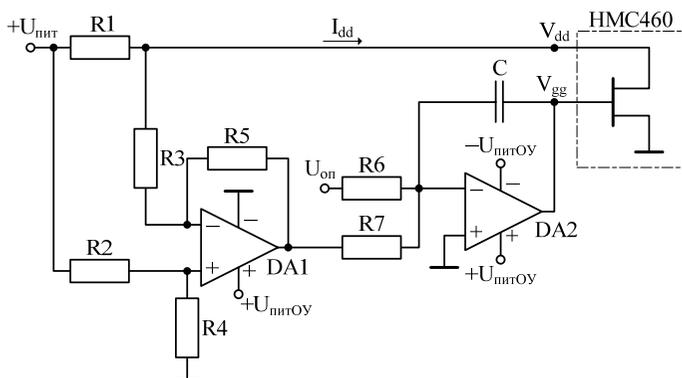


Рис. 1. Схема активной стабилизации коэффициента усиления микросхемы HMC460

Схема работает следующим образом. Резистор R1 (несколько ом), установленный в цепи питания усилителя, создает определенное падение напряжения (десятые доли вольт), которое усиливается цепью на операционном усилителе DA1. Величина опорного напряжения $U_{оп}$ выбирается равной, но противоположной по знаку выходному напряжению усилителя DA1 ($U_{выхDA1}$), соответствующему рабочему режиму работы HMC460 (при токе питания I_{dd} , равном, например, 60 мА). При этом потенциал на инвертирующем входе интегратора, выполненного на операционном усилителе DA2, близок к нулю, а его выходное напряжение соответствует рабочей величине V_{gg} . При отклонении тока I_{dd} в ту или иную сторону падение напряжения на R1 изменяется, ве-

личины напряжений $U_{оп}$ и $U_{выхDA1}$ перестают быть равными, соответственно начинает изменяться выходное напряжение интегратора V_{gg} , пока ток I_{dd} не станет равным рабочему.

Испытания макета описанной выше схемы на реальных усилителях НМС460 выявило её существенные недостатки. Во-первых, температурная нестабильность величины $U_{оп}$, стабилизаторов напряжения и характеристик операционных усилителей не позволяют обеспечить требуемую точность установки величины I_{dd} . Во-вторых, сама микросхема достаточно сложна и, вероятно, содержит собственные зависящие от температуры цепи, приводящие к нестабильности АЧХ даже при постоянной величине тока питания. Поэтому решение задачи подразумевает не стабилизацию тока I_{dd} , а получение определенной зависимости I_{dd} и V_{gg} от температуры, которая обеспечила бы постоянство коэффициента усиления микросхемы.

Тем не менее описанная схема может работать в широком диапазоне температур и обладает высоким быстродействием. Измеренный уход АЧХ МШУ при том же диапазоне изменения температур составил около 0,4 дБ.

Другой вариант решения задачи – схема термостабилизации АЧХ МШУ с применением терморезисторов с отрицательным температурным коэффициентом (термисторов) представлена на рис. 2. Идея такого решения заключается в том, чтобы оценить характер и степень зависимости коэффициента усиления микросхемы от температуры и применить термисторы в цепях питания таким образом, чтобы, регулируя величины I_{dd} и V_{gg} , максимально скомпенсировать эту зависимость.

В схеме имеется два термистора, один из которых (R4) входит в состав делителя стабилизатора LM337 отрицательного напряжения питания, а другой (R7) установлен в цепи положительного напряжения (напряжение $+U_{пит}$ также предварительно стабилизируется, микросхема стабилизатора на рисунке не показана). Для получения требуемой величины V_{gg} установлен резистивный делитель (R3 и R5).

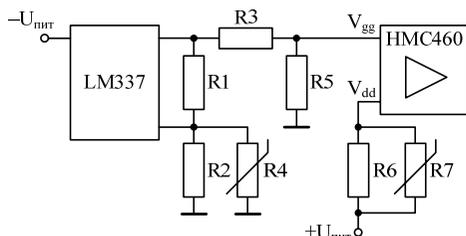


Рис. 2. Схема стабилизации коэффициента усиления микросхемы НМС460 на термисторах

Значение напряжения V_{gg} можно приближенно рассчитать по следующей формуле [2]:

$$V_{gg} = 1,25 \frac{R5}{R3 + R5} \left(1 + \frac{R2 \cdot R4}{R1(R2 + R4)} \right).$$

Макетирование схемы с использованием чип-термисторов типа-размера 0402 показало её высокую эффективность – уход АЧХ МШУ в диапазоне температур от 15 до 35 °С составил менее 0,15 дБ. Среди достоинств описанной схемы также следует отметить её простоту. Применявшиеся ранее в узлах МШУ платы питания могут быть использованы в новых блоках с минимальными доработками. Недостатками схемы являются её значительная инерционность, а также необходимость её настройки для повышения точности работы. В этом случае целесообразно применять подстроечные резисторы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Hittite Microwave Corporation. HMC460. Wideband Low Noise Amplifier Chip, DC – 20 GHz. Product Details. Data Sheet [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.hittite.com/products/view.html/view/HMC460>, свободный.
2. Texas Instruments. Products. LM337. Datasheet [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.ti.com/product/lm337>, свободный.

ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР НА ВСТРЕЧНЫХ СТЕРЖНЯХ

Е.Н. Коровкин, аспирант каф. РЭТЭМ;

С.Ю. Уйманов, 5-го курса каф. ТОР

г. Томск, ТУСУР, rw9uta@mail.ru

В настоящее время при создании высокоскоростных радиорелейных линий появляется необходимость частотной селекции широкополосных сигналов.

В данной работе представлены результаты разработки полосно-пропускающий фильтр (ППФ) L-диапазона со следующими параметрами: центральная частота полосы пропускания 1875 МГц, ширина полосы пропускания 950 МГц, подавление на отстройке 1 ГГц от центральной частоты 60 дБ.

В ходе разработки в первую очередь решался вопрос о конструктивном исполнении устройства. Широко известны следующие конструкции ППФ: микрополосковые ППФ, ППФ на диэлектрических резонаторах, волноводные ППФ, ППФ на объёмных резонаторах, каждое из которых имеет свои плюсы и минусы. Для решения конкретной задачи необходимо выбрать именно то исполнение, которое обеспечит оптимальные параметры устройства.

Сразу же можно сказать, что устройство с заданными параметрами невозможно реализовать с помощью диэлектрических резонаторов (ДР) вследствие близости второй полосы пропускания. Так же не целесообразна разработка волноводного фильтра, ввиду его больших габаритов.

Микрополосковые ППФ по сравнению с остальными конструкциями имеют наименьшие массогабаритные параметры. Такие фильтры могут быть размещены внутри корпуса более сложного узла. Однако данный тип фильтров имеет достаточно низкую добротность резонаторных элементов и, как следствие, высокий уровень потерь в полосе пропускания. К тому же такие устройства имеют низкую термостабильность. Трудоемкость настройки достаточно велика, хотя в устройствах, изготовленных по одному фотошаблону, настройки с большой вероятностью повторяются. Как известно, при достаточно широких полосах пропускания зазоры между резонаторами становятся по своей величине сравнимы с технологической погрешностью изготовления. При этом подстроить величину связи до оптимального крайне затруднительно.

Габариты ППФ на объёмных резонаторах меньше, чем у волноводных ППФ. Добротность резонаторов данного типа фильтров позволяет получить потери в полосе пропускания незначительно хуже, чем у волноводных ППФ. Стоимость ППФ на объёмных резонаторах не будет превосходить стоимость волноводных ППФ.

Из вышесказанного следует, что наиболее приемлемой конструкцией являются ППФ на объёмных резонаторах. Из этого класса фильтров можно выделить гребенчатые фильтры и фильтры на встречных стержнях. К достоинствам гребенчатых фильтров можно отнести возможность реализации широких полос запираания. Однако, по сравнению с фильтрами на встречных стержнях при реализации широких полос пропускания они будут иметь большие габариты. На основе этого было решено разработать ППФ на встречных стержнях ввиду приемлемых габаритов конструкции.

Используя расчетные формулы, приведённые в [1], были получены приблизительные геометрические размеры элементов фильтра, которые могут служить отправной точкой для более точных машинных расчётов.

Конструкция разработанного устройства представлена на рис. 1, а.

Глухие отверстия на холостых концах резонаторов позволяют сделать настройку устройства более плавной. Результаты настройки опытного образца представлены на рис. 2.

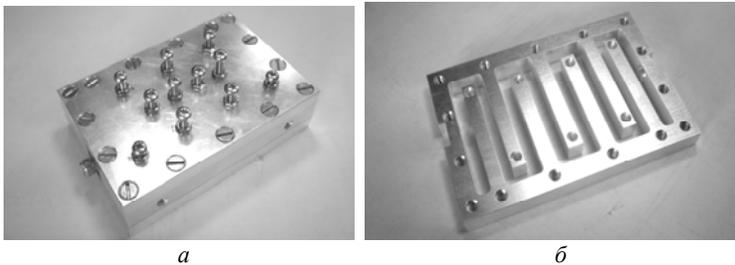


Рис. 1. ППФ на встречных стержнях $f_0 = 1875$ МГц; $\Delta f = 950$ МГц; $L_0 = 0,25$ дБ:
a – общий вид конструкции; *б* – резонаторные элементы фильтра

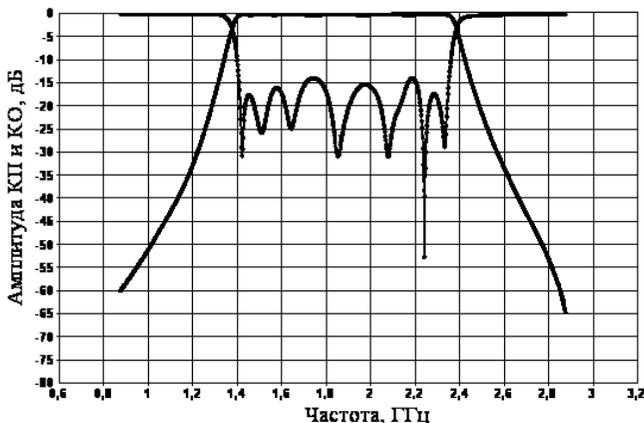


Рис. 2. Частотные зависимости КО и КП

В процессе изготовления и настройки разработанного ППФ не выявлено каких-либо особенностей, препятствующих его серийному производству. ППФ технологичен и имеет достаточно хорошие характеристики. В настоящее время устройство входит в состав тракта промежуточной частоты приёмного оборудования радиорелейной линии связи. На данном примере проработана методика проектирования широкополосных фильтров СВЧ, полученный же опыт будет в дальнейшем использоваться при проектировании аналогичных устройств.

ЛИТЕРАТУРА

1. Матгей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т. 1. М.: Связь, 1972. 496 с.
2. Опыт разработки полосно-пропускающих фильтров для аппаратуры СВЧ // Электронные средства и системы управления. Опыт инновационного развития: Докл. междунар. науч.-практ. конф. (31 окт. – 3 нояб. 2007 г.): В 2 ч. Томск: В-Спектр, 2007. Ч. 1. С. 183–188.

К ВОПРОСУ МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ СТАТИЧЕСКОГО РЕЖИМА РАБОТЫ ДИОДА

С.В. Козлов, студент; А.С. Загородний, аспирант
г. Томск, ТУСУР, каф. СВЧуКР, FaN777LP@yandex.ru

Широкое применение полупроводниковых приборов в радиоэлектронных устройствах требует разработки инженерных методов проектирования радиоэлектронных схем на этих приборах. Эти методы в большинстве своем используют САПР для моделирования и расчёта свойств сложных устройств. Для того чтобы результативно использовать САПР, необходимо знание математической модели типовых компонентов: резисторов, конденсаторов, интегральных микросхем и т.д. На примере математического моделирования статического режима работы диода в данной работе будут рассмотрены проблемы создания его математической модели и способы их решения.

При математическом моделировании диода разработчик сталкивается с рядом проблем. Первая и самая главная проблема заключается в том, что в модели невозможно реализовать диод с идеальными параметрами: зависимости, содержащие идеальные величины, принимают либо нулевое значение, либо бесконечно большое. Поэтому при создании математической модели применяются характеристики реального диода. Но при этом возникает проблема, что в технических документах устройства указываются не все параметры, которые нужны для создания математической модели, а лишь только часть параметров. Поэтому при моделировании приходится оставлять идеальные параметры, если они имеют не нулевое значение, или менять на близкое к нулю значение.

Статический режим работы диода характеризуется вольт-амперной характеристикой (ВАХ). ВАХ состоит из ветвей прямого тока и обратного тока. Ветвь прямого тока описывает поведение диода при приложенном к нему напряжении прямого смещения. Прямой ток состоит из тока рекомбинации и нормальной составляющей тока [1]. При моделировании прямой ветви ВАХ зачастую возникает проблема определения степени влияния на нее каждого из токов. Поэтому вводятся дополнительно коэффициенты генерации и инжекции (рис. 1), которые дополнительно описывают процессы, происходящие в диоде при изменении разности потенциалов, приложенных к переходу [1]:

$$I_{PE} = I_H \cdot k_{ИНЖ} + I_{PEK} \cdot k_{ГЕН}.$$

Инжекция – это процесс введения неосновных носителей заряда в p -область или n -область [2]. Принципиальной особенностью этого физического процесса является то, что время жизни инжектированных зарядов значительно больше, чем у основных носителей, и определяет-

ся временем существования до рекомбинации. Генерация – процесс перехода основного носителя заряда из валентной зоны в зону проводимости [2].

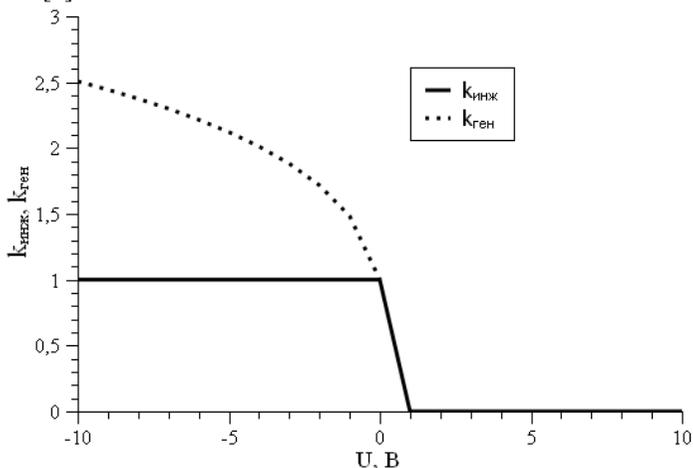


Рис. 1. Коэффициенты генерации и инжекции

Ток обратной ветви состоит из двух компонентов: ток высокого уровня и ток низкого уровня. Ток высокого уровня характеризует туннельный пробой, в основе которого лежит квантово-механический туннельный эффект. Он состоит в том, что под действием сильного электрического поля перехода происходит эмиссия электронов с малой энергией из валентной зоны в зону проводимости. Ток низкого уровня характеризует лавинный пробой, суть которого заключается в том, что под действием сильного электрического поля носители заряда, попавшие в переход, за время свободного пробега между столкновениями приобретают энергию, достаточную для ионизации атома. При этом образуется пара свободных носителей заряда. В свою очередь, вновь образованные носители заряда, ускоряясь в поле, могут также вызвать ионизацию.

Проблема при описании обратной ветви состоит в том, что никто из разработчиков не может предложить точной математической формулы, которая описывала бы тепловой пробой. Опасность теплового пробоя заключается в том, что диод полностью выходит из строя, в то время как при электрическом пробое он еще может сохранять работоспособность.

Некоторые разработчики предлагают определять отрицательное напряжение, при котором может произойти тепловой пробой, по диф-

ференциальному сопротивлению. Участок обратной ветви ВАХ, имеющий отрицательное дифференциальное сопротивление, считается участком, на котором может произойти тепловой пробой [2]:

$$R_{л} = \frac{U_{л}}{n \cdot M \cdot I},$$

где $U_{л}$ – напряжение лавинного пробоя; n – концентрация неосновных носителей заряда, M – коэффициент лавинного умножения, I – ток ВАХ.

На практике вышеописанные характеристики гораздо сложнее, потому что, помимо влияния изменения напряжения, ещё накладыва-ется и влияние температуры и различных шумов. Всё это разработчик должен принять во внимание при создании радиоэлектронной аппара-туры.

Проект ГПО СВЧиКР-0802 – «Сверхширокополосные пассивные устройства СВЧ-диапазона».

ЛИТЕРАТУРА

1. Кийко В.В. Моделирование полупроводникового диода. Екатеринбург: УПИ-УГТУ, 2001. 28 с.
2. Горюнов Н.Н., Носова Ю.Р. Полупроводниковые диоды. Параметры, методы измерений. М.: Сов. радио, 1968. 304 с.

АЛГОРИТМ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ СПРОСА НАЛИЧНОСТИ В ТЕРМИНАЛЬНЫХ УСТРОЙСТВАХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

И.А. Кукало, аспирант РТФ (РЗИ)

г. Томск, ТУСУР, i@kukalo.ru

По данным Банка России, по состоянию на 1 января 2011 г. в РФ установлено 156,6 тыс. банкоматов [1] против 92,5 тыс. единиц на 1 января 2010 г., таким образом, был обеспечен 69-процентный при-рост за один год. Однако основными факторами, характеризующими развитие инфраструктуры электронных платежей на территории Рос-сии [2], являются достаточно низкая эффективность ее функциониро-вания и высокая стоимость обслуживания терминальных устройств, в частности, банкоматов. Поэтому в условиях жесткой конкуренции на рынке банковских услуг вопросы повышения экономической эффек-тивности сетей банкоматов, эксплуатируемых финансово-кредитными организациями, становятся все более актуальными.

Согласно [3] затраты на омертвление капитала в банкоматах со-ставляют порядка 35–60% от совокупной стоимости обслуживания

банкоматов, поэтому оптимизация загрузки наличности банкоматов является эффективным средством повышения экономических показателей банков. Одним из способов решения такого рода задач являются методы интеллектуального анализа данных, осуществляющие свою деятельность путем обнаружения ранее неизвестных, нетривиальных и практически полезных знаний, необходимых для принятия решений об объемах и частоте пополнения банкоматов наличностью.

Объектом применения методов интеллектуального анализа данных служит сеть банкоматов филиала Газпромбанк (ОАО) в г. Томске, состоящая из 87 единиц. Данными для исследования служат ретроспективные показатели процессингового центра по операциям снятия наличности в сети банкоматов с 2007 г. Необходимо, по имеющимся данным спроса наличности в банкомате $Y(t, t-1, \dots, t-d)$ за d прошлых периодов составить прогнозный план ежедневного спроса в каждом банкомате на N шагов вперед. При этом прогноз необходимо осуществить с некоторой заданной точностью E , определяемой текущими алгоритмами пополнения наличности в банкоматах.

Для реализации алгоритма прогнозирования спроса наличности, была разработана система поддержки принятия решений «ПРОГНОЗ-Б» по загрузке банкоматов наличными средствами. Система «ПРОГНОЗ-Б» имеет клиент-серверную архитектуру и состоит из трех компонентов – сервер, обработчики, клиент. Принципиальная схема системы представлена на рис. 1.

Для решения задачи прогнозирования были использованы нейросетевые модели (НСМ), основанные на нейронных сетях прямого распространения, которые обеспечивает аппроксимацию неизвестной функциональной взаимосвязи между входным и выходным вектором по данным наблюдений. Нейронные сети прямого распространения обладают рядом свойств, необходимых для решения задачи прогнозирования: способностью к обобщению информации, способностью строить нелинейные отображения, являются адаптивными моделями. Результирующие (выходные) и объясняющие (входные) переменные моделирования представлены на принципиальной схеме типовой модели (рис. 2).

Архитектурой НСМ является многослойная нейронная сеть с двумя скрытыми слоями. Функция активации нейронов скрытого слоя – гиперболический тангенс; выходного слоя – линейная функция. В качестве алгоритма обучения использовался метод Левенберга–Марквардта. Количество нейронов в скрытом слое варьируется от 4 до 150 и формирует банк функциональных моделей.

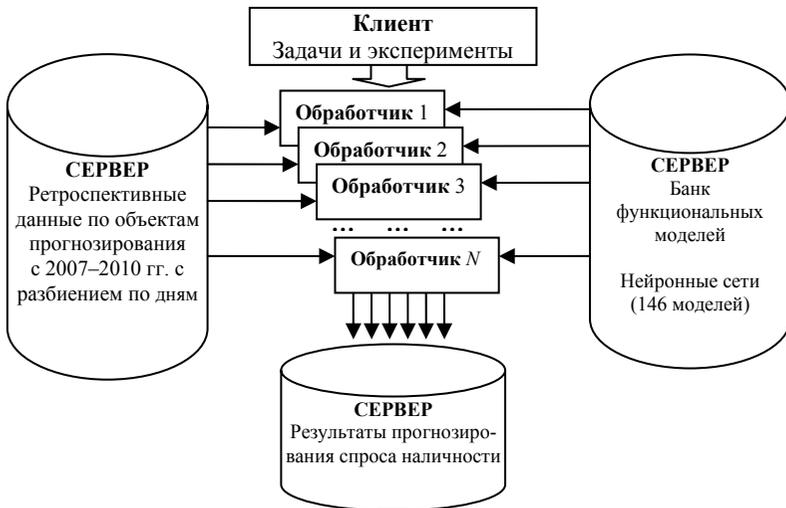


Рис. 1. Принципиальная схема системы «ПРОГНОЗ-Б»

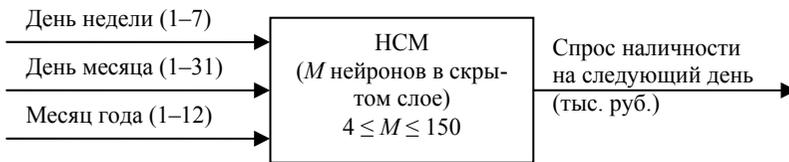


Рис. 2. Принципиальная схема НСМ

Алгоритм прогнозирования спроса наличности в терминальных устройствах выбирает на ближайший интервал прогнозирования N НСМ, с минимальным значением ошибки прогнозирования на ретроспективных данных для каждого терминального устройства в отдельности. Процесс выбора подходящей модели является итеративным, повторяется через каждый интервал прогнозирования N и формирует набор пар сущностей «Терминальное устройство» – «Текущая рабочая функциональная модель».

В результате работы алгоритма прогнозирования спроса на 1-й квартал 2011 г. (после обучения на данных 2007–2010 гг.), среднее значение среднеквадратичной ошибки для сети терминальных устройств составило 0,140 тыс. руб., против 0,159 тыс. руб. при использовании классического подхода [2] по использованию одной общей НСМ с минимальным уровнем ошибки для всех терминальных устройств. Дальнейшие этапы совершенствования автоматизированной системы

предполагают анализ эффективности расширения банка используемых моделей за счет рекуррентных нейронных сетей обратного распространения, деревьев принятия решений, а также других моделей нелинейной регрессии.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сведения об устройствах, расположенных на территории России и предназначенных для осуществления операций с использованием и без использования платежных карт [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.cbr.ru/statistics/p_sys/print.aspx?file=sheet010.htm&pid=psRF&sid=IT_M_18817.
2. Управление наличными денежными средствами в банкоматной сети [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.plusworld.ru/journal/page301_2540.php
3. CASH DEMAND FORECASTING FOR ATM USING NEURAL NETWORKS [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://old.vgtu.lt/upload/leid_konf/simutis_416-421.pdf html

ОЦЕНКА ФУНКЦИИ РАССТОЯНИЯ В ЗАДАЧЕ ФОРМИРОВАНИЯ И РАСПОЗНАВАНИЯ ОБРАЗОВ

А.А. Куртова, студентка

*Научный руководитель А.В. Максимов, инженер каф. РЗИ
г. Томск, ТУСУР, ПТФ, runacool@gmail.com*

Определение расстояния между различными элементами изображения играет большую роль при решении задачи формирования образа. Более того, образы распознаются с помощью различных параметров, сохраненных в базе данных, и определяющим параметром становится размер изображения, т.е. расстояние между сторонами изображения. Скорость визуализации изображения зависит от точности оценки функции расстояния.

Расстояние измеряется в различных величинах. Также расстояние может выражаться абсолютным и относительным способами. Абсолютное расстояние измеряется и тут же фиксируется в определенных единицах измерения: метрах, пикселях и т.д. Относительное расстояние – отношение абсолютного расстояния к некому нулевому расстоянию. Относительное расстояние не имеет единиц измерения.

В общем существует несколько способов измерения расстояния. Самый простой из них – непосредственный подсчет пикселей. Например, в биометрических системах, основанных на опознавании черт лица, подсчитывается расстояние между центрами глаз, т.к. оно является одним из антропоцентрических параметров лица. Зная это рас-

стояние, можно, например, определить ось симметрии лица, а также перемасштабировать образ лица до требуемых размеров [1].

Поиск образов

Предполагается, что информация об изображениях коллекции хранится в какой-либо реляционной базе данных. Содержание изображений может быть определено на различных уровнях абстракции. На низшем уровне изображение представляет собой набор пикселей. Уровень пикселей редко используется в задаче поиска, так как это требует больших вычислительных и временных затрат.

Необработанные данные могут быть отправлены для генерации числовых дескрипторов, описывающих особенные визуальные характеристики, называемые *сигнатурами*. Как правило, уровень сигнатур изображения требует гораздо меньшего вычислительного пространства, чем изображение.

Поиск изображений основан на поиске схожести в многомерном пространстве. При этом изображение определяется набором своих сигнатур. Мера схожести – это функция, которая вычисляет и возвращает значение, соответствующее схожести между двумя объектами согласно некоторым предопределенным критериям. Понятие меры сходства основывается на понятии *метрики*.

Метрика – это функция расстояния d , определенная на метрическом множестве, для любых точек x, y, z которого выполняются условия: $d(x,y)=d(y,x)$; $d(x,y)=0 \Leftrightarrow x=y$; $d(x,z) \leq d(x,y)+d(y,z)$ [2].

Очевидно, что поиск и распознавание с помощью сигнатур быстрее для сложных образов. Кроме того, с использованием меры схожести возможен поиск изображений по содержанию.

Для описания понятия расстояния между изображениями предлагается несколько определений. Один из наиболее интересных подходов основан на идее согласования с учетом деформации. В своей классической работе [4] Дарси Томпсон заметил, что близкие, но не идентичные формы часто можно деформировать в подобные друг другу формы с использованием простых координатных преобразований. При таком подходе понятие подобия формы воплощается на практике в виде следующего трехэтапного процесса: во-первых, отыскивается решение задачи соответствия между двумя формами. Во-вторых, данные о соответствии используются для определения преобразования, позволяющего сделать эти формы аналогичными, и, в-третьих, вычисляется расстояние между двумя формами как сумма ошибок согласования между соответствующими точками [3]. Данный метод дает хорошие результаты при распознавании сложных однопипных объектов.

В конце концов, методы измерения размеров изображения и расстояния между объектами довольно разнообразны и могут служить достижению различных целей: от поиска объектов по содержимому до их распознавания. Применительно к биометрическому методу опознавания по васкулярному рисунку эффективнее всего использовать непосредственное измерение расстояния в пикселях, поскольку прочие способы сложнее реализовать.

Проект ГПО РЗИ-1001 – «Система контроля и управления доступом».

ЛИТЕРАТУРА

1. Кухарев Г.А. Биометрические системы: Методы и средства идентификации личности человека. СПб.: Политехника, 2001. С. 122–123.
2. Волков В. Поиск лиц на основе скрытых марковских моделей [Электронный ресурс]. URL: <http://habrahabr.ru/blogs/algorithm/109956/> (дата обращения: 08.03.2012).
3. Распознавание образов [Электронный ресурс]. URL: <http://itfru.ru/index.php/pattern-recognition> (дата обращения: 11.03.2012).
4. D'Arcy Wentworth Thompson. On Growth and Form. Cambridge University Press, 1915.

РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЛАБОРАТОРНОГО КОМПЛЕКСА ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК УПОС

*А.А. Лукина, магистр 1-го курса;
А.В. Максимов, инженер каф. РЗИ ТУСУРа
г. Томск, ТУСУР, MaksimovAV@rzi.tusur.ru*

В настоящее время оборудование многих лабораторий университета устарело не только физически, но и морально и не соответствует требованиям настоящего времени, в связи с чем актуальна задача разработки УПОС на новых принципах и современной элементной базе компонентов.

Современная элементная база позволяет достаточно просто реализовать в одном устройстве различные типы структурных схем современных приемников: супергетеродинной; прямого усиления; прямого преобразования. Также возможно отображение взаимозависимости основных технических характеристик приемника при моделировании реального процесса приема (отношение сигнал–шум, чувствительность) и процессов взаимной модуляции, блокирования.

Управление комплексом УПОС осуществляется с помощью программного обеспечения National Instruments LabView. Среда разработки виртуальных приборов LabVIEW (Laboratory Virtual Instrument En-

gineering Workbench) используется в качестве стандартного инструмента для проведения измерений, анализа данных, управления приборами и исследуемыми объектами [1].

В настоящей работе выполняется управление генератором АКИП GCC80, осциллографом GDS810C и самим УПОСом [2]. Управление осуществляется на языке SCPI через шину RS232 [3] (рис. 1, 2).

В УПОСе осуществляется управление:

- выбором антенного входа или входа с генератора сигналов с эквивалентом антенны;
- переключением типов входных цепей;
- коэффициентами усиления трактов ВЧ и ПЧ;
- настройками частоты входных цепей и усилителя РЧ;
- избирательностью усилителя РЧ и тракта ПЧ;
- включением генератора шума и его амплитудой;
- частотой и амплитудой узкополосной помехи;
- частотой синтезатора гетеродина;
- усилением тракта НЧ.

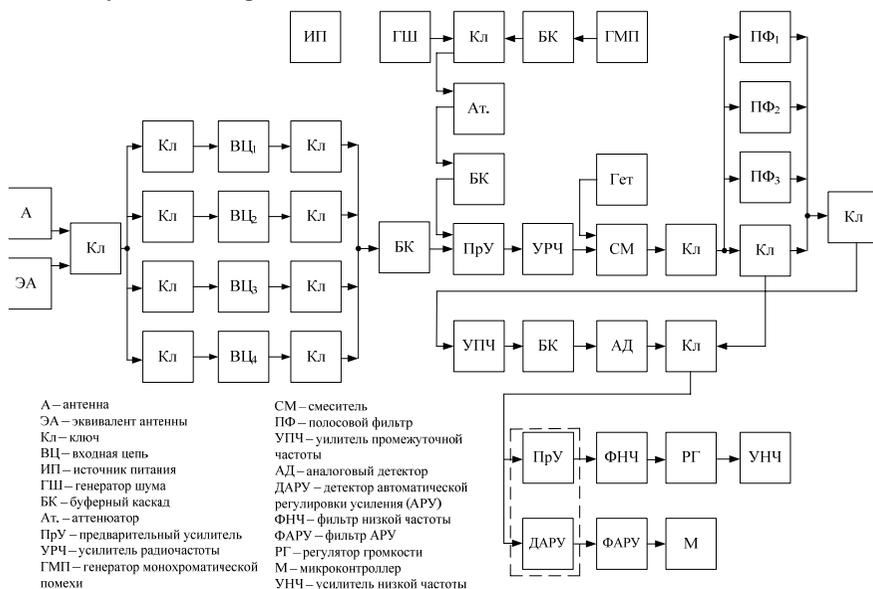


Рис. 1. Структурная схема УПОС

При управлении генератором GCC 80 задаются начальные параметры: амплитуда сигнала, частота сигнала, глубина модуляции, вид модуляции, частота модуляции [4].

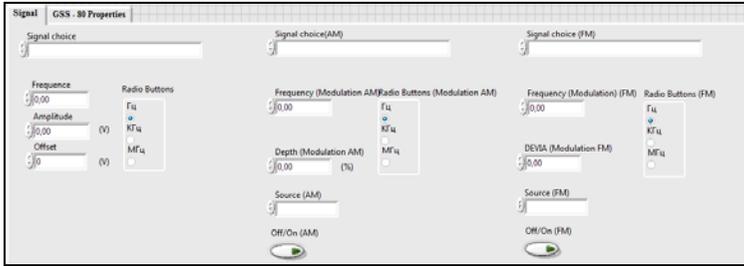


Рис. 2. Передняя панель управления генератором

На управляющем компьютере, кроме того, реализованы виртуальные приборы:

- измеритель амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик;
- спектроанализатор;
- осциллограф.

Для построения АЧХ снимаются амплитудные значения входного и выходного сигнала с осциллографа [5].

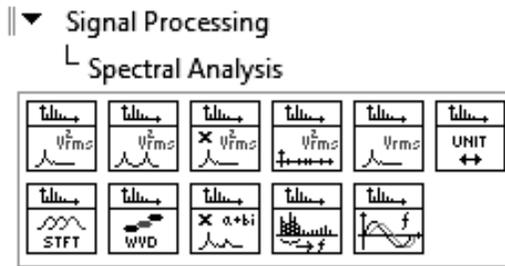


Рис. 3. Элементарная база спектрального анализа LabView

Заключение. Итогом данной работы является программный продукт, разработанный в среде Labview: виртуальная панель осциллографа, генератора, характеристикографа, спектроанализатора и УПОС с набором функций управления, соответствующих реальным устройствам. Разработанный лабораторный стенд предназначен для изучения студентами процессов и характеристик, рассматриваемых в дисциплине УПОС, может использоваться в учебном процессе – при выполнении лабораторных работ по дисциплинам «Радиоавтоматика», «Схемотехника аналоговых и электронных устройств» для студентов специальностей радиотехнического профиля и при проведении научно-исследовательских работ прикладного характера.

ЛИТЕРАТУРА

1. Побаченко М.В., Ляпин И.Ю., Демидов В.А. Приемник амплитудно-модулированных сигналов // Научная сессия ТУСУР–2011. Томск: В-Спектр, 2011. Ч. 2. С. 267–272.
2. Бутырин П.А., Васильковская Т.А., Каратаева В.В., Материкин С.В. Автоматизация физических исследований и эксперимента: компьютерные измерения и виртуальные приборы на основе LabVIEW 7 / Под ред. А.П. Бутырина. М.: ДМК Пресс, 2005. 264 с.
3. Суранов А.Я. LabVIEW 8.20: Справочник по функциям. М.: ДМК, 2007. 533 с.
4. Руководство по программированию GSS-80.
5. Руководство по программированию GDS-820/GDS-840.

ОСОБЕННОСТИ ГЕЙГЕРОВСКОГО РЕЖИМА РАБОТЫ ФОТОПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА СИСТЕМЫ КРК

*Д.А. Махорин, аспирант каф. РЗИ; А.С. Задорин, заф. каф. РЗИ
г. Томск, ТУСУР, РТФ, mda.tomsk@gmail.com*

Практическое распространение технологий квантового распределения ключей (КРК) стало возможным после разработки лавинных фотодиодов специальной конструкции – так называемых SPAD-структур (Single Photon Avalanche Diode), способных работать не только в обычном линейном усилительном режиме, но также и в сильно нелинейном режиме. Последний режим называется гейгеровским, в котором отклик SPAD на световые сигналы фактически является бинарным, т.е. идеально адаптирован для регистрации одиночных фотонов без использования специальных малошумящих аналоговых усилителей [1].

В данном сообщении обсуждается сравнение указанных режимов работы фотоприемного устройства (ФПУ) с точки зрения их влияния на функциональные характеристики системы КРК.

Рассмотрим параметры системы КРК в линейном режиме работы SPAD. Будем полагать, что SPAD работает в режиме с временным стробированием (Time-gated single photon counting – TGSPC) (рис. 1, а) [1]. Во всех протоколах технологии КРК секретный ключ K формируется путем многоступенчатой рандомизации «сырого ключа» K_0 , первоначально создаваемого на одном конце канала и передаваемого ею на другой путем кодирования не ортогональных состояний однофотонных посылок светового сигнала [2]. Обозначим битовую скорость исходного ключа как B_0 , а среднюю скорость генерации символов секретного ключа – B . Факторы снижения скорости B обусловлены коэффициентом k_p априорного снижения скорости B_0 , вероятностью появ-

ления одного фотона в импульсе $p(1)$, затуханием в волокне $\exp(\alpha L)$, внутренними шумами ФПУ, которые, с одной стороны, с вероятностью P_i , приводят к пропускам сигнальных посылок в моменты опроса пороговой схемы, а с другой – с вероятностью P_f – к генерации ложных символов в ключе K . С помощью P_i можно получить оценку для скорости B :

$$B = B_0(1 - P_i)p(1)k_p \exp(\alpha L). \quad (1)$$

Определим далее вероятности P_i и P_f , связанные с внутренними источниками шума ФПУ. Среди этих источников рассмотрим шумы нагрузки SPAD и предварительного усилителя ФПУ, общее распределение плотности вероятности $p(n)$ которых будем считать гауссовым, с дисперсией, описываемой безразмерным температурным параметром W [3]:

$$W(\alpha) = \frac{I_2(\alpha)}{e^2 B_0} \left(S_I + \frac{4kt}{R} \right) + S_E \left[\frac{I_2(\alpha)}{R^2} + (2\pi C)^2 \frac{I_3(\alpha)B}{e^2} \right], \quad (2)$$

где t – температура в градусах Кельвина; k – постоянная Больцмана, α – параметр формы сигнала, определяющий долю тактового интервала, равного $1/B_0$, занимаемого сигнальным импульсом. Физически значение αT описывает время, необходимое для разряда лавины и заряда диодов до номинального напряжения питания. Этот параметр (dead time) ограничивает максимальную скорость регистрации фотонов [1]. В дальнейшем будем считать, что длительность стробирующих импульсов также $\sim \alpha T$.

Параметр W в (2) имеет смысл эквивалентного числа фотоэлектронов, порождаемых тепловыми шумами нагрузочного резистора и внутренними шумами источников S_E, S_I ФПУ на интервале стробирования τ . Коэффициенты I_2, I_3 в формуле называются интегралами Персона и устанавливают соотношение между эффективной шумовой полосой частот ФПУ $B_{\text{эф}}$ и битовой скоростью B_0 .

Опираясь на статистическую независимость названных шумовых источников, несложно отыскать суммарную плотность вероятности в присутствии и в отсутствие сигнальной посылки p_c и p_n . При этом в качестве аргументов указанной композиции удобно использовать введенные выше числа фотоэлектронов n . В таком случае искомые вероятности P_i и P_f запишутся так:

$$P_i = \int_{-\infty}^{U_0} p_c(n) dn, \quad P_f = \int_{-U_0}^{\infty} p_n(n) dn, \quad (3)$$

где U_0 – порог срабатывания ФПУ, выраженный через n .

Механизм генерации ложных символов в ключе не исчерпывается только шумами ФПУ. При расчете P_f следует учитывать также эффекты афтерпалсинга и спонтанного формирования лавин в SPAD-структуре электронами темнового тока, средняя частота которой обозначается как F_{dcr} (DCR – dark count rate) [1]. Если обозначить средние частоты генерации ложных символов в ключе K , обусловленные указанными эффектами соответственно как F_r , F_{ap} и F_{dcr} , то:

$$Pf = (F_r + F_{ap} + F_{\text{dcr}})/B_0. \quad (4)$$

Рассмотрим далее режим TGSPC в условиях гейгеровский моды SPAD (рис. 1, а). Диоды, предназначенные для работы в указанном режиме, обычно обозначаются как G-SPAD. Расчет показывает, что при счете фотонов мощность сигнала на входе ФПУ системы КРК составляет $\sim 10^{-11}$ Вт. Линейное усиление столь слабого сигнала до уровня U_0 всегда сопряжено с заметным вкладом в P_1 и P_f перечисленных выше источников шумов тракта ФПУ.

В нелинейном режиме, формируемом за счет распределенной внутренней положительной обратной связи структуры G-SPAD и возникающей в условиях перенапряжения p - n -перехода G-SPAD, он представляет собой диссипативный ключ, шунтированный статической и динамической емкостями (рис. 1, б) [1]. В данной ситуации, даже при воздействии на структуру предельно слабым оптическим сигналом в виде одиночных фотонов, выходной сигнал G-SPAD за время формирования лавины ($\sim 10^{-9}$ с) может достигать макроуровня нескольких вольт, намного порядков превышающего уровень внутренних шумов ФПУ.

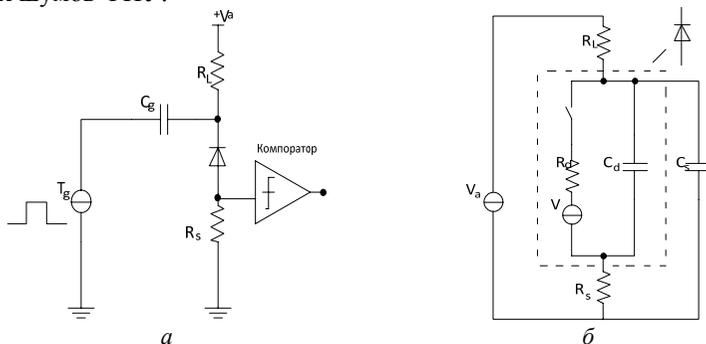


Рис. 1. Схема включения G-SPAD в режиме стробирования – а; б – схема замещения G-SPAD

Естественно, что в данном случае статистика распределений p_c и p_n в (3) для темновых фотоэлектронов может отличаться от гауссовой, а параметры канала КРК по скорости генерации ключа и вероятности

содержания ошибочных символов будут определяться только последними слагаемыми формулы (4).

ЛИТЕРАТУРА

1. Cova S., Ghioni M., Lacaita A., Samori C. and Zappa F. Avalanche photo-diodes and quenching circuits for single-photon detection. Applied Optics. 1996. 20 April. Vol. 35, №12. P. 1956–1976.
2. Килин С.Я. Квантовая информация // Успехи физических наук. 1999. Т. 169. С. 507–527.
3. Keiser G. Optical Fiber Communications. New York : McGraw-Hill Inc., 1991. 461 p.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ, МОДЕЛИРОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА МИКРОПОЛОСКОВЫХ АНТЕНН

*А.В. Медведев, А.И. Кравченко, студенты
г. Томск, ТУСУР, РТФ, ant8492@yandex.ru*

Появление микрополосковых антенных устройств вызвано потребностью в лёгких, тонких и дешёвых антенных устройствах, которые можно размещать на ракетах и летательных аппаратах, не нарушая их аэродинамические качества. В настоящее время создано и запатентовано значительное число образцов микрополосковых одноэлементных антенн и антенных решеток. Выявлена возможность создавать антенны с линейной и круговой поляризацией. Характерной особенностью большинства микрополосковых антенных устройств является небольшая ширина полосы частот, не превышающая 2,5%, и только у некоторых антенн 5–7%. Это обстоятельство в значительной степени ограничивает их применение.

Задача состояла в проектировании и предоставлении двух опытных образцов антенн с разными способами согласования питающей микрополосковой линии с антенной. Расчёт параметров проводился для резонансной частоты, равной 2,1 ГГц. Были выбраны следующие способы согласования: с помощью микрополосковой линии, внесённой в площадь антенны (макет МПА1), и четвертьволнового трансформатора (макет МПА2).

Моделирование проводилось двумя способами:

1. Расчёт параметров антенны по полученным из литературы формулам в среде Mathcad 13.
2. 3D-моделирование антенны по рассчитанным геометрическим размерам с помощью программного продукта CST Studio.

Геометрические параметры антенн были рассчитаны в среде Mathcad с помощью формул, приведенных в [1–6], и перенесены в CST Studio, где впоследствии были получены смоделированные програм-

мой внешние параметры – диаграммы направленности (ДН), КСВН и модули S_{11} параметров. Далее были изготовлены два образца по полученным расчётным параметрам и протестированы на специализированном приборе Р2М-04, предоставленном «НПФ «Микран». Тестовые образцы изображены на рис. 1.

В ходе эксперимента были измерены ДН и КСВН антенн. На рис. 2 показаны полученные диаграммы в сравнении с расчётными и смоделированными в программе CST Studio.

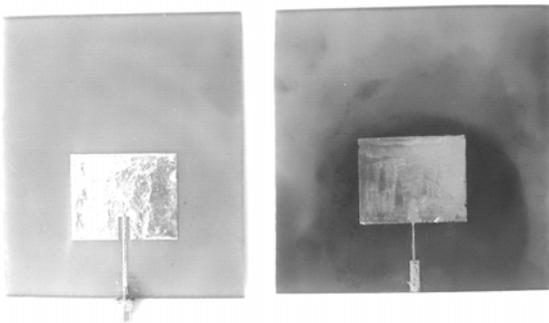


Рис. 1. Макетные образцы антенн (слева – МПА1, справа – МПА2)

Каждая антенна представляет собой плату с медным напылением с двух сторон. С одной стороны вытравлен излучающий элемент с цепью питания, другая сторона является экраном, который делает антенну однонаправленной (рис. 2).

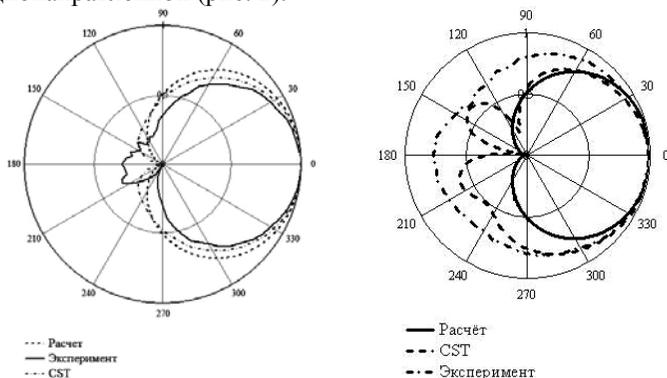


Рис. 2. Нормированные диаграммы направленности антенн (слева – ДН МПА1, справа – ДН МПА2)

На рис. 3 показаны рассчитанные в программе CST Studio и полученные в результате эксперимента зависимости КСВН от частоты.

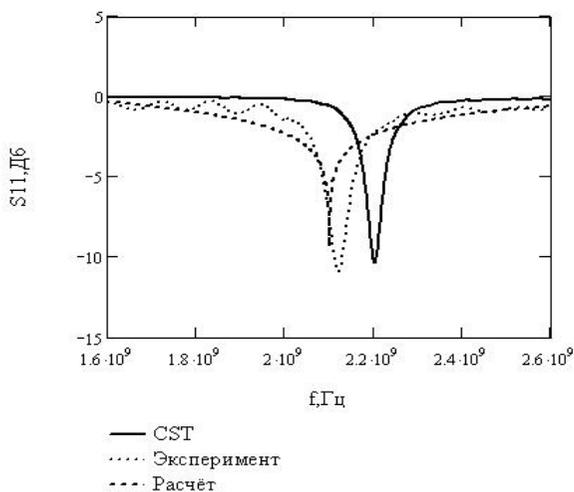


Рис. 3. Зависимость модуля параметра S_{11} от частоты (модуль S_{11} параметра для МПА2)

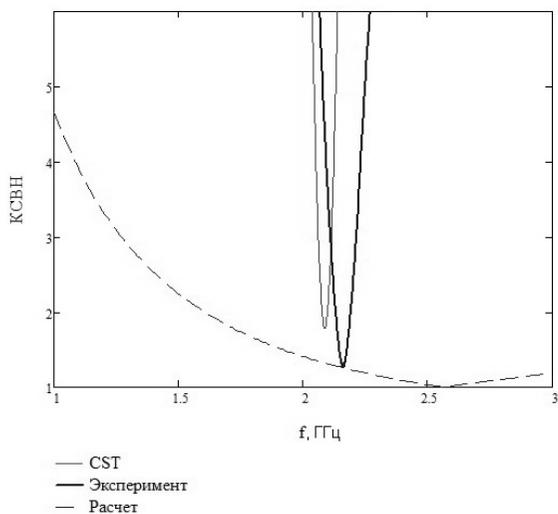


Рис. 4. Зависимость КСВН от частоты для МПА1

Исходя из графиков, показанных на рис. 3, 4 расчетные и экспериментальные данные различаются в пределах нормы (10–15%), вследствие чего можно сделать вывод, что экспериментальные образцы антенн произведены с высокой точностью.

В результате работы были получены макетные образцы, удовлетворяющие техническому заданию. На основе эксперимента было выяснено, что в изготовлении проще антенна с микрополосковой линией, внесенной в площадь антенны. Антенна с четвертьволновым трансформатором трудна в изготовлении из-за малых размеров согласующего трансформатора.

ЛИТЕРАТУРА

1. Behera S.K. Design of linearly polarized rectangular microstrip patch antenna using IE3D/PSO // National Institute of Technology. Rourkela. 2009. P. 24–53.
2. Wadell C. Transmission line design handbook // Artech House. INC. 1991. P. 94.
3. Проектирование полосковых устройств СВЧ: учеб. пособие / Ульянов. гос. техн. ун-т. Ульяновск, 2001. С. 103–108.
4. Miranda H. Patch antenna design. 2007. P. 3–7.
5. Girish Kumar, Ray K.P. Broadband Microstrip Antennas // Artech House. INC, 2003. 409 p.
6. Bendahmane M.F., Mehadji Abri, Bendimerad F.T., Boukli-Hancene N. A Simple Modified Transmission Line Model for Insert fed Antenna Design // International Journal of Computer Science Issues. 2010. Vol. 7, Issue 5. P. 331–335.

ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ ВОЗМОЖНОСТИ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРИМЕНЕНИЙ МОЩНЫХ РАДИОИМПУЛЬСНЫХ СВЧ-СИГНАЛОВ

А.Б. Мирманов

г. Астана, КазАТУ им. С.Сейфуллина

Многолетняя история развития сверхвысокочастотной радиоэлектроники убедительно свидетельствует, что создание мощных миниатюрных полупроводниковых источников электромагнитного излучения, обладающих уровнем мощности, достаточным для распространения импульсных сигналов через среды с большим затуханием, всякий раз открывала новые возможности для различных направлений радиотехники. Конечно, очевидно, что источники мощного видео- и радиоимпульсного СВЧ-излучения наносекундной длительности могут рассматриваться как эффективная база для радиофизических исследований, геолокации, постановки разнообразных научных исследований и т.д. Но открытым остается вопрос о создании измерительных систем, использующих в качестве канала передачи сигнала буровую трубу как волновод с задельными по отношению к распространяемым типам

волн параметрами. Совершенствование телекоммуникационных систем для геофизических исследований является актуальной проблемой. В настоящее время модернизация и техническое усовершенствование существующей аппаратуры не может решить главных проблем снижения ресурсоёмкости геофизических работ, поскольку ограничением является сам способ передачи данных. Кроме того, следует отметить, что техническая реализация такой телекоммуникационной системы в прошлом была не очень удачной и не вышла на серийное производство.

В данной работе на основе методологии системного анализа и теории систем рассмотрены способы формирования и разрешения технических противоречий при создании измерительных геофизических систем передачи данных. Так, радиофизические исследования показывают противоречие между мощностью передатчика и частотой. Для разрабатываемой системы частота должна быть как можно выше, чтобы получить максимальную мощность передатчика и разместить антенну целиком в трубе; и в то же время меньше, чтобы уменьшить затухание в заполняющей среде.

Скважина представляет собой запердельный волновод. Наличие воды и бурового раствора приводит к резкому возрастанию затухания. Установлено, что затухание зависит от параметров сигнала, диэлектрической проницаемости среды и может изменяться в широких пределах [1]. Кроме того, существуют работы, например [2], в которых показано, что при определенных условиях экранированные волноводы в запердельных областях частот за счет введения активных сред становятся прозрачными, и даже возможно усиление сигнала [3].

Сильное затухание было главным препятствием для разработки телекоммуникационных систем в прошлом, поскольку не существовало миниатюрных мощных передатчиков. В настоящее время разработаны мощные модули на диодах Ганна в диапазоне 1–10 ГГц [4]. Разработанные мощные приёмопередающие модули на диодах Ганна позволяют вновь вернуться к вопросу о проектировании системы передачи данных на новой элементной и технологической базе.

Учитывая высокую вероятность появления неоднородностей в канале связи, влияющих на форму и амплитуду сигнала, в настоящее время проводятся исследования по формированию информационного сигнала оптимальной формы по разрабатываемым критериям оптимальности, а также наиболее подходящие протоколы передачи данных.

ЛИТЕРАТУРА

1. Глушенко А.Г., Захарченко Е.П. Субволновые линии передачи // Информационные технологии. 2009. Т. 3, № 3. С. 20–27.

2. Кузнецова Т.И. Усиливающие волноводы и концентрация излучения на сверхмалых масштабах // Квантовая электроника. 2000. Т. 30, № 3. С. 257–260.
3. Глушенко А.Г., Захарченко Е.П. Стимулированная прозрачность за-предельных волноводных структур // В мире научных открытий. 2010. №6(12). С. 11–16.
4. Титов А.А., Пушкарев В.П. Усилитель однополярных импульсов системы ближней радиолокации // Изв. Том. политех. ун-та. 2006. Т. 309, № 4. С. 147–148.

ПРИМЕНЕНИЕ UNL-ИНВАРИАНТА В СИСТЕМАХ КОНТРОЛЯ И УПРАВЛЕНИЯ ДОСТУПОМ НА ОСНОВЕ БИОМЕТРИЧЕСКИХ ТЕХНОЛОГИЙ

Ш.Ш. Монгуш, каф. РЗИ, студентка 3-го курса

*Научный руководитель А.В. Максимов, инженер каф. РЗИ
г. Томск, ТУСУР, РТФ, shoraanamongysh@yahoo.com*

Один из подходов к решению задач распознавания образов основывается на сравнении каждого нового образа с эталоном и оценке меры подобия между ними. Эталон в этом случае может быть ранее зарегистрированный образ [1].

На практике распознаваемый образ и образ-эталон отличаются друг от друга масштабом представления, поворотом и сдвигом. Для образов одного и того же класса в большинстве таких случаев исходят из того, что распознаваемый образ появился в результате геометрического преобразования (масштабирования, поворота в плоскости XU и циклического сдвига) образа-эталона. Если последовательно выполнять все возможные геометрические преобразования (повороты, сдвиги и изменения масштаба) эталонного образа и при этом сравнивать результат преобразования с распознаванием образом, то можно зарегистрировать те параметры преобразований, при которых наступает наивысшее значение меры подобия.

В задачах распознавания изображений довольно часто используются инварианты аффинных преобразований контурных объектов в области XU : поворота, масштаба, сдвига. Представим здесь UNL-инвариант, получаемый в результате преобразований контурных объектов из декартовой системы координат в полярную, и их развертки в прямоугольную форму, показанную на рис. 1.

Расстояние между двумя точками на плоскости не изменяется при их синхронном сдвиге и повороте. Это можно использовать при построении инвариантов контурных образов бинарных изображений.

Весь процесс вычисления координаты можно представить следующим образом:

1. Записываются исходные координаты контура в форме вектора X , состоящего из N комплексных чисел:

$$X = [(x_1 + jy_1), (x_2 + jy_2), \dots, (x_N + jy_N)]. \quad (1)$$

2. Центрируются исходные данные относительно среднего значения:

$$X_0 = X - \bar{X}, \quad (2)$$

где \bar{X} – среднее значение вектора X .

3. Вычисляется нормированный полярный радиус и полярные углы для всех пар центрированных координат:

$$\begin{cases} R = \text{ads}(X_0) / \max(X_0); \\ \Theta = \text{arctg}(\text{imag}(X_0) / \text{real}(X_0)), \end{cases} \quad (3)$$

где $\max(X_0)$ – максимальное значение элементов вектора X_0 .

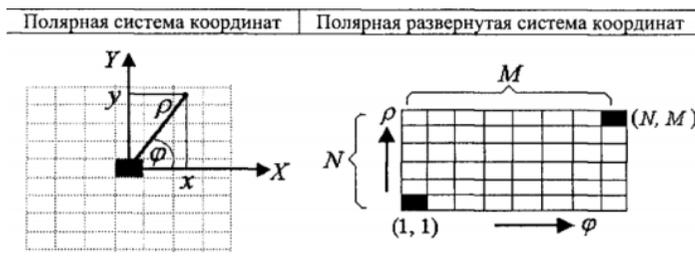


Рис. 1. Варианты представления полярной системы координат и размещение пикселей

В соответствии с (3) значения полярного радиуса находятся в пределах от 0 до 1. Такая нормировка радиуса позволяет элиминировать масштаб преобразуемых образов. Полярный угол может быть представлен в различных шкалах: либо в диапазоне $-\pi < \Theta < \pi$, либо в диапазоне от 0 до 2π , либо в диапазоне от 0 до 1.

На рис. 2 представлены исходные данные и их UNL-инварианты.

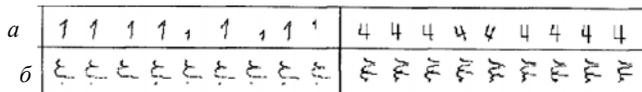


Рис. 2. Исходные данные (a) и их UNL-инварианты (b)

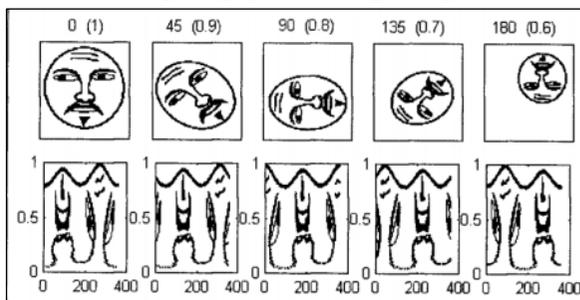
Из рис. 2 видно, что вычисленные новые образы остаются неизменными независимо от размера цифр и их циклического сдвига в плоскости XU . Поворот исходного образа в декартовой системе координат на некоторый угол заменяется соответствующим циклическим

сдвигом инварианта, представленного в полярной (развернутой) системе координат. Для сравнения циклически сдвинутых образов наиболее часто применяется взаимная корреляция и построенная на ней согласованная фильтрация.

Еще один пример UNL-инвариантов представлен на рис. 3, где в верхней части рисунка приведены пять образов, имеющих различные масштабы, повороты и сдвиги.

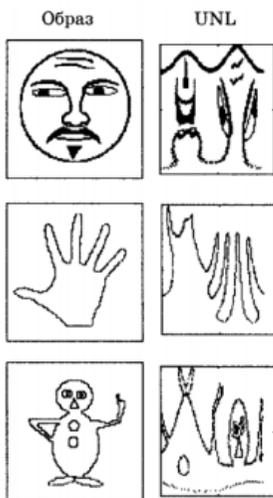
Над каждым исходным образом приведены значения угла его поворота в плоскости XU и масштаба его изменения по отношению к первому образу. Отчетливо заметен циклический сдвиг UNL-преобразованных образов вдоль оси X – развернутого полярного угла.

Рис. 3. Исходные образы и вычисленные для них UNL-инварианты



Из приведенных примеров видно, что получение результатов UNL-преобразований не вызывает трудностей, поэтому их можно рекомендовать для применения в задачах васкулярного рисунка ладони.

На рис. 4 представлены UNL-инварианты для 3 различных образов.



На основании теоритических исследований и проведенных вычислительных экспериментов можно сделать вывод о том, что рассмотренные в данной статье UNL-инварианты можно использовать в качестве дескрипторных характеристик изображения при решении задач васкулярного рисунка ладони и поиске эталонов.

Рис. 4. Образы и соответствующие им UNL-инварианты

UNL-инварианты строятся именно на сравнении инвариантов их геометрических преобразований. Инвариант эталона вычисляется заранее и хранится в памяти, а сравнение нового образа с эталоном происходит за одну итерацию сразу же после вычисления его инварианта.

Проект ГПО РЗИ-1001 – «Система контроля и управления доступом».

ЛИТЕРАТУРА

1. Кухарев Г.А. Биометрические системы: Методы и средства идентификации личности человека. СПб.: Политехника, 2001. 240 с.

МОНОЛИТНАЯ ИНТЕГРАЛЬНАЯ СХЕМА ДВОЙНОГО БАЛАНСНОГО СМЕСИТЕЛЯ ДЛЯ К-, КА-ДИАПАЗОНОВ ЧАСТОТ НА ОСНОВЕ ДИОДОВ ШОТТКИ ВЕРТИКАЛЬНОЙ КОНСТРУКЦИИ

*А.А. Пласкеев, магистрант; А.Ю. Ющенко, нач. лаб.
г. Томск, ТУСУР, ОАО «НИИПП», yushenkoay@rambler.ru*

Разработка отечественной СВЧ элементной базы, соответствующей зарубежному уровню, является актуальной задачей. За последние годы отечественная СВЧ-электроника сделала значительный прорыв, о чем говорят многочисленные публикации по созданию СВЧ монолитных интегральных схем (МИС) на основе арсенида галлия [1], при этом ОАО «НИИПП» занимает одно из лидирующих мест в таких разработках [2]. Данный прогресс объясняется, прежде всего, существенным улучшением качества отечественного полупроводникового материала, а также появлением в России дорогостоящего импортного измерительного оборудования [3].

В статье представлены результаты разработки GaAs МИС двойного балансного смесителя для К-, Ка-диапазонов частот на основе диодов Шоттки вертикальной конструкции. Необходимо отметить, что СВЧ МИС, включающие в себя диоды Шоттки, изготавливаются преимущественно по транзисторной технологии, хотя диоды Шоттки вертикальной конструкции характеризуются лучшими параметрами. Выбор транзисторной технологии в ущерб характеристикам схем некоторых фирм, разрабатывающих СВЧ МИС, зачастую объясняют технологическими трудностями [4], связанными с относительно большим рельефом вертикальных приборов. Сегодня технология ОАО «НИИПП» позволяет работать с достаточно большим рельефом полупроводниковых пластин, что дает возможность получать приборы и МИС на их основе с превосходными характеристиками.

Для реализации МИС смесителя для К-, Ка-диапазонов частот были выбраны диоды вертикальной конструкции с емкостью 25 пФ,

которые характеризуются последовательным сопротивлением не более 8 Ом (типичные параметры серийно выпускаемых диодов ОАО «НИИПП»). В качестве противофазных трансформаторов были выбраны мосты Маршанда с компактной топологией [5], что позволило получить схему размером 0,85×0,85×0,1 мм. Расчет показал, что в диапазоне входных частот 15–40 ГГц схема характеризуется следующими параметрами: диапазон частот гетеродина – 15–40 ГГц, диапазон частот сигнала промежуточной частоты (ПЧ) – 0–8 ГГц; потери преобразования – не более 11 дБ, мощность гетеродина – 13 дБм, развязка между каналами гетеродин – ПЧ – не менее 25 дБ, развязка между каналами гетеродин – сигнал – не менее 30 дБ. В настоящее время МИС смесителей изготавливаются в технологическом отделе ОАО «НИИПП».

Разработанная МИС является прямым аналогом схемы НМС329 ф. Hitite. Изготовление отечественных МИС сверхширокополосных смесителей позволит отказаться от использования импортных аналогов. Данная работа нацелена на серийное производство схем, причем прямых аналогов на российском рынке на данный момент нет.

ЛИТЕРАТУРА

1. Официальный сайт конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», Крымико. URL: <http://www.crimico.org> (дата обращения: 03.03.2012).
2. Официальный сайт ООО «НИИПП». URL: <http://www.niipp.ru> (дата обращения: 03.03.2012).
3. Официальный информационный портал ТУСУРа, URL: http://www.tusur.ru/centers/nos_nt/ (дата обращения: 03.03.2012).
4. GaAs МИС широкополосного двойного балансного смесителя / Д.С. Хохол, А.А. Баров, Е.В. Дмитриченко, А.В. Кондратенко // Научная сессия ТУСУР–2011.: Матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых: В 6 ч. Томск: В-Спектр, 2011. Ч. 2. С. 256–259.
5. Chih-Ming Lin. An Ultra-Broadband Doubly Balanced Monolithic Ring Mixer for Ku- to Ka-band Applications / Chih-Ming Lin, Che-Hung Lin, Jui-Chieh Chiu, Yeong-Her Wang // IEEE Microwave and wireless components letters. 2007. Vol. 17. P. 733–735.

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ И КОНТРОЛЯ ДОСТУПОМ НА ОСНОВЕ БИОМЕТРИЧЕСКИХ ТЕХНОЛОГИЙ

М.В. Побаченко, аспирант каф. РЗИ;

А.В. Максимов, ведущий специалист ЗАО «НПФ «Микран»

г. Томск, ТУСУР, pobachenko@gmail.com, maksimovav@rzi.tusur.ru

Биометрические технологии активно применяются во многих областях, связанных с обеспечением безопасности доступа к информа-

ции и материальным объектам, а также в задачах уникальной идентификации личности.

Кроме известных технологий распознавания по отпечаткам пальцев, голосу, радужной оболочке глаза, геометрии руки, разрабатываются и новые подходы. Например, фирма Fujitsu предлагает технологию определения личности по рисунку вен ладони. Этот метод идентификации личности является более гигиеничным, так как нет контакта со считывающей поверхностью, более удобным в использовании, так как не испытывается чувства дискомфорта при считывании биологических признаков. Однако на сегодняшний момент не разработана полноценная система контроля и управления доступом, позволяющая с достаточным быстродействием производить сравнение считываемого образа с контрольным образом венозного рисунка из базы данных.

При разработке должны быть решены проблемы выбора и оптимизации методов [1]:

- предварительной обработки изображения, полученного с датчика;
- выделения устойчивых наборов признаков или инвариантов;
- распознавания (классификации);
- поиска по базам данных.

Три первых пункта относятся к проблеме распознавания образов. Один из подходов к решению задач распознавания образов основывается на сравнении каждого нового образа с эталоном и оценке меры подобия между ними. На практике распознаваемый образ и образ-эталон отличаются друг от друга масштабом, поворотом и сдвигом. Последовательное выполнение всевозможных геометрических преобразований над распознаваемым образом, с дальнейшим сравнением с образом-эталоном, позволяет зарегистрировать параметры преобразования, при которых наступит максимальная мера подобия. Однако, такой многоитерационный метод относительно трудоемкий с вычислительной точки зрения [2]. Поэтому для распознавания используется не сам образ, а его инвариант (изображение, которое остается неизменным при геометрических преобразованиях) или набор устойчивых признаков, минимально изменяющийся при геометрических преобразованиях.

В настоящее время инварианты и наборы устойчивых признаков основываются на:

- UNL-преобразовании;
- преобразовании Фурье–Меллина;
- моментах изображения;
- разностных функциях;
- оценке функции расстояния;

- дискретном вейвлет-преобразовании;
- методе SURF;
- методе Viola Jones и т.д.

Выделяют 4 группы методов распознавания (классификации):

- сравнение с образцом;
- статистические методы;
- структурные и синтаксические методы;
- нейронные сети.

В таблице указан процент ошибок некоторых классификаторов (решающее правило отнесения образа к одному из классов на основании его признаков).

Процент ошибок классификаторов

Классификатор	Процент ошибок, %
Линейный классификатор	7,6 ÷ 12
Ближайших соседей	0,52 ÷ 5
Усиленные классификаторы	0,87 ÷ 1,02
Нелинейные классификаторы	3,3 ÷ 3,6
Метод опорных векторов	0,56 ÷ 1,4
Нейронные сети	0,35 ÷ 4,7
Сверточные сети	0,27 ÷ 1,7

Совокупность выбора и оптимизаций на каждом этапе работы системы позволяет достичь приемлемого быстродействия, с минимальным количеством ошибок, повышает удобство использования, позволяет отказаться от устройств физического ограничения положения руки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Лифшиц Ю. Курс лекций «Статистические методы распознавания образов».
2. Кухарев Г.А. Биометрические системы: Методы и средства идентификации личности человека. СПб.: Политехника, 2001. 240 с.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО ФИКСИРОВАННОГО МИКРОПОЛОСКОВОГО АТТЕНУАТОРА

А.Ю. Попков, студент 5-го курса

Научный руководитель А.В. Фатеев, ассистент

г. Томск, ТУСУР, РТФ, каф. СВЧuKP, lexterran@mail.ru

В измерительной и связной технике, чтобы избежать перегрузки какого-либо устройства чрезмерно мощным сигналом, необходимо ослабить этот сигнал до приемлемого уровня. В этих случаях использование аттенуаторов, неоспоримо, является необходимостью.

Данная работа посвящена разработке математической модели сверхширокополосного фиксированного микрополоскового аттенюатора с прямоугольным резистивным слоем в математическом пакете *MathCAD*.

Аттенюатор с прямоугольным тонкопленочным резистивным слоем, топология которого представлена на рис. 1, можно представить эквивалентной Т-образной схемой.

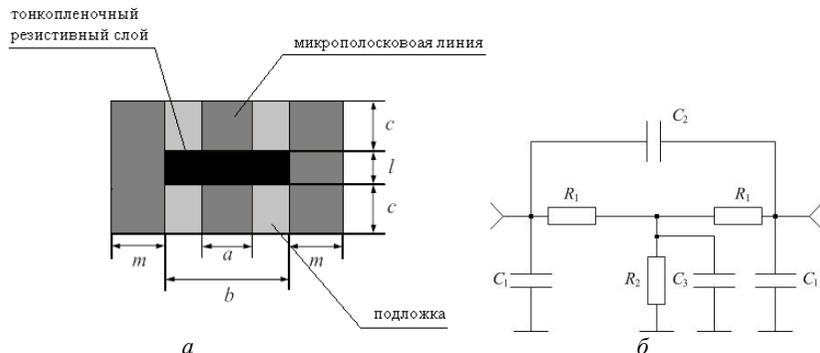


Рис. 1. Топология микрополоскового копланарного аттенюатора – а; эквивалентная принципиальная электрическая схема аттенюатора – б

Как и любое устройство, аттенюатор не является идеальным, а потому имеет и паразитные элементы. В первую очередь паразитными элементами являются нераспределенные емкости, обусловленные разрывом проводящей линии в месте нанесения тонкопленочного резистивного слоя.

Расчет емкостей C_1 и C_2 согласно выражениям, приведенным в [1], показал, что емкости C_1 по значению близки к нулю, поэтому при дальнейших расчетах их можно не учитывать.

Емкость C_3 рассчитывается по формуле

$$C_3 = \frac{l \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}}{c \cdot Z_{res}}, \quad (1)$$

где l – длина резистивной пластины; ϵ_{eff} – эффективная относительная диэлектрическая проницаемость; c – скорость света в вакууме; Z_{res} – волновое сопротивление линии на участке с резистивным слоем.

Для определения геометрических размеров аттенюатора был использован функциональный блок *MathCAD Given/Minerr*.

В качестве системы алгебраических уравнений выступают формулы для расчета волновых сопротивлений и ослаблений, приведенных в [2] и [3].

Было выявлено, что с увеличением ослабления ширина подводящей линии и ширина резистивного слоя остаются неизменными, в то время как изменится лишь длина резистивного слоя. Причем, что закономерно, с ростом ослабления длина тоже увеличивается. Причем зависимость длины от ослабления имеет почти линейный характер, а потому с легкостью аппроксимируется, что упрощает дальнейшие расчеты.

Неизменность ширины подводящей линии и ширины резистивного слоя в рамках данной математической модели наблюдается лишь при условии, когда волновое сопротивление линии в 2 раза меньше удельного поверхностного сопротивления резистивного слоя.

Для расчета частотных характеристик аттенюатора необходимо рассчитать S-матрицу его эквивалентной схемы.

Емкости C_1 и C_2 , как уже упоминалось выше, обусловлены разрывом микрополосковой линии и включены параллельно общей схеме. Поскольку математически рассчитать S-матрицу всей схемы нельзя, разобьем ее на 2 подсхемы: T-аттенюатор и параллельную П-схему паразитных емкостей C_1 и C_2 .

Для расчета S-матриц этих схем воспользуемся расчетными соотношениями, изложенными в [1].

Расчет частотной характеристики ослабления проводился для значений от 3 до 10 дБ в диапазоне от 0 до 20 ГГц. Все результаты сведены в графики в виде зависимости отклонения ослабления от номинального значения на крайней частоте (рис. 2).

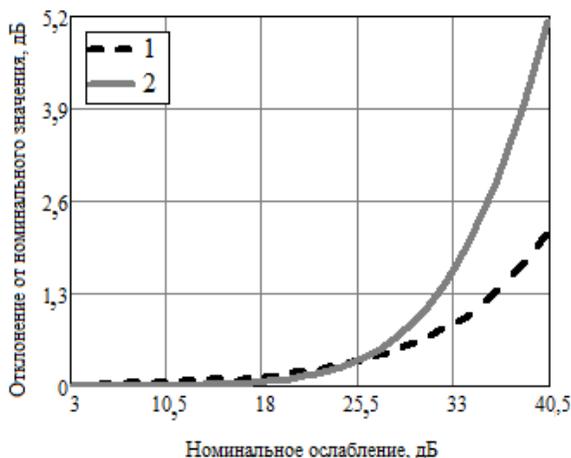


Рис. 2. Графики зависимости разницы ослаблений от номинального значения ослабления: 1 – результаты моделирования в САПР CST Microwave Studio; 2 – результат расчета T-модели аттенюатора

Из рис. 3 видно, что графики имеют общий характер – разница ослаблений возрастает с ростом номинального ослабления. Стоит заметить, что в ходе работы была выявлена зависимость максимального отклонения с ростом частоты от паразитных емкостей. То есть, подобрав их соотношение, можно добиться точного повторения моделированной зависимости.

В результате проделанной работы была разработана математическая модель расчета геометрических размеров аттенюатора с резистивным слоем прямоугольной формы. Анализ полученных результатов позволяет заметить ряд следующих фактов:

1) Математическая модель способна рассчитать геометрические размеры с определенной точностью (ограничена точность расчетных соотношений) при условиях: а) требуемое ослабление более 3 дБ; б) волновое сопротивление линии в 2 раза меньше удельного поверхностного сопротивления резистивного слоя. При соблюдении этих условий ширина подводящей линии и ширина резистивного слоя остаются постоянными, в то время как длина резистивного слоя увеличивается с ростом ослабления.

2) По графикам, изображенным на рис. 2 можно судить о схожем характере отклонений ослаблений с ростом частоты. Причем чем выше требуемое ослабление, тем больше он отклоняется от номинального с ростом частоты. Таким образом, полученная модель пригодна для расчета фиксированных аттенюаторов в диапазоне ослаблений от 3 до 18 дБ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гупта К. Машинное проектирование СВЧ-устройств / К. Гупта, Р. Гардж, Р. Чадха. М.: Радио и связь, 1987. 430 с.
2. Садков В.Д., Горячев Ю.А. Расчет тонкопленочной аттенюаторной пластины // Техника средств связи. 1977. № 2. С. 13–19.
3. Transmission Line Design Handbook / B.C. Wadell, M.A. Norwood, Artech House, Inc., 1991. 468 с.

ФОТОПРИЕМНИК ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ИСТОЧНИКОВ ИЗЛУЧЕНИЯ

И.И. Привалихин, аспирант

г. Томск, ТУСУР, каф. РЗИ, ivan_privalihin@mail.ru

Целью работы является создание метрологической установки для существенного увеличения оптической мощности, улучшения технологии изготовления, повышения эффективности генерации и вывода излучения из кристаллов разрабатываемых светодиодов.

Преимущества снятия характеристик динамическим способом были описаны в [1]. В данной статье речь пойдет о высокоскоростном фотоприемнике оптического диапазона, предназначенном для снятия характеристик полупроводниковых источников излучения динамическим способом.

Основой данного фотоприемника является чересстрочная ПЗС-матрица Kodak KAI-01050 [2]. ПЗС-матрица в стандартном режиме имеет время экспозиции от 1 мкс, а для снятия динамических характеристик время экспозиции должно быть порядка единиц наносекунд. На основе анализа работы ПЗС-матрицы был придуман способ получения требуемой времени экспозиции. Суть придуманного способа заключается в следующем.

ПЗС-матрица состоит из поликремния, отделённого от кремниевой подложки, у которой при подаче напряжения через затворы изменяются электрические потенциалы вблизи электродов [3].

До экспонирования обычно подачей определённой комбинации напряжений на электроды происходит сброс всех ранее образовавшихся зарядов и приведение всех элементов в идентичное состояние. Комбинация напряжений на электродах создаёт потенциальную яму, в которой накапливаются электроны, образовавшиеся в данном пикселе матрицы в результате воздействия света при экспонировании. В чересстрочных ПЗС каждый пиксель обладает светочувствительным элементом и областью накопления заряда.

На рис. 1 показаны сигналы, которые определяют время экспозиции. Сигнал $P1T/V$ – прямоугольный импульс на пьедестале – осуществляет перенос заряда из накапливающей области в область переноса заряда. Сигнал SUB производит сброс накопленных зарядов в накапливающей области.

Именно эти два сигнала отвечают за время экспозиции. А время экспозиции – это время между задними фронтами этих сигналов. Благодаря этому в ПЗС-матрице время экспозиции является управляемой величиной. Опираясь на управляемую экспозицию, был придуман способ снятия динамических характеристик.

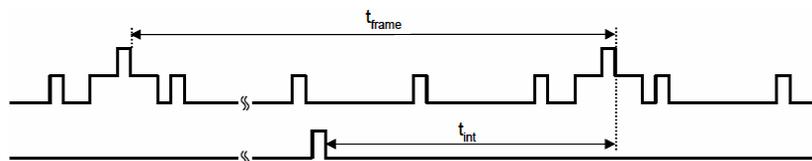


Рис. 1. Сигналы, отвечающие за экспозицию

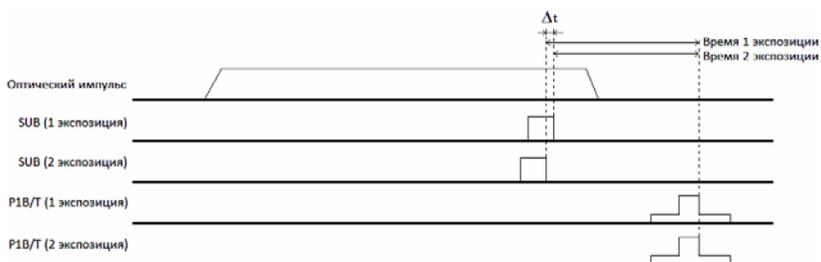


Рис. 2. Диаграмма динамических характеристик

Исследуется периодический процесс измерения оптического импульса, генерируемого источником излучения. Накопленный заряд в ПЗС является интегральной величиной, время экспозиции относительно оптического импульса изменяется в соответствии с рис. 2. В данном примере приводятся две разные экспозиции, отличающиеся на Δt . Так как полученные результаты являются интегральной величиной, то разность между ними будет равна экспозиции за время Δt . Появляется возможность просмотреть весь оптический импульс с дискретными отсчетами в Δt .

Для обеспечения предлагаемого технического решения увеличения временной разрешающей способности фотоприемника оптического диапазона была разработана структурная схема, представленная на рис. 3. Фотоприемник содержит следующие блоки:

1. PHY Gigabit Ethernet – микросхема физического уровня гигабитного Ethernet. Осуществляет связь с компьютером.
2. МК – микроконтроллер. Предназначен для конфигурации и управления всей системы.
3. DDR – память. Необходима для хранения и обработки фотоизображений. Чтобы развязать операции чтения и записи фотоизображений, используются две микросхемы памяти.
4. CCD Signal Processor – специализированная микросхема для работы с ПЗС-матрицей. Осуществляет генерацию необходимых сигналов для ПЗС-матрицы (верт. и гор. синхронизация) и также производит оцифровку аналогового сигнала с ПЗС-матрицы. Так как ПЗС-матрица 4-канальная, требуется два 2-канальных сигнальных процессора.
5. ПЛИС – программируемая логическая интегральная схема. Осуществляет основную работу устройства: работу с CCD-процессорами, DDR-памятью, с Ethernet, с МК и синхронизацией всей системы.
6. CCD – ПЗС-матрица.
7. НП – нижняя плата. Плата с полупроводниковым излучателем и его драйвером.

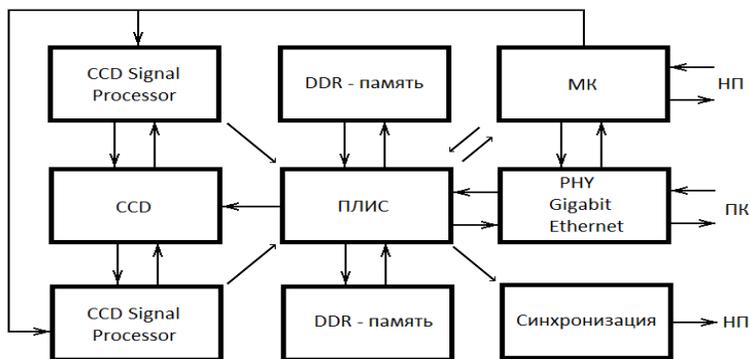


Рис. 3. Структурная схема фотоприемника

Заключение. На основе теоретических исследований предложен вариант построения фотоприемника, позволяющий уменьшить время экспозиции стандартной ПЗС-матрицы в десятки раз.

ЛИТЕРАТУРА

1. Привалихин И.И. Автоматизированный стенд для снятия характеристик полупроводниковых источников излучения // Научная сессия ТУСУР–2011: Матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 4–6 мая 2011 г.: В 6 ч. Томск: В-Спектр, 2011. Ч. 2. 348 с.
2. Kodak KAI-01050 image sensor. Summary specification. URL: http://www.kodak.com/ek/uploadedFiles/Content/Small_Business/Images_Sensor_Solutions/Products/KAI-01050LongSpec.pdf. (дата обращения: 12.02.2012).
3. Википедия. ПЗС-матрица. URL: <http://ru.wikipedia.org/wiki/ПЗС-матрица> (дата обращения: 3.03.2012).
4. Лазовский Л. Приборы с зарядовой связью: прецизионный взгляд на мир. URL: <http://www.autex.spb.ru> (дата обращения: 3.03.2012).

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДОЛОГИИ КЛАСТЕРНОГО АНАЛИЗА В ЗАДАЧЕ СЕЛЕКЦИИ ИМПУЛЬСНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ В РАСПРЕДЕЛЕННОЙ СИСТЕМЕ РАДИОМОНИТОРИНГА

А.В. Серов, мл. науч. сотрудник

г. Томск, ТУСУР, НИИ РТС, docshans@yandex.ru

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

Распределенная система радиомониторинга представляет собой пассивную космическую многопозиционную систему для определения координат источников радиоизлучения (ИРИ). Сигнал ИРИ представ-

ляет собой импульсную последовательность (ИП). Под импульсом далее будем понимать именно набор параметров. Для реализации метода определения координат проводится селекция, включающая два этапа: группировку импульсов, относящихся к одному источнику излучения, в одном измерителе и отождествление между собой сигналов, принятых в нескольких измерителях.

В работах, посвященных селекции ИП [1–4] приводятся математические описания алгоритмов селекции, а также некоторые аналитические характеристики. Однако при создании реальной системы радиомониторинга необходимо описать некоторое множество ИРИ, координаты которых будут рассчитываться. Вопрос о необходимости специализации алгоритма под определенные модели сигналов и виды ИРИ возникает вместе с некоторыми другими вопросами, связанными с видом алгоритма, его эффективностью, оптимальностью. В разрешении данных вопросов могут помочь определенная методология, набор некоторых правил. В работах по селекции [2, 3] в качестве методологии выбран кластерный анализ.

Разберем основные компоненты задачи селекции с точки зрения методологии кластерного анализа [5]:

- 1) представление шаблонами (включает выбор и/или выделение характерных признаков);
- 2) определение меры близости шаблонов (выбор метрики);
- 3) выбор типа и структуры алгоритма;
- 4) обобщение данных;
- 5) анализ выхода.

В качестве характерных признаков будут рассматриваться только непрерывные количественные величины. Для каждого импульса рассчитываются следующие непрерывные параметры: амплитуда, направление прихода (азимут и угол места), время прихода, длительность импульса, несущая частота, тип сигнала. Из данного набора параметров необходимо выбрать те, которые наилучшим образом характеризуют конкретный ИРИ. В данной работе в задаче группировки используются азимут, угол места, длительность импульса, тип сигнала. В задаче отождествления используются время прихода импульса, а также частота. Выбор данных параметров в качестве характерных признаков обусловлен ориентацией системы на ИРИ с вобуляцией и псевдослучайной перестройкой радиочастоты (ППРЧ). Сигнал ИРИ может представлять собой один из трех типов: прямоугольный импульс без внутриимпульсной модуляции, ФКМ или ЛЧМ и рассматривается в качестве характерного признака в группировке. Каждый кластер будем представлять центром масс, описываемым набором усредненных характерных признаков всех отнесенных к нему шаблонов. При добавлении

очередного шаблона к кластеру центр масс кластера необходимо пере-
считать.

Исходя из назначения и исходных данных, в рамках кластерного
анализа алгоритм селекции должен быть:

- 1) по алгоритмической структуре: накапливающим;
- 2) по числу анализируемых признаков: политетическим;
- 3) по характеру привязки шаблонов к кластерам: жестким;
- 4) по характеру применяемых методов: стохастическим (алго-
ритмы решения задач селекции обычно базируются на статистических
методах [6–9]);
- 5) по характеру возрастания: возрастающим.

Наиболее сложным этапом можно считать выбор алгоритма кла-
стеризации. Прежде всего необходимо решить, к какому типу должен
относиться данный алгоритм (иерархический или неиерархический).
Такое решение необходимо принимать исходя из следующих условий:

- 1) число кластеров (или хотя бы порядок) априорно не известно;
- 2) нет необходимости обеспечения вложенности кластеров;
- 3) высокая устойчивость к выбросам, шумам и пропадающим;
- 4) набор данных является значительным, растущим со временем.

Использование неиерархических методов в данном случае пред-
почтительнее. Недостатками таких методов являются: зависимость от
порядка расположения шаблонов, необходимость задания априорных
сведений (число кластеров или итераций, правило остановки). Пре-
имущество состоит в оперировании большими наборами данных в ре-
альном времени.

Для оценки соответствия шаблонов необходимо выбрать метрику,
рассматривающую характерные признаки с некоторыми весами. В ка-
честве метрики для задачи селекции выберем метрику Махаланоби [5]:

$$d_M(\mathbf{q}_n, \mathbf{q}_m) = (\mathbf{q}_n - \mathbf{q}_m) \cdot \mathbf{R}^{-1} \cdot (\mathbf{q}_n - \mathbf{q}_m)^T,$$

где $n=1, 2, \dots, N$, $m=1, 2, \dots, N$ – номера шаблонов в рассматриваемом
наборе данных; M – число характерных признаков; \mathbf{R}^{-1} – матрица вы-
борочной ковариации шаблонов, либо заранее заданная ковариацион-
ная матрица процесса генерации шаблонов.

В конце концов, введем условие принадлежности шаблона кла-
стеру, не зависящее от порядка анализируемых импульсов в ИП:

$$d_M(\mathbf{q}_n, \mathbf{q}_m) \leq d_{M \min} \quad \forall n, m \in 1, \dots, N.$$

Итак, методология кластерного анализа позволяет как синтезиро-
вать алгоритмы селекции ИП, так и проводить их анализ. Проблема
построения алгоритмов селекции заключается в выборе весовых коэф-
фициентов для характерных признаков, обеспечивающих наибольшую
вероятность правильной селекции P_{nc} .

ЛИТЕРАТУРА

1. Пат. 4721958 United States Patent, G01S 7/44, H03K 5/26, Real-Time Pulse Processor / Keith R. Kenkin, TRW Inc.; заяв. 23.10.85; опубли. 26.01.88. 32 с.
2. Danielsen P.L., Agg D.A., Burke N.R. The Application of Pattern Recognition Techniques to ESM Data Processing.
3. Ata A.W., Abdullah S.N. Deinterleaving of radar signals and PRF identification algorithms / IET Radar Sonar Navig. 2007. 1, (5), P. 340–347.
4. Кирсанов Э.А. Разделение потока сигналов с фиксированной и псевдослучайно перестраиваемой рабочей частотой в многопозиционной системе панорамных обнаружителей-пеленгаторов // Антенны. Вып. 5 (144). 2009.
5. Anderberg M.R. Cluster Analysis for Applications. NY: Academic Press, Inc., 1973.
6. Васин В.А., Власов И.Б., Егоров Ю.М. и др. Информационные технологии в радиотехнических системах: учеб. пособие. 2-е изд., перераб. и доп. / Под ред. И.Б. Федорова. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. 768 с.
7. Вакин С.А., Шустов Л.Н. Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки. М.: Сов. радио, 1968. 448 с.
8. Горелик А.Л., Барабаш Ю.Л., Кривошеев О.В. Селекция и распознавание на основе радиолокационной информации. М.: Радио и связь, 1990. 240 с.
9. Фукунага К. Введение в статистическую теорию распознавания образов. М.: Наука, 1979. 368 с.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ МЕХАНИЗМОВ РАССЕЯНИЯ В ГРАДИЕНТНОМ ПОЛИМЕРНОМ ОПТИЧЕСКОМ ВОЛОКНЕ

А.А. Шибельгут, м.н.с. каф. РЗИ; Р.С. Круглов, доцент каф. РЗИ

Научный руководитель А.С. Задорин, зав. каф. РЗИ, проф.

г. Томск, ТУСУР, shibelgut@gmail.com

Основной причиной уширения световых импульсов при их распространении по многомодовым оптическим волокнам (ОВ) является межмодовая дисперсия. В волокнах с градиентным профилем показателя преломления уровень межмодовой дисперсии пренебрежимо мал, однако наличие стохастических неоднородностей волноводного тракта приводит к возникновению межмодового энергообмена, что является причиной дополнительных потерь и искажений огибающей формы импульсов [1].

В полимерных ОВ (ПОВ) инициатором указанной связи можно считать флуктуации показателя преломления на границе раздела сердцевина–оболочка, возникающие при производстве ОВ. Кроме того, полимерные цепи выступают в качестве «рэлеевских» центров рассеяния.

Механизмы рассеяния в ПОВ со ступенчатым профилем показателя преломления изучены в работе [2]. Анализ эффективности возбу-

ждения ПОВ через боковую поверхность позволил определить характерный размер и место локализации неоднородностей, приводящих к межмодовой связи.

Однако авторами не обнаружены сведения в литературе об аналогичном исследовании ПОВ с градиентным профилем показателя преломления. Но в связи с тем, что градиентное ПОВ обладает рядом преимуществ (например, большая ширина полосы пропускания) по сравнению со ступенчатым ПОВ и широко используется в системах оптической связи малого радиуса, то усовершенствование расчетной модели распространения света в ПОВ за счет исследования механизмов рассеяния в таких волокнах с градиентным профилем показателя преломления при его возбуждении через боковую поверхность представляется актуальным.

В данной работе представлены результаты экспериментального исследования механизмов рассеяния света в градиентном ПОВ, основанного на изучении эффективности возбуждения волокна через боковую поверхность.

Схема экспериментальной установки представлена на рис. 1, а.

Исследования проведены для градиентного ПОВ (OM-Giga-SE100) с диаметром сердцевины 900 мкм на двух длинах волн 632,8 и 445 нм при двух поляризациях (перпендикулярная и параллельная). Профиль показателя преломления ПОВ приведен на рис. 1, б.

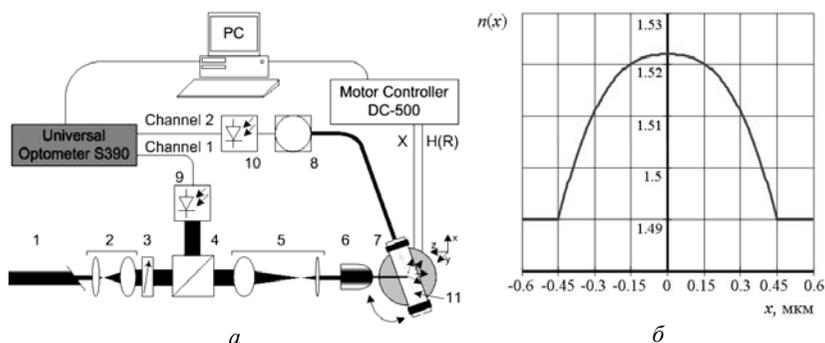


Рис. 1. Экспериментальная установка для исследования механизмов рассеяния света в градиентном ПОВ при его возбуждении через боковую поверхность – а:

- 1 – лазер; 2, 5 – коллиimator; 3 – поляризацiонный фильтр (призма Глана–Тейлора); 4 – светоделительный кубик; 6 – короткофокусный объектив; 7 – электромеханический столик; 8 – интегрирующая сфера; 9, 10 – фотодетектор; 11 – образец исследуемого градиентного ПОВ;

б – профиль показателя преломления исследуемого градиентного ПОВ

В рамках исследования выполнено поперечное (эквивалентно изменению азимутального угла возбуждающего пучка) и угловое (эквивалентно изменению полярного угла возбуждающего пучка) сканирование ПОВ.

Сканирующий пучок рассеивается на дефектах структуры ПОВ. При этом угловое распределение рассеянного излучения будет определяться размерами, формой и показателем преломления центров рассеяния. Компоненты углового спектра рассеянного излучения, принадлежащие конусу направляемых или вытекающих лучей, будут захвачены волокном и могут быть детектированы с помощью фотодиода. Анализ результатов сканирования ПОВ пучком монохроматического света в двух плоскостях сканирования позволил судить о характере неоднородностей, вызывающих рассеяние света. Результаты исследований на длине волны 632,8 нм для перпендикулярной и параллельной поляризаций представлены на рис. 2.

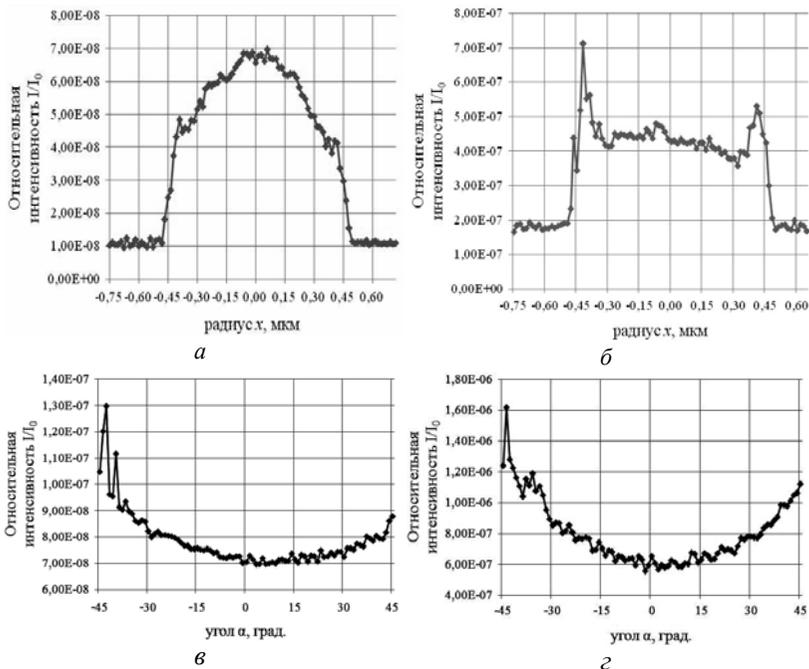


Рис. 2. Результаты сканирования градиентного ПОВ для двух поляризаций: поперечное (а, б) и угловое (в, г) сканирование; перпендикулярная (а, в) и параллельная (б, г) поляризации. Здесь I – интенсивность света на конце ОВ; I_0 – интенсивность света в опорном канале

Из рис. 2, *a* и *б* видно, что при прохождении сканирующего пучка по касательной к границе раздела сердцевина–оболочка у представленных зависимостей имеются локальные максимумы, которые указывают на частичную локализацию дефектов профиля показателя преломления в указанной области. Высокая степень симметрии зависимостей сканирования ОВ по полярному углу относительно точки $\alpha = 90^\circ$ (см. рис. 2, *в* и *г*) указывает на симметрию индикатрисы рассеяния в прямом и обратном направлениях. Это позволяет сделать вывод о том, что рассеяние Рэлея является доминирующим механизмом, а характерный размер рассеивающего центра значительно меньше длины волны λ .

Работа выполнена при финансовой поддержке DAAD (проект №15064) в POF-AC при университете Г.-С.Ома (Нюрнберг, Германия).

ЛИТЕРАТУРА

1. Снайдер А. Теория оптических волноводов / А. Снайдер, Дж. Лав. / пер. с англ.; под ред. Е.М. Дианова и В.В. Шевченко. М.: Радио и связь, 1987. 650 с.
2. Bunge С.-А. Rayleigh and Mie scattering in polymer optical fibers / С.-А. Bunge, R. Kruglov, H. Poisel // J. Lightwave Technology. 2006. Vol. 24, №8. P. 3137–3146.

УНИФИЦИРОВАННЫЙ СВЧ-ГЕНЕРАТОР ДЛЯ СИСТЕМ БЛИЖНЕЙ РАДИОЛОКАЦИИ

*В.А. Кочумеев, аспирант; И.В. Шухлов, магистрант;
Д.В. Бахарева, студентка; В.П. Пушкарев, к.т.н., доц.;
А.А. Титов, д.т.н., проф.*

г. Томск, ТУСУР, TitovAA@rzi.tusur.ru

В системах ближней радиолокации и радионавигации широко используются генераторы на магнетронах с импульсной выходной мощностью в десятки ватт. Для замены этих генераторов предлагается СВЧ-генератор на диоде Ганна, управляемый микроконтроллером, генерирующим импульсы ТТЛ-уровня. Генератор состоит из возбuditеля и резонаторной камеры с диодом Ганна типа 3А762Г либо 3А750Г. На рис. 1 приведена принципиальная схема возбuditеля.

В состав возбuditеля входят: самоуправляемый ограничитель на транзисторе *VT1*; трехкаскадный импульсный усилитель на транзисторах *VT3*, *VT4*, *VT6*; устройство управления амплитудой импульса возбуждения диода Ганна на транзисторе *VT5*.

Ограничитель, реализованный на основе схемы, описанной в [1], обеспечивает стабилизацию амплитуды и длительности импульсов на входе импульсного усилителя при многократном изменении амплиту-

ды импульсов на входе возбудителя и играет роль самоуправяемого ограничителя [2].

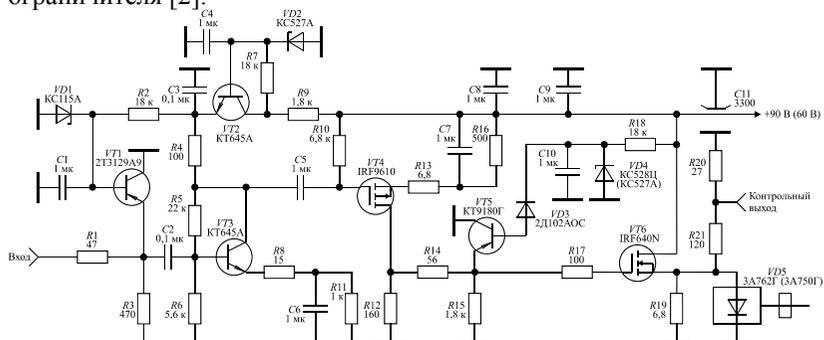


Рис. 1. Принципиальная схема возбудителя СВЧ-генератора

Экспериментальные исследования показали, что, при изменении амплитуды входных импульсов в диапазоне 2,5...15 В, амплитуда импульсов на выходе ограничителя изменяется в пределах 2,2...2,4 В.

Трехкаскадный импульсный усилитель на транзисторах *VT3*, *VT4*, *VT6* обеспечивает на выходе получение импульсов положительной полярности амплитудой до 85 В и током до 25 А. В каскадах на транзисторах *VT3*, *VT4* использована последовательная отрицательная обратная связь по току (элементы *R8*, *R13*), обеспечивающая высокие технические показатели, несмотря на свою простоту [3].

Рабочие импульсные напряжения диодов Ганна типа 3А762Г и 3А750Г индивидуальны и лежат в диапазоне 20...80 В. Поэтому на входе выходного каскада установлено устройство управления амплитудой импульсов возбуждения на транзисторе *VT5*, реализованное по схеме, описанной в [4].

При нормальных условиях максимальная импульсная мощность диодов Ганна типа 3А762Г и 3А750Г в рабочем диапазоне частот составляет 40 и 25 Вт соответственно. Требуемая амплитуда импульса возбуждения для получения указанной мощности для диода 3А762Г лежит в пределах 70...90 В, а для диода 3А750Г – в пределах 35...50 В. Однако СВЧ-генераторы на диодах Ганна, работающих в режиме максимальной импульсной мощности, обладают большой нестабильностью частоты генерации и выходной мощности при изменении температуры окружающей среды. Экспериментальные исследования СВЧ-генераторов на диодах Ганна типа 3А762Г и 3А750Г показали, что минимизация нестабильности частоты генерации и выходной мощности при изменении температуры в диапазоне ± 50 °С достигается при выборе амплитуды импульса возбуждения в пределах 60...65 В для диода

3A762Г и в пределах 27...30 В для диода 3A750Г. Использование стабилитрона VD4 типа КС528Ц в СВЧ-генераторе на диоде 3A762Г и стабилитрона типа КС527А в СВЧ-генераторе на диоде 3A750Г обеспечивает указанные режимы работы. В СВЧ-генераторе на диоде 3A750Г напряжение питания может быть уменьшено до 60 В.

Важным достоинством применения устройства управления на транзисторе VT5 является отсутствие спада плоской вершины импульса на выходе возбудителя при неизбежном присутствии спада на выходе усилителя, обусловленного наличием в его составе разделительных и блокировочных емкостей. Отсутствие спада обеспечивает стабилизацию частоты генерации диода Ганна в течение действия импульса возбуждения.

Резонаторная камера выполнена в виде волновода сечением 23×10 мм и длиной 50 мм. Генераторный диод устанавливается внутри волновода на расстоянии $\lambda/4$ от его закороченного края, где λ – длина волны генерируемого колебания. На рис. 2 показан общий вид СВЧ-генератора, поясняющий особенности его конструктивной реализации.

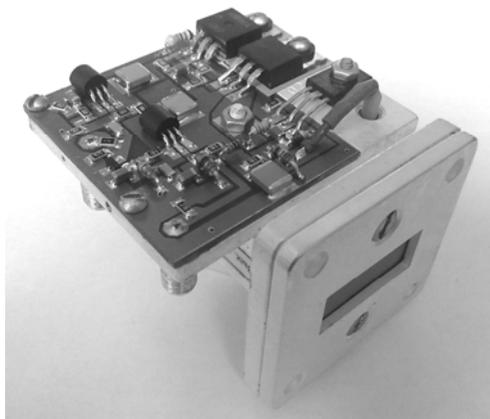


Рис. 2. Общий вид СВЧ-генератора

Технические характеристики СВЧ-генератора: амплитуда сигнала запуска 2,5...5 В; рабочие частоты 8...12 ГГц; длительность импульсов запуска 0,1...1,5 мкс; длительность фронта генерируемых радиоимпульсов 10 нс; скважность генерируемых импульсов не менее 700; диапазон рабочих температур ± 50 °С; выходная мощность СВЧ-генератора на диоде 3A762Г 30 Вт; выходная мощность СВЧ-генератора на диоде 3A750Г 10 Вт; изменение СВЧ-мощности в диапазоне температур $\pm 0,3$ дБ; изменение частоты генерации в диапазоне температур

65 МГц; напряжение источника питания 90 В; максимальное значение потребляемого тока 30 мА.

Работа выполнена в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009-2013 гг. (государственный контракт № 02.740.11.0514 от 15.03.10).

ЛИТЕРАТУРА

1. Титов А.А., Семенов А.В., Пушкарев В.П. Устройство защиты усилителя однополярных импульсов от перегрузки по току. Патент РФ № 2328818. Опубл. 10.07.2008. Бюл. № 19.
2. Титов А.А., Пушкарев В.П. Устройства управления амплитудой мощных импульсных сигналов // Электросвязь. 2010. № 7. С. 44–46.
3. Титов А.А. Транзисторные усилители мощности МВ и ДМВ. М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2010. 326 с.
4. Токбаева И.Ж., Титов А.А. Управление амплитудой мощных импульсных сигналов // Научная сессия ТУСУР-2011: Матер. докл. Всерос. науч.-техн. конф. Томск, 4–7 мая 2011 г. Томск: В-Спектр, 2011. Ч. 2. С. 305–308.

АНАЛИЗ МЕТОДОВ ОБРАБОТКИ ВАСКУЛЯРНЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ЛАДОНИ

Н.А. Сулова, студентка; А.В. Максимов, инженер

г. Томск, ТУСУР, каф. РЗИ, rioka@sibmail.com

Перспективность использования биометрических технологий в СКУД в настоящее время не вызывает сомнений. Выбор биометрических характеристик для целей СКУД осуществляется путем оценки их свойств. Одним из наиболее подходящих методов для реализации контроля доступа является анализ васкулярного рисунка ладони, плюсы использования которого были показаны в [1]. Несмотря на удобство использования данной характеристики и высокие оценки БХЧ, в силу своей новизны она не в полной мере представлена на рынке СКУД, что дает поле для исследования в данной области.

Наибольший интерес на начальном этапе разработки технологий, использующих васкулярный рисунок ладони в СКУД, вызывает этап идентификации. Необходимо получить васкулярный рисунок ладони и сравнить его с базой данных, избежав при этом ошибок ложного допуска и ложного отказа в допуске. Требования качественной идентификации васкулярного рисунка связано с необходимостью фиксации ладони. Несоблюдение данного требования приводит к различиям в размере и появлению сдвигов и поворотов в изображении. В связи с чем возникает необходимость масштабирования, поворота и смещения полученного васкулярного изображения. Однако возможно при-

менение методов обработки, исключающих необходимость всех вышеуказанных требований.

В результате анализа методов обработки составлен следующий алгоритм:

- получение изображения в виде матрицы;
- векторизация изображения;
- выделение контура изображения;
- получение инвариантов изображения.

Полученное черно-белое изображение васкулярного рисунка ладони проходит определенную фильтрацию и преобразуется в матрицу из нулей и единиц, где «1» – фон, а «0» – васкулярный рисунок.

На втором этапе матрица преобразуется в вектор-столбец комплексных чисел вида « $x+iy$ ». Эти координаты являются центрами отдельных отрезков в рисунке.

Если соединить координаты этих центров, на графике получится сложная фигура с пересечениями. Для упорядочения координат в векторе осуществляется операция выделения контура, предполагающая следующие действия:

- исходные данные центрируются относительно среднего значения;
- вычисляются полярные углы для всех пар центрированных координат;
- выполняется сортировка полярных углов по возрастанию и запоминается порядок их перестановки;
- исходные данные сортируются в соответствии возрастания полярного угла.

Заключительным этапом в процессе обработки изображений является получение их инвариантов. Далее рассмотрим некоторые из возможных.

UNL – инварианты, получаемые в результате преобразования контурных объектов из декартовой системы координат в полярную, что предполагает вычисление нормированного полярного радиуса и полярных углов для всех пар центрированных координат.

Инварианты ALL и EA (Affine Arc Length и Enclosed Area) для аналитически заданных контуров можно определить следующим образом [2]:

$$\text{– для ALL: } \tau = \int_b^a \sqrt[3]{(\dot{x} \ddot{y} - \ddot{x} \dot{y})} dt;$$

$$\text{– для EA: } \sigma = \frac{1}{2} \int_b^a |x\dot{y} - y\dot{x}| dt.$$

Координаты контура, для которого вычисляются инварианты ALL и EA, должны быть представлены в комплексной форме. Амплитуда вычисленных значений нормирована к единице. Число элементов в векторах ALL и EA должно быть равно числу элементов контура.

Все вышеперечисленные этапы программно осуществляются в среде MATLAB. Полученные результаты предоставлены на рис. 1.

Представленные на рис. 1 инварианты демонстрируют возможность реализации СКУД методами обработки, предложенными выше.

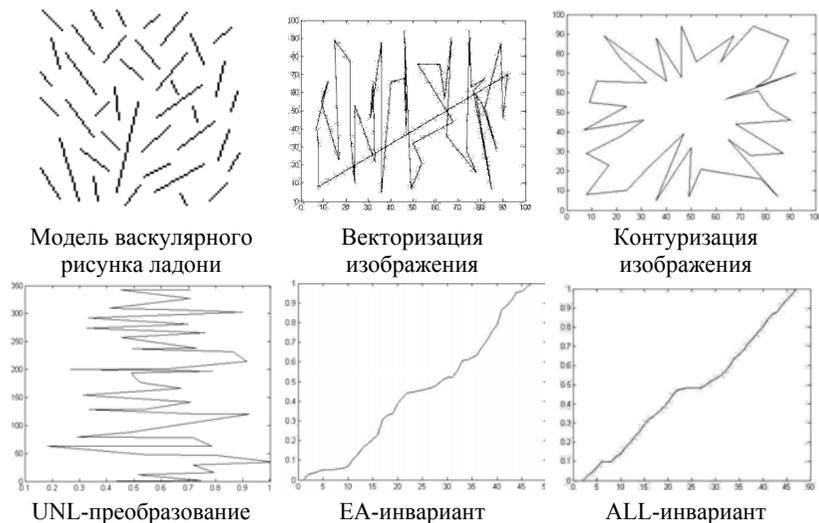


Рис. 1

Существует множество различных способов обработки изображений. В данной статье были представлены те, которые представляют наибольший интерес в сфере использования васкулярных рисунков ладони для целей СКУД.

ЛИТЕРАТУРА

1. Морозова М.А., Салтанова О.Б. Система контроля и управления доступом по биометрическим параметрам // Матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2011». Томск: В-Спектр, 2011. 348 с.
2. Кухарев Г.А. Биометрические системы. Методы и средства идентификации личности человека. СПб.: ПОЛИТЕХНИКА, 2001. 240 с.
3. Дьяконов В.П. MATLAB 7.*/R2006/R2007: Самоучитель. М.: ДМК Пресс, 2008. 768 с.

МНОГОКАНАЛЬНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ ТЕМПЕРАТУРЫ НА БАЗЕ МИКРОКОНТРОЛЛЕРА STM8S

С.М. Тимофеева, И.В. Рыбаков, студенты 4-го курса;

К.В. Волков, аспирант каф. СРС

г. Томск, ТУСУР, РТФ, sargyt@mail.ru

На настоящее время для контроля радиочастотной обстановки необходимо измерять выходную мощность базовых станций мобильной связи. Для этого используются измерители мощности, такие, как измеритель мощности R&S®NRP2 и портативный измеритель мощности МЗМ НПФ «Микран». Измерительный процесс подразумевает использование входной цепи амплитудного детектора, который зависит от температуры. Температурная зависимость вольт-амперной характеристики может быть представлена в виде

$$I = I_0 \left(e^{\frac{qU}{kT}} - 1 \right).$$

При этом необходимо производить температурную коррекцию измерений. В данной статье предлагается схема многоканального измерителя температуры (МИТ) на базе микроконтроллера STM8S и термодатчиков TMP 37G.

Рис. 1. Зависимость выходного тока диода от температуры

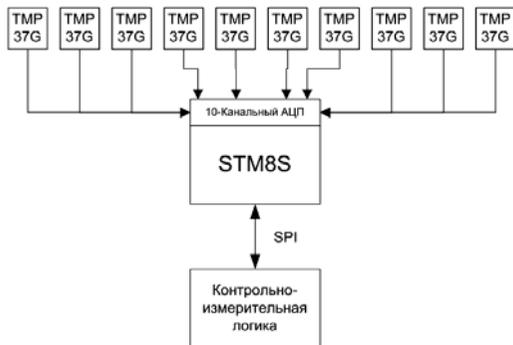
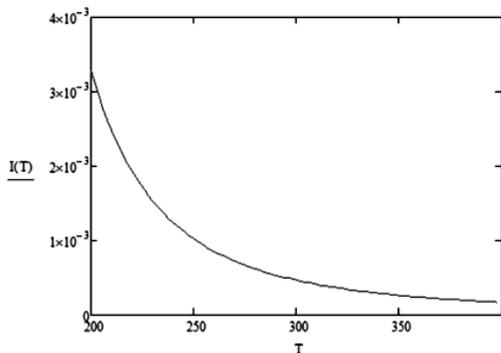
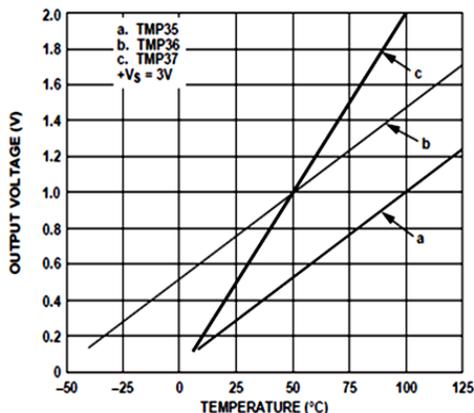


Рис. 2. Структурная схема МИТ

МИТ располагается внутри прибора, производит сбор данных с термодатчиков и передает данные в контрольно-измерительную логику. На рис. 2 приведена структурная схема МИТ.

Термодатчик TMP 37G – низковольтный температурный датчик, обеспечивающий выходное напряжение, линейно изменяющееся пропорционально температуре по шкале Цельсия (рис. 3). Не требует внешней калибровки, обеспечивая типичную точность ± 1 при $+25$ °C и ± 2 в диапазоне $-45 \dots +125$ °C. TMP 37G питается по двухпроводной линии от источника напряжения от 2,7 к 5,5 В.



Питающий ток имеет величину значительно ниже 50 мкА, обеспечивая очень низкий саморазогрев – меньше чем 0,1 °C в невозмущенной атмосфере.

Рис. 3. Характеристика зависимости выходного напряжения от температуры [1]

Многоканальное АЦП, входящее в состав микроконтроллера, позволяет опрашивать одновременно 10 термодатчиков и имеет следующие характеристики:

- режимы однократного и непрерывного преобразования;
- делитель частоты преобразования от 2 до 18;
- возможность внешнего запуска преобразования от (ADC_ETR) или таймерного триггера (TRGO);
- возможность изменения диапазона для преобразуемого сигнала за счет внешнего вывода VREF;
- прерывание по окончании преобразования;
- режим непрерывного преобразования с буферизацией;
- режим сканирования для одиночного и непрерывного преобразования.

Используя отладочный комплект STM8S-Discovery, удалось в краткие сроки разработать программное обеспечение для МИТ. Среда разработки ST Visual Develop имеет встроенный инструментарий для разработки программного обеспечения на языке Си. Для написания данного ПО использовались следующие функции API: ADC1_Init,

ADC1_DeInit, ADC1_ITConfig, ADC1_StartConversion, находящиеся в заголовочном файле stm8s_adc1.h.

Функция ADC1_DeInit необходима для деинициализации устройства (сброса всех настроек); ADC1_Init необходима для инициализации АЦП (выбора режима преобразования, номера канала и других настроек); ADC1_ITConfig используется для выбора режима прерывания преобразования; ADC1_StartConversion используется для запуска преобразования.

В разработанном ПО с помощью функции ADC1_Init был выбран режим преобразования сканирования поочередно с каждого канала (с каждого термодатчика из 10).

STM8S-Discovery включает в себя базируемый отладчик USB и программер. Основным преимуществом использования пакета ST Toolset является его доступность (бесплатный продукт).

STM8S является одним из наиболее простых, доступных микроконтроллеров и обладает следующими преимуществами: центральный процессор 24 МГц STM8 с Гарвардской архитектурой, что облегчает использование языка C; наличие 10-битного АЦП; дешевизна (стоимость полного комплекта порядка 15\$); низкий порог вхождения (для начала работы с микроконтроллером достаточно начальных знаний языка программирования C); бесплатная среда разработки.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ в соответствии с договором 13.G25.31.0011 от 07.09.2010 и договором 74/10 от 15.07.2010 г. в порядке реализации Постановления №218 Правительства РФ.

ЛИТЕРАТУРА

1. One Technology Way «TMP35/TMP36/TMP37».
2. Коррекция по температуре измерительных преобразователей физических величин на базе микроконтроллера MSP430F149 фирмы Texas Instruments // Chip Info [Электронный ресурс]. URL: <http://www.chipinfo.ru/literature/chip-news/200105/3.html>;
3. Попов Р. Микроконтроллеры STM8 «с нуля».
4. Савичев А. Новые 8-битные микроконтроллеры семейства STM8S.
5. Меджахед Д. Восемь преимуществ STM8.
6. STMicroelectronics «STM8S105xx».
7. STMicroelectronics «STM8S microcontroller family. Reference manual».

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ OFDM-СИГНАЛОВ

*Г.А. Трофимов, студент 4-го курса; К.В. Волков, аспирант каф. СРС
г. Томск, ТУСУР, georgtrof@gmail.com*

В настоящее время технологии цифрового телевидения (DVB), телекоммуникационные технологии третьего и четвертого поколения (IEEE 802.16, 3GPP LTE, LTE-Advanced) для передачи данных используют технологию OFDM (мультиплексирование с ортогональным частотным разделением) [1]. Для измерения параметров таких сигналов требуется специальное оборудование.

Технология OFDM для передачи информации использует максимально близко расположенные модулированные ортогональные поднесущие. Каждая из них может переносить информацию, служить защитным интервалом или быть пилотной поднесущей. Последние используются для эквалайзирования [2].

Для того чтобы векторный анализатор сигналов смог синхронизироваться с принимаемым сигналом и демодулировать его, ему необходимо задать параметры. Для OFDM-сигналов конфигурации задаются в специальных файлах. В них должны содержаться основные параметры сигнала, такие как частота дискретизации, количество поднесущих, длина циклического префикса. Кроме того, анализатору необходимо указывать расположение поднесущих, значения пилот-тонов, виды модуляции для каждой информационной поднесущей, преамбулу (если используется). Эти данные хранятся в виде матриц [3].

На рис. 1 изображена матрица расположения. Каждая строка соответствует отдельному символу, по столбцам разделены поднесущие. На рисунке обозначены нулевые, информационные и пилотные поднесущие.

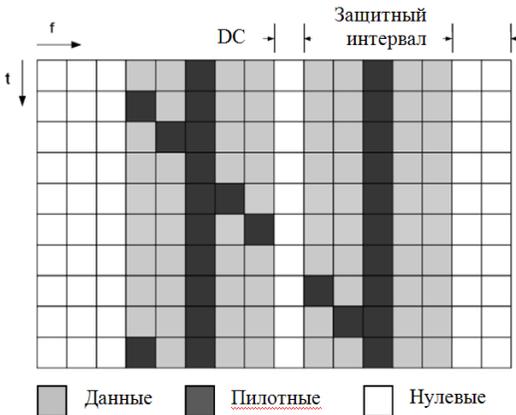


Рис. 1. Матрица расположения поднесущих

При приеме анализатор определяет начало символа, синхронизируется по времени, компенсирует сдвиг по несущей частоте и частоте дискретизации, делает выравнивание сигнала и производит вычисления EVM (error vector magnitude). Модуль вектора ошибок – это широко используемый параметр для оценки качества модуляции сигнала. Вектор ошибки соединяет концы принятого и идеального вектора.

Пользователю предоставляется широкий выбор характеристик сигнала. Имеется возможность просматривать трехмерные графики зависимостей мощности или EVM от символов и несущих. По ним видно, как распределяются ошибки сигнала по частоте во времени, и, исходя из этого, имеется возможность установить причину возникновения ошибок в передающем оборудовании. Также можно посмотреть характеристики одной выбранной несущей или символа. Кроме того, могут быть отображены зависимости ошибки частоты/фазы от времени, векторные диаграммы символов или поднесущих. Имеется возможность просматривать оценку канала в виде частотной и импульсной характеристики.

Для оценки качества OFDM-сигналов требуется новейшее измерительное оборудование, а также навыки работы с векторными анализаторами сигналов.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ в соответствии с договором 13.G25.31.0011 от 07.09.2010 и договором 74/10 от 15.07.2010 г. в порядке реализации Постановления №218 Правительства РФ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Вишнеvский В., Портной С., Шахнович И. Энциклопедия WiMAX. Путь к 4G. М.: Техносфера, 2009. 465 с.
2. Muhammad Saad Akram. Pilot-based Channel Estimation in OFDM Systems: Master Thesis. Nokia Mobile Phones, 2007. 80 p.
3. Rohde & Schwarz. R&S FSQ-K96 OFDM Vector Signal Analysis with the R&S FSQ Signal Analyzer // Product Brochure. 2008. Vol. 1.00. March.

ПРОГРАММА ДЛЯ РАСЧЕТА СОГЛАСУЮЩИХ ЦЕПЕЙ С ПОМОЩЬЮ ДИАГРАММЫ СМИТА

В.В. Трофимов, студент

г. Томск, ТУСУР, intiquo@gmail.com

Проблема согласования тракта передачи сигнала со входом или выходом СВЧ-устройства является одной из основных, с которой приходится сталкиваться разработчику. Это необходимо для достижения максимально эффективной передачи энергии от источника в нагрузку.

При построении СВЧ-устройств вместо сосредоточенных LC-элементов зачастую используют отрезки линий передачи, что позволяет упростить структуру цепи, сделать ее более технологичной.

Для решения задачи согласования сопротивлений существуют различные подходы, которые условно можно разделить на: 1) аналитические методы расчета; 2) визуальные методики (с помощью диаграмм); 3) методы автоматического синтеза согласующих цепей (СЦ); 4) методы параметрической оптимизации.

Большую популярность среди разработчиков имеет подход, основанный на использовании диаграммы Смита [1], которая представляет собой графическую связь коэффициента отражения с сопротивлением нагрузки отрезка длинной линии. Она наглядно позволяет проследить поведение коэффициента отражения СЦ (ее входного сопротивления) при изменении структуры и значений элементов цепи. Это дает разработчику возможность выполнить синтез СЦ при заданных импедансах генератора и нагрузки.

Большую популярность получили электронные диаграммы Смита, например SmithChart [2], AppCAD фирмы Agilent [3] или Microwave Office фирмы AWR [4] и др. Однако следует отметить, что в большинстве случаев электронная диаграмма Смита служит только для отображения характеристик СВЧ-цепей и не имеет удобных инструментов, позволяющих выполнить синтез СЦ.

Таким образом, разработка программы, реализующей работу с диаграммой Смита с точки зрения синтеза СЦ, является актуальной и востребованной. Программа должна обладать следующими функциональными возможностями:

- отображение диаграммы Смита (Z - и Y -сетку);
- изменение диаграммы (масштабирование, сдвиг);
- панель инструментов элементов СЦ (последовательные и параллельные элементы: катушка индуктивности, резистор, конденсатор, линия передачи, трансформатор, RLC-контур);
- панель информации о текущей точке (коэффициент отражения, импеданс, адмитанс, КСВН);
- отображение годографа входного сопротивления СЦ;
- сохранение истории работы;
- сохранение и загрузка проекта;
- загрузка параметров четырехполюсника в виде S2P файла;
- расчет и отображение вспомогательных характеристик (круги усиления, коэффициента шума, линии равной добротности и КСВН).

Программа реализована в среде MS Visual C# с применением объектно-ориентированного подхода. Внешний вид программы показан на рис. 1.

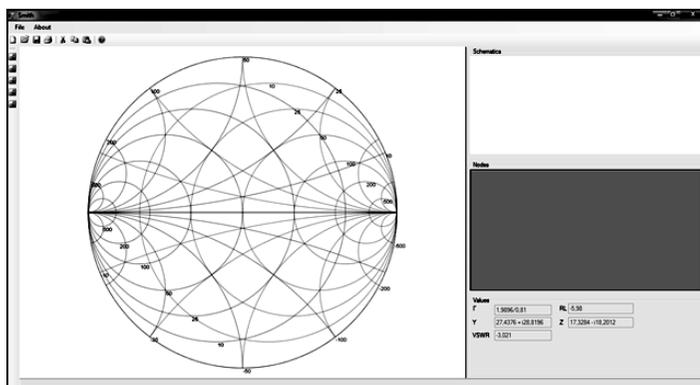


Рис. 1. Интерфейс пользователя

Разработанная программа позволяет разработчику в интерактивном режиме выполнить расчет СЦ на сосредоточенных RLC-элементах или отрезках длинных линий. При этом отображение кругов усиления и шума позволяет выполнять расчет СВЧ-усилителей. Программа будет полезна не только студентам при изучении принципов построения СЦ, но и разработчикам СВЧ-устройств.

ЛИТЕРАТУРА

1. Фуско В. СВЧ-цепи. Анализ и автоматизированное проектирование / Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1990. 228 с.
2. Программа SmithChart. Университет Берн [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://fritz.dellsperger.net/>
3. Программа AppCAD. Фирма Agilent [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.hp.woodshot.com/>
4. Программа Microwave Office. Фирма AWR [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://web.awrcorp.com/Russian/Products/Microwave-Office-RF-Microwave-Design-Tool/>

РАЗРАБОТКА РЕГУЛИРУЕМОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ ДЛЯ УСИЛИТЕЛЕЙ С АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКОЙ НАПРЯЖЕНИЯ

В.В. Верховин, аспирант; Б.И. Авдоченко, доцент к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. РЗИ, verhovin@micran.ru

В современных системах связи, работающих с сигналами сложных типов модуляций, подавляющая часть окончательных каскадов усилителей мощности (УМ) проектируется с использованием транзисторных каскадов, работающих в классах А, АВ и В. Однако при проекти-

ровании подобных УМ трудно обеспечить высокую линейность амплитудной характеристики, отсутствие искажений и высокий КПД одновременно.

Одним из методов повышения КПД усилителей описанных классов является метод автоматической регулировки напряжения (АРН) питания усилителя [1] (в зарубежной литературе – усилители классов G и H). Функциональная схема одного из вариантов усилителя с АРН, в котором управление осуществляется на основе огибающей входного сигнала, представлена на рис. 1.

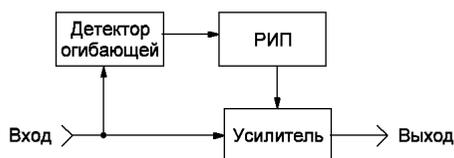


Рис. 1. Функциональная схема усилителя с АРН

Одним из недостатков метода АРН является необходимость использования мощного регулируемого источника питания (РИП). Существующие схемные решения РИП, построенных на основе линейных преобразователей напряжения, обладают низким КПД. Для увеличения КПД предлагается использование совместной работы линейного и импульсного источников питания.

Импульсные преобразователи напряжения обладают относительно высоким КПД, достигающим 90–95%, но они имеют и свои недостатки. Во-первых, при переключении транзисторов возникают коммутационные помехи, во-вторых, верхняя граничная частота импульсного преобразователя ограничена. Ограничение связано с большой ёмкостью затвора коммутирующего источника транзистора и применением дросселя, необходимого для работы импульсного источника. Точное отслеживание огибающей, в соответствии с теоремой Котельникова, требует обеспечения частоты переключения источника как минимум в два раза большей, чем максимальная частота огибающей сигнала. Поэтому импульсные преобразователи не очень хорошо подходят для использования в качестве РИП для широкополосных усилителей с высоким значением верхней частоты сигнала огибающей.

Для увеличения скорости работы импульсного источника питания дополнительно используется линейный регулятор. Импульсный преобразователь отслеживает огибающую сигнала с максимально возможной скоростью, а линейный стабилизатор применяется для отслеживания высокочастотных спектральных составляющих входного сигнала РИП и частичной компенсации шумов переключения транзисторов импульсного преобразователя.

На рис. 2 приведена принципиальная схема описанного РИП. Схема работает следующим образом: компаратор на операционном усилителе DA3 при превышении напряжения на резисторе R6 порога переключения включает полумостовой драйвер DA2. Драйвер открывает транзистор VT3 и закрывает транзистор VT4, в результате к выходу РИП дополнительно подключается источник питания 28 В.

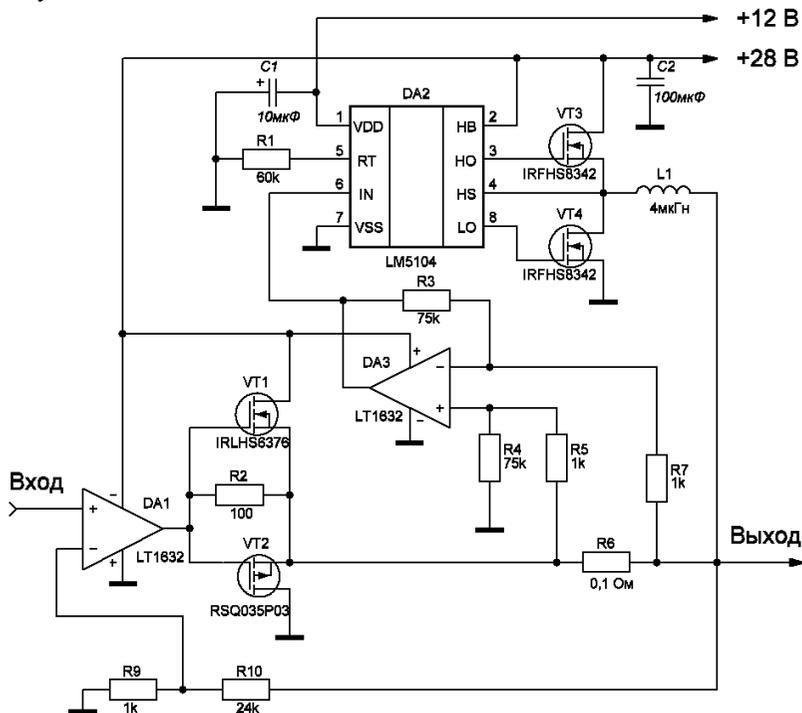


Рис. 2. Принципиальная схема регулируемого источника питания

Операционный усилитель DA1 выполняет функцию усилителя с использованием обратной связи по напряжению, а транзисторы VT1 и VT2 увеличивают максимальный выходной ток этого усилителя. Резистор R2 необходим для уменьшения переходных искажений [2].

По результатам моделирования в среде LTSpice данная схема обеспечивает следующие характеристики:

1. Входное напряжение – 0,4...1,1 В.
2. Выходное напряжение – 10...27 В.
3. Максимальный выходной ток (при $U_{\text{ВЫХ}}=27\text{В}$) – 1,5 А.
4. Максимальная частота сигнала – 1,2 МГц.
5. Задержка выходного сигнала относительно входного – 60 нс.

Средние значения КПД для разных значений постоянного выходного напряжения представлены в таблице.

Средние значения КПД РИП

Выходное напряжение, В	12	17	22	27
Средний КПД, %	67,6	80	89,2	92,7

Преимуществом предлагаемого РИП является высокое значение КПД благодаря включению линейного регулятора напряжения на короткое время, необходимое для включения импульсного регулятора с высоким КПД.

ЛИТЕРАТУРА

1. Титов А.А., Ильющенко В.Н. Схемотехника сверхширокополосных и полосовых усилителей мощности. М.: Радиотехника, 2007. 208 с.
2. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: справ. руководство. М.: Мир, 1982. 512 с.

СРЕДСТВА АВТОМАТИЗАЦИИ ИЗМЕРЕНИЙ

Т.Т. Сабиргалиева, студентка 4-го курса;

К.В. Волков, аспирант каф. СРС

г. Томск, ТУСУР, kv.russia@gmail.com

Виртуальные измерительные приборы управляются пользователем посредством приложения, запущенного на ЭВМ. Пользовательский интерфейс удобен при проведении несложных измерений. Но возрастание сложности измерений приводит к увеличению количества пользовательских взаимодействий с интерфейсом, и эффективность работы снижается. Автоматизация измерений – это инкапсуляция итераций комплексного измерения в отдельной программе, вызываемой пользователем.

Изначально у производителей измерительного оборудования были собственные взгляды на организацию автоматизации в своих приборах. Ввиду этого объединение приборов разных производителей в единый измерительный комплекс было весьма трудоемкой задачей. И реализованные программы комплексных измерений разных производителей были не совместимы. С появлением VXIplug&play System Alliance ситуация изменилась. Альянсом была предложена единая архитектура программного обеспечения виртуальных измерительных приборов (VISA). Предложенная архитектура легла в основу драйве-

ров VISA от разных производителей, что привело к возможности использования различного оборудования в единых измерительных комплексах. VISA-драйвер – это интерфейс программирования измерительных приборов, соединенных с ЭВМ посредством GPIB, VXI, PXI, Ethernet, USB. Интерфейс VISA полностью скрывает внутренние особенности измерительного прибора за набором высокоуровневых объектов и функций, присущих абстрактному вводу/выводу. В данной статье рассматриваются способы взаимодействия программного обеспечения автоматизации измерений, которые выбрали для себя ведущие производители. Будет предложено направление развития технологии автоматизации измерений для компании «НПФ «Микран».

Компания National Instruments предоставляет на платной основе драйвер NI-VISA, который соответствует предложенному интерфейсу VISA [1]. Компания постоянно модифицирует драйвер по мере появления новых интерфейсов связи ЭВМ и измерительных приборов. Драйвер NI-VISA может быть использован для управления оборудованием всех производителей, входящих в состав альянса. Программное обеспечение автоматизации измерений не учитывает специфику интерфейса и работает через стандартные функции NI-VISA.

Компания Rohde & Schwarz предоставляет свой собственный драйвер автоматизации, который является надстройкой над NI-VISA [2]. Драйвер реализует высокоуровневую измерительную логику и не работает без предустановленной в системе NI-VISA. В данном случае за передачу команд между прибором и ЭВМ отвечает драйвер NI-VISA, а за разбор команд – драйвер R&S. Таким образом, процесс разработки программного обеспечения автоматизации упрощается. Схема драйвера приведена на рис. 1.

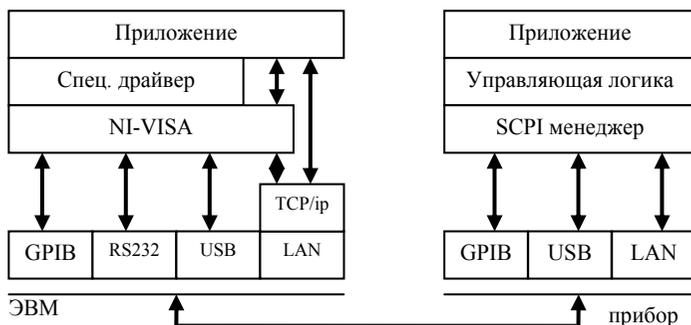


Рис. 1. Схема драйвера автоматизации R&S

Разработчикам программного обеспечения автоматизации можно выбрать один из вариантов взаимодействия с оборудованием фирмы R&S:

1) Прямое обращение к измерительному прибору через TCP/IP. Приборы принимают входящее подключение TCP на порт 5052 и ожидают команд в формате SCPI. Двумя очевидными минусами являются: отсутствие возможности взаимодействия с оборудованием через иные интерфейсы связи, кроме LAN; программное обеспечение автоматизации берет на себя задачу форматирования команд SCPI.

2) Подключение к измерительному прибору через NI-VISA драйвер. В данном случае проблема интерфейсов связи с измерительным прибором решается, но разбор команд все еще выполняется в программном обеспечении автоматизации.

3) Подключение к измерительному прибору через R&S драйвер, который в свою очередь соединяется с NI-VISA. Такой способ позволяет упростить процесс разработки программного обеспечения автоматизации.

Компания Agilent предоставляет свой собственный драйвер Agilent-VISA, который работает независимо от NI-VISA и полностью соответствует стандарту VISA [3]. Таким образом, компания Agilent берет на себя поддержку и модификацию своего драйвера с учетом изменений в стандарте VISA при появлении новых интерфейсов связи с измерительным прибором. При этом драйвер распространяется бесплатно и позволяет организовывать комплексные автоматизированные измерения на приборах Agilent. При необходимости использования приборов Agilent и National Instrument в едином измерительном комплексе применяются утилиты преобразования интерфейсов. На рис. 2 показана схема взаимодействия программного обеспечения автоматизации с измерительными приборами NI и Agilent. Util-Agilent является преобразователем между стандартным интерфейсом связи Agilent SICL и стандартным интерфейсом связи NI. Util-NI – это утилита для преобразования интерфейсов в обратном направлении.

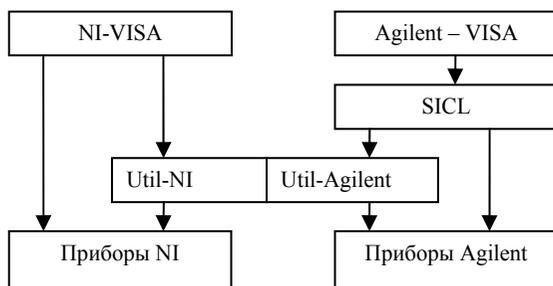


Рис. 2. Схема взаимодействия программного обеспечения автоматизации с измерительными приборами NI и Agilent

Приведенные выше варианты реализации средств автоматизации измерений разных производителей имеют как недостатки, так и достоинства. Можно сделать два вывода.

Отказавшись от использования NI-VISA в своих приложениях автоматизации, компания Agilent не платит лицензионные отчисления и самостоятельно учитывает изменения интерфейсов связи ЭВМ и приборов. В то же время на разработку своего собственного драйвера Agilent-VISA уходят значительные затраты. И не меньшие затраты уходят на реализацию утилит преобразователей для совместимости измерительного оборудования.

Применяя в своих решениях автоматизации драйвер NI-VISA, компания R&S вынуждена учитывать стоимость лицензии драйвера при формировании стоимости своего оборудования. Но при этом компания не тратит ресурсы на собственную разработку и поддержку драйвера VISA и уделяет большее внимание драйверу R&S, который повышает скорость разработки программного обеспечения автоматизации измерений.

Рассмотрим средства автоматизации, которые можно применить к приборам «НПФ «Микран». Измерительные средства зарубежных аналогов имеют встроенное ЭВМ, которое производит расчет сигнала и измерительную логику. Программное обеспечение автоматизации измерений располагается на удаленной ЭВМ. Приборы «НПФ «Микран» содержат часть измерительной логики на удаленной ЭВМ вместе с программным обеспечением автоматизации. Таким образом, связь программного обеспечения автоматизации производится не через набор интерфейсов GPIB, LAN или USB а через внутренние шины управления ЭВМ на уровне операционной системы. В таком случае нет необходимости использовать реализацию драйвера VISA для связи с оборудованием «НПФ «Микран». Необходима собственная библиотека, имитирующая сессии и функции ввода вывода VISA для управления программным обеспечением прибора. Для совместимости с измерительным оборудованием сторонних производителей необходимо использовать NI-VISA, но при этом возникает конфликт библиотек VISA в системе. Компания Agilent решает такую проблему применением утилит преобразования интерфейсов, при этом программное обеспечение автоматизации использует либо Agilent-VISA, либо NI-VISA. В таком случае компании «НПФ «Микран» требуются ресурсы на разработку: собственной библиотеки, имитирующей VISA, утилит преобразования интерфейсов. Компания «НПФ «Микран» ограничена в ресурсах по сравнению с конкурирующими западными компаниями. С этой точки зрения подход компании R&S более выгоден в настоящее время. Зависимости от драйвера NI-VISA при этом не будет, так как

программное обеспечение автоматизации измерений может использовать существующую систему управления измерительными приборами «НПФ «Микран». Драйвер NI-VISA будет использоваться только для совместимости с измерительными приборами R&S и NI. При этом разработка программного обеспечения автоматизации будет содержать обращения как к системе управления приборами «НПФ «Микран», так и к NI-VISA для управления измерительным оборудованием сторонних производителей.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ в соответствии с договором 13.G25.31.0011 от 07.09.2010 г. и договором 74/10 от 15.07.2010 г. в порядке реализации Постановления №218 Правительства РФ.

ЛИТЕРАТУРА

1. National Instrument. LabVIEW VISA Tutorial Drivers [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.bourbaky.com/dwnld/SICL/readme/trouble/niinfo>, свободный (дата обращения: 10.03.2012).
2. Rohde & Schwarz. Development Hints and Best Practices for Using Instrument Drivers [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.bourbaky.com/dwnld/SICL/readme/trouble/niinfo>, свободный (дата обращения: 10.03.2012).
3. Agilent Technologies. Using Agilent and National Instruments Hardware and Software in the Same System [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.bourbaky.com/dwnld/SICL/readme/trouble/niinfo>, свободный (дата обращения: 10.03.2012).

РАСШИРЕНИЕ ДИАПАЗОНА РАБОЧИХ ЧАСТОТ УСТРОЙСТВ УПРАВЛЕНИЯ АМПЛИТУДОЙ МОЩНЫХ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Д.А. Жданов, аспирант; Р.Ш. Ахтямов, магистрант;

А.А. Титов, проф., д.т.н.

г. Томск, ТУСУР, TitovAA@rzi.tusur.ru

С начала развития усилительной техники совершенствовались также и устройства защиты усилителей от перегрузок, в том числе и устройства ограничения напряжения. В настоящее время есть несколько видов используемых устройств ограничения напряжения, например разрядники, варисторы, полупроводниковые устройства, но самым перспективным в отношении мощности ограничения и быстродействия является биполярный транзистор с закрытыми переходами.

Эффект двустороннего ограничения сигналов биполярным транзистором с закрытыми переходами подробно описан в [1]. Использование данного эффекта в схемах управления позволяет создавать бы-

стродействующие устройства управления для работы с большими входными напряжениями. Рассмотрим использование данного эффекта на примере работы схемы устройства управления, приведенной на рис. 1 [2–4].

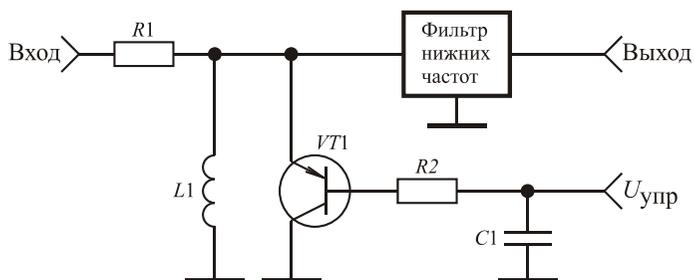


Рис. 1. Схема устройства управления с параллельным включением биполярного транзистора

Данная схема содержит биполярный транзистор, на базу которого подается напряжение управления $U_{упр}$. Сигнал со входа устройства поступает на транзистор $VT1$, осуществляющий его двухстороннее ограничение. Фильтр нижних частот обеспечивает подавление высших гармонических составляющих в спектре выходного сигнала. Резистор $R1$ служит для ограничения тока генератора, подключаемого на вход устройства. Катушка индуктивности $L1$, играющая роль дросселя, необходима для создания пути протекания постоянной составляющей тока транзистора $VT1$.

На рис. 2 приведены экспериментальные зависимости выходного напряжения $U_{вых}$ от $U_{упр}$ при использовании в схеме (см. рис. 1) транзистора типа КТ818Г, при подаче на вход сигнала амплитудой 30 В, и при изменении частоты управляемого сигнала в диапазоне 4...32 МГц.

Как видно из рис. 2, с повышением частоты управляемого сигнала уменьшается максимальное значение выходного напряжения. Это обусловлено увеличением шунтирующего действия сопротивления емкости коллектор–эмиттер биполярного транзистора с ростом частоты управляемого сигнала.

Для устранения указанного недостатка предлагается в качестве $L1$ использовать не дроссель, а катушку индуктивности, образующую параллельный колебательный контур с емкостью коллектор–эмиттер биполярного транзистора, который имеет резонансную частоту, равную частоте управляемого сигнала. На рис. 3 представлены экспери-

ментальные зависимости максимального значения выходного напряжения от частоты управляемого сигнала для схемы (см. рис. 1) при значении напряжения управления, равном 30 В, использовании транзистора типа КТ818Г, подаче на вход сигнала амплитудой 30 В, и при величинах катушки индуктивности $L1$, равных 20 мкГн и 210, 50 нГн.

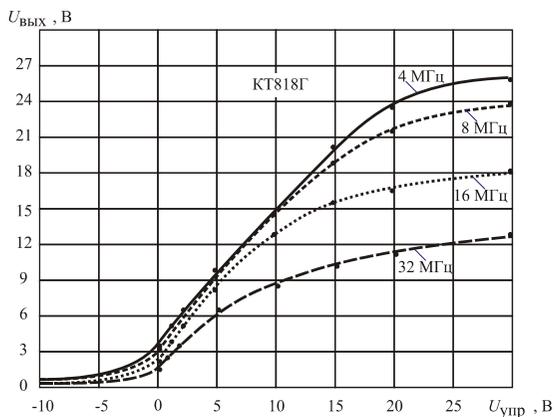


Рис. 2. Частотные зависимости выходного напряжения от напряжения управления

Из представленных характеристик (рис. 2 и 3) можно сделать следующие выводы. С ростом частоты управляемого сигнала, при использовании заданного управляющего транзистора, растут начальные потери мощности сигнала на выходе устройства управления.

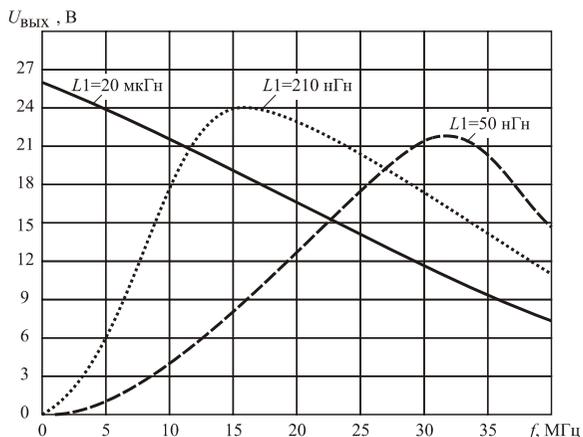


Рис. 3. Частотные зависимости максимального значения выходного напряжения от величины катушки индуктивности

Это приводит к уменьшению диапазона регулирования уровня сигнала на выходе устройства управления. При заданном допустимом увеличении начальных потерь в устройстве управления (см. рис. 1) с увеличением частоты управляемого сигнала использование вместо дросселя $L1$ катушки индуктивности, образующей параллельный колебательный контур с емкостью коллектор–эмиттер биполярного транзистора, позволяет примерно в три раза увеличить диапазон рабочих частот устройства управления, реализованного с использованием заданного управляющего транзистора.

Расчеты характеристик рассматриваемой схемы устройства управления (см. рис. 1) с применением программной среды Multisim 11.0, подтверждают полученные экспериментальные результаты.

Работа выполнена в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 гг. (государственный контракт № 02.740.11.0514 от 15.03.10).

Проект ГПО РЗИ-902 – «Устройства регулирования, модуляции и ограничения амплитуды мощных периодических и импульсных сигналов».

ЛИТЕРАТУРА

1. Титов А.А. Регулировка и модуляция амплитуды мощных сигналов // Электросвязь. 2007. № 12. С. 46–48.
2. Титов А.А., Ильющенко В.Н. Амплитудный модулятор мощных сигналов // Патент РФ № 2240645. Оpubл. 20.11.2004. Бюл. № 32.
3. Титов А.А. Управление амплитудой мощных гармонических и импульсных сигналов // Электроника. НТБ 2010. № 1. С. 78–83.
4. Титов А.А., Семёнов А.В., Жданов Д.А. и др. Устройство защиты полосового усилителя мощности от перегрузок. Заявка на изобретение РФ № 2011113559. Приоритет от 07.04.2011.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ДЕКЛАРАТИВНОГО ЯЗЫКА QML ДЛЯ ОПИСАНИЯ НАУЧНОГО ПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКОГО ИНТЕРФЕЙСА

*Ю.Ю. Заруцкий, студент 4-го курса, К.В. Волков, аспирант каф. СРС
г. Томск, ТУСУР, каф. СРС, Yurik-archangel@mail.ru*

Развитие пользовательских интерфейсов измерительного оборудования является актуальной задачей. На примере решений компании R&S можно проследить три шага в развитии пользовательских интерфейсов. Первые измерительные приборы оснащались небольшим экраном и физическими элементами управления. Следующим шагом стало применение сенсорного экрана для управления параметрами измерений. Последняя модель осциллографа RTO R&S оснащена боль-

шим сенсорным экраном с поддержкой технологий touch screen, multitouch. В будущем сенсорные экраны могут полностью заменить физические элементы управления измерительным прибором.

В статье рассмотрены основные элементы пользовательского интерфейса на сенсорном экране осциллографа R&S RTO.

На рис. 1, а представлен пользовательский интерфейс осциллографа с возможностью сенсорного ввода параметров измерения. Интерфейс позволяет управлять графиками, поддерживает масштабирование, маркирование, управление параметрами посредством элементов сенсорного ввода. На рис. 1, б представлен интерактивный интерфейс ввода параметров в схему измерения.

Монитор осциллографа разбит на 4 части таким образом, что одновременно можно просматривать 1, 2 или 4 характеристики. На рис. 1, а в правой части экрана расположены окна выбора характеристик, которые поддерживают Drag&Drop. Для удобства обращения с пользовательским интерфейсом эффективно применяется полупрозрачность.

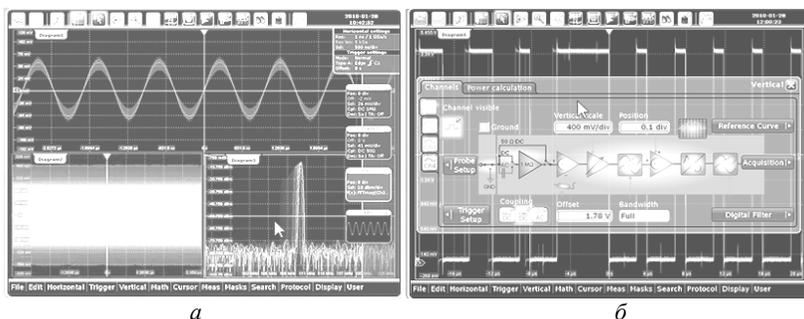


Рис. 1. Интерфейс осциллографа: а – панель отображения; б – панель настроек

Сама по себе разработка пользовательского интерфейса под сенсорный ввод является непростой задачей. Использование в интерфейсе алгоритмов заглаживания графики и анимированного изменения состояния элементов требует хороших навыков программирования и значительных временных затрат.

Для разработки подобного пользовательского интерфейса для измерительных устройств лучше воспользоваться готовыми решениями.

На сегодняшний момент самым лучшим решением является использование новой разработки компании Nokia Qt-quick. Данная среда позволяет разрабатывать программное обеспечение под сенсорные экраны, с поддержкой multitouch используя удобный декларативный язык программирования QML.

Используя возможности Qt-Quick, можно быстро разрабатывать пользовательские интерфейсы с элементами анимации. При этом объем программного кода значительно сокращается по сравнению с реализациями программного интерфейса на основе QtGraphicsView.

Единственным недостатком языка является весьма ограниченный набор исходных графических элементов. Отсутствуют стандартные элементы ввода данных, такие как кнопки и строки ввода. Программисту необходимо разработать их самостоятельно. Для повторного использования разработанных элементов пользовательского интерфейса

QML существует возможность формировать плагины средствами C++ (динамические библиотеки элементов QML). При подключении плагинов к своим проектам программист получает доступ к готовым элементам пользовательского интерфейса в QML. В новой версии программной среды Qt запланировано включение плагина Qt-component, который будет включать в себя полный набор элементов пользовательского интерфейса, которые можно будет использовать в своих проектах. Такое решение полностью изменит представление о программировании и выведет декларативный язык QML на новый уровень.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ в соответствии с договором 13.G25.31.0011 от 07.09.2010 и договором 74/10 от 15.07.2010 г. в порядке реализации Постановления №218 Правительства РФ.

ЛИТЕРАТУРА

1. R&S®RTM Цифровые запоминающие осциллографы [Электронный ресурс]. Режим доступа <http://www.niphrit.ru/upload/iblock/156/1568bb5feab1e078b51445fce8b0a287.pdf>
2. Using R&S®RTO oscilloscopes with digital channels to test complex embedded systems [Электронный ресурс]. Режим доступа http://www2.rohde-schwarz.com/file_16998/NEWS_204_english_RTO.pdf
3. Qt Reference Documentation [Электронный ресурс]. Режим доступа <http://doc.qt.nokia.com/4.7-snapshot/qdeclarativeelements.html>

АЛГОРИТМ ТРАНСЛЯЦИИ ТОПОЛОГИЧЕСКОГО РИСУНКА ИЗ ALTIUM DESIGNER В SIWAVE

И.Д. Зырин, В.М. Карабан

г. Томск, ТУСУР, НИИ КТ, igorpnk@mail.ru

На данный момент для решения проблемы целостности сигналов в печатных платах, полученных средствами Altium Designer, необхо-

димо проводить анализ в специализированном программном обеспечении. Одним из лидеров является продукт компании ANSYS программа SIwave, позволяющая выполнить сквозной анализ по целостности сигнала и целостности цепей питания в широком диапазоне частот: от постоянного тока до более чем 10 Гбит/с. В SIwave производится полный анализ каналов передачи данных, шин питания и земли.

Зачастую в процессе трансляции топологии из среды разработки в среду анализа возникают различные препятствия и трудности, которые требуют затрат времени на их решение.

Цель данной работы – продемонстрировать алгоритм трансляции топологии, полученной средствами Altium Designer в SIwave, для проведения дальнейшего анализа и решения возможных проблем.

Передача осуществляется в несколько этапов согласно алгоритму, приведенному на рис. 1.

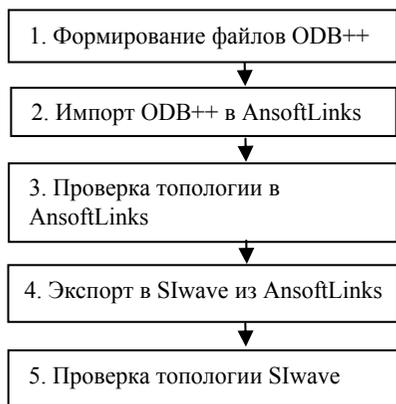


Рис. 1. Алгоритм трансляции топологии в SIwave

На первом этапе для дальнейшей передачи топологии будет использован интеллектуальный формат данных ODB++, который содержит всю необходимую для анализа информацию [1] а также легко импортируется в среду AnsoftLinks. На основе топологии (рис. 2) создается каталог с ODB++ файлами.

Для создания каталога, находясь в режиме редактирования топологии, необходимо выполнить команду *File – Fabrication Outputs – ODB++ Files*. В открывшемся окне настроек отмечаем только необходимые слои

для экспорта, устанавливаем галочку для «Include unconnected mid-layer pads» и нажимаем на кнопку «ОК». В каталоге с выходными файлами проекта «Project Outputs for...» будет сформирована папка «odb».

На втором этапе необходимо перенести каталог «odb» в директорию, которая не содержит в пути к ней и названии недопустимых символов (кириллица, «-» и т.д.) например «D:\odb». В AnsoftLinks запустить окно импорта «Import ODB++ Design», тип архива, выбрать «Directory», указать путь к каталогу «odb» и нажать кнопку «Import».

В некоторых случаях возможно возникновение ошибки (рис. 3).

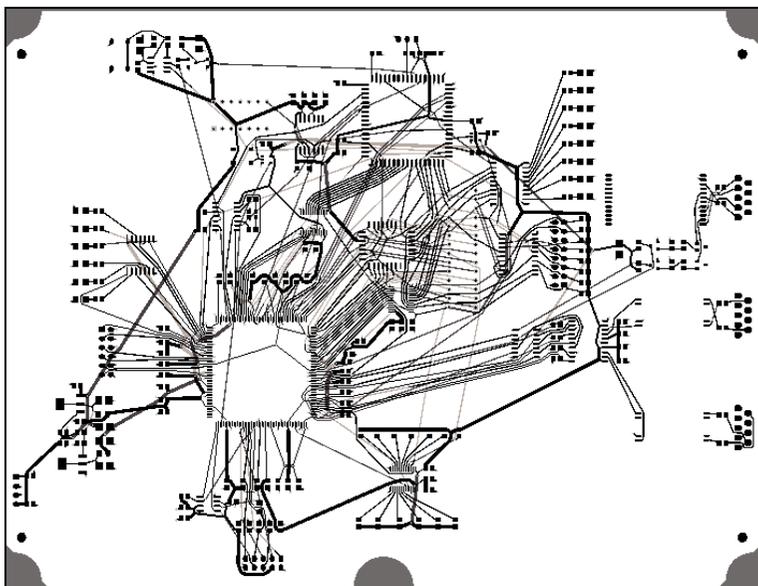


Рис. 2. Исходная топология

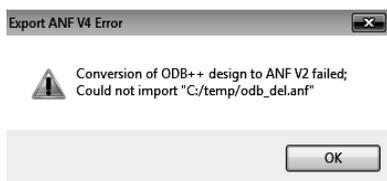


Рис. 3. Ошибка импорта при отсутствии транслятора

Данная ошибка возникает вследствие того, что для перекодирования формата ODB++ в нейтральный формат ансофт Ansoft Neutral File [2] (ANF) необходимо установить дополнительное ПО «Ansoft translators for ECAD geometry». После установки требуется провести этап два повторно.

В случае если в результате импортирования процесс транслирования завершился не полностью (рис. 4), то необходимо проверить топологию и провести процесс создания каталога «odb» заново.

Чаще всего неудачи при транслировании связаны с использованием русскоязычных букв в названиях компонентов, цепей, посадочных мест. Остальные ошибочные символы автоматически заменяются знаком «_».

В конечном итоге трансляция завершится полностью и в окне AnsoftLinks отобразится импортированная модель (рис. 5).

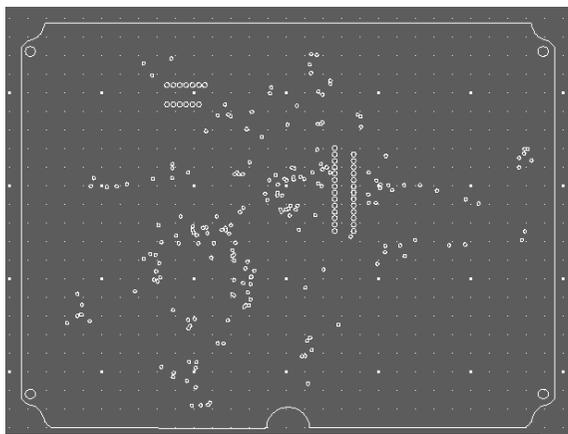


Рис. 4. Пример частичного импортирования топологии

На третьем этапе проверка импортированной топологии в AnsoftLinks осуществляется визуально, сравнением списка цепей и слоев путем переключения между вкладками «Layers/Nets».

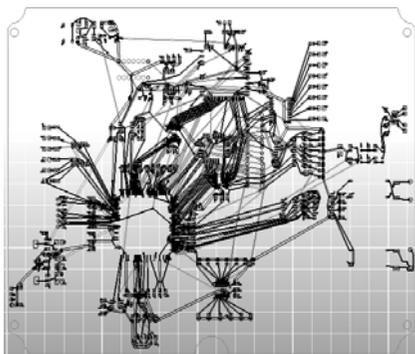


Рис. 5. Топология в SIwave

Четвертый этап экспорта в SIwave необходимо выполнять командой «File – Export – into SIwave», затем произойдет автоматический запуск SIwave с последующим переносом топологии (см. рис. 5).

Пятый этап проверки топологии в SIwave осуществляется специальным модулем «Launch Validation Check». Для запуска необходимо нажать пиктограмму «Validate» на панели инструментов. Затем в окне (рис. 6)

модуля проверки выбираем необходимые типы ошибок и нажимаем кнопку «OK».

После окончания проверки в окне «Validation Check Results» будут показаны ошибки, которые встретились в топологии. Часть ошибок можно устранить автоматически, поставив галочку перед словом «Auto Fix» и нажав кнопку «OK». Ошибки, которые не устраняются автоматически, необходимо устранить в исходной топологии и провести процесс передачи топологии заново.

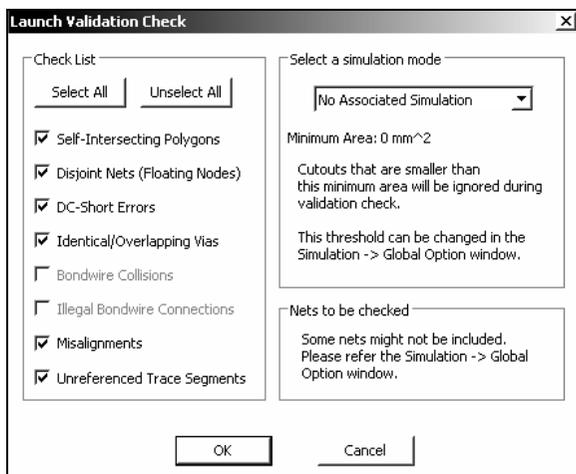


Рис. 6. Окно Launch Validation Check

Используя приведенный алгоритм трансляции топологии и предотвращая возникновение возможных ошибок, при трансляции топологического рисунка из AltiumDesigner в Siwave не возникает трудностей.

ЛИТЕРАТУРА

1. ODB++ Intelligent data exchange between design and manufacturing // Mentor Graphics. 2011. 2 с.
2. Ansoft Neutral File Format // Cadfamily. 2007. 36 с.

СОДЕРЖАНИЕ

СЕКЦИЯ 1

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

*Председатель – Шарыгин Г.С., зав. каф. РТС, д.т.н., профессор,
зам. председателя – Тисленко В.И., профессор каф. РТС, д.т.н., доцент*

Рогожников Е.В., Абенов Р.Р., Майков Д.Ю. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ КАНАЛА СВЯЗИ ВНУТРИ ПОМЕЩЕНИЯ	9
Алексеев Р.А., Тиунов А.Е. ИССЛЕДОВАНИЕ БИТОВОЙ ВЕРОЯТНОСТИ ОШИБКИ OFDM-СИГНАЛА ПРИ РАЗНОМ ОТНОШЕНИИ СИГНАЛ/ШУМ	12
Аникин А.С., Денисов В.П. ФИЗИЧЕСКИЕ ПРИЧИНЫ ВОЗНИКНОВЕНИЯ АНОМАЛЬНО БОЛЬШИХ ОШИБОК ПЕЛЕНГОВАНИЯ ФАЗОВЫМ МЕТОДОМ НА НАЗЕМНЫХ ТРАССАХ	14
Черников Д.В. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОЕ КОДИРОВАНИЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ БИОРТОГОНАЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ НАД ПОЛЯМИ $GF(2^m)$	17
Конаков А.С., Шаврин В.В., Тисленко В.И., Савин А.А. СТАТИСТИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ И МОДЕЛИРОВАНИЕ АЛГОРИТМА ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ В СЛАБОСВЯЗАННОЙ ИНТЕГРИРОВАННОЙ СПУТНИКОВОЙ И БЕСПЛАТФОРМЕННОЙ ИНЕРЦИАЛЬНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ	20
Коротков Д.А., Широченко Р.С., Широченко Д.С. АЛГОРИТМ ПОДДЕРЖАНИЯ СВЯЗИ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ С АФАР	23
Косолапов В.В. ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС ИЗМЕРЕНИЯ ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДИОКАНАЛА	26
Косолапов В.В., Евсеев А.А. ЭМУЛЯТОР РАДИОКАНАЛА	28
Кучумов А.Е. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ИСКАЖЕНИЙ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ ИРИ НА НАЗЕМНЫХ ТРАССАХ	31

Миронов М.В. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ СООТНОШЕНИЯ ПРИ ПРОВЕДЕНИИ ИНВЕРСНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА	34
Шаврин В.В. КАЛИБРОВКА БЕСПЛАТФОРМЕННЫХ ДАТЧИКОВ УСКОРЕНИЯ ДЛЯ ИНЕРЦИАЛЬНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ	37
Алексеев Р.А., Тиунов А.Е. ВЛИЯНИЕ МНОГОЛУЧЕВОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ OFDM-СИГНАЛА НА БИТОВУЮ ВЕРОЯТНОСТЬ ОШИБКИ	40
Уланов П.Н. ПРИМЕНЕНИЕ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ В ЗАДАЧЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ ОТ НИТЕВИДНОГО ИСТОЧНИКА.....	42
Захаров Ф.Н. МНОГОМЕРНАЯ ФУНКЦИЯ РАССЕЙЯНИЯ КАНАЛА РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН НАД СЛУЧАЙНО- ШЕРОХОВАТОЙ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ	44

СЕКЦИЯ 2

ЗАЩИЩЕННЫЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Председатель – Голиков А.М., доцент каф. РТС, к.т.н.,

зам. председателя – Бернгардт А.С., доцент каф. РТС, к.т.н.

Харитонюк В.В., Высотин Р.В., Кастеров Д.В. РАЗРАБОТКА И СОЗДАНИЕ ВИРТУАЛЬНОЙ ЛАБОРАТОРИИ И СРЕДСТВ ВЕЙВЛЕТ-ФРАКТАЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ НА БАЗЕ LABVIEW.....	48
Кудрин Д.С., Назаренко Р.И. РАЗРАБОТКА СИСТЕМ ВЕЙВЛЕТ-ФРАКТАЛЬНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ И ИЗОБРАЖЕНИЕ В МОНИТОРИНГОВЫХ РЛС СПУТНИКОВОГО И ПОДПОВЕРХНОСТНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ	49
Кузьменко Ю.Д. РАЗРАБОТКА И ВИЗУАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА КРИПТОГРАФИЧЕСКОЙ ЗАЩИТЫ AES И ЕГО РЕАЛИЗАЦИЯ В СРЕДЕ MATLAB	52
Логинов С.С. РАЗРАБОТКА И ВИЗУАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА КРИПТОГРАФИЧЕСКОЙ ЗАЩИТЫ ГОСТ 28147–89 И ЕГО РЕАЛИЗАЦИЯ НА ПЛИС.....	54

Лыскова К.В., Немтаев М.Т., Плютов Д.Н., Нефедьев Г.В. РАЗРАБОТКА МЕТОДИК ЗАЩИТЫ И АДМИНИСТРИРОВАНИЯ СЕРВЕРНОГО КОМПЛЕКСА MICROSOFT WINDOWS SERVER 2003, ISA SECURITY И ВЕБ-СЕРВЕРА IIS 7.0.....	56
Нестеренко Н.Н. РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ СТЕГАНОГРАФИИ И ИХ РЕАЛИЗАЦИЯ В СРЕДЕ MATLAB	59
Петров С.С., Прокопинская Д.П., Спицына Е.О. РАЗРАБОТКА ЗАЩИЩЕННОГО Web-СЕРВЕРА И ИНТЕРНЕТ- САЙТА НОВОЙ СПЕЦИАЛИЗАЦИИ КАФЕДРЫ РТС	62
Пилюгина И.В., Почикаева М.С., Бурмистрова Т.Ю., Коновалова И.А. РАЗРАБОТКА ЗАЩИЩЕННЫХ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОННОЙ КОММЕРЦИИ	63
Русаков П.Г., Самарин С.П., Подопригора А.С. РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ И УСТРОЙСТВ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ И ИЗОБРАЖЕНИЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-ФРАКТАЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ И АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫХ СРЕДСТВ DSP И MATLAB.....	67
Рябинин Е.А. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ И ВЕЙВЛЕТ-ФИЛЬТРАЦИЯ СИГНАЛОВ МОРСКОГО РАДИОЛОКАТОРА НА ФОНЕ ВЗВОЛНОВАННОЙ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ.....	69

СЕКЦИЯ 3

АУДИОВИЗУАЛЬНАЯ ТЕХНИКА, БЫТОВАЯ РАДИОЭЛЕКТРОННАЯ АППАРАТУРА И СЕРВИС

*Председатель – И.Н. Пустынский, зав. каф. ТУ, д.т.н., профессор;
зам. председателя – А.Г. Костевич, с.н.с. каф. ТУ НИЧ, к.т.н.*

Аширбакиев Р.И., Лежнин Е.В., Мелкозеров А.О. РЕАЛИЗАЦИЯ МОДУЛЯ ИМПОРТА ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ИЗ ФОРМАТА ALTIUM DESIGNER/PROTEL ASCII В ФОРМАТ СИСТЕМЫ TALGAT	72
Бянкина С.В., Карнышова Е.А., Пашин А.В. СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ СИСТЕМ ДЛЯ ИРИДОДИАГНОСТИКИ И ИДЕНТИФИКАЦИИ ЛИЧНОСТИ ЧЕЛОВЕКА ПО РАДУЖНОЙ ОБОЛОЧКЕ ГЛАЗА...	75
Дементьев А.С. ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ КОРПУСА БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ С УНИФИЦИРОВАННЫМИ ЭЛЕКТРОННЫМИ МОДУЛЯМИ ТОНКОПРОВОДНОЙ АППРОКСИМАЦИЕЙ.....	78

Дементьев А.С. ЭТАПЫ АВТОНОМНЫХ ИСПЫТАНИЙ РЕТРАНСЛЯТОРА КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА.....	81
Долганов Е.С. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ТРЕБОВАНИЙ ТЕХНИЧЕСКИХ ЗАДАНИЙ НА РАЗРАБОТКУ ПРИБОРОВ БОРТОВОГО КОМПЛЕКСА УПРАВЛЕНИЯ ПЕРСПЕКТИВНЫХ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ В ЧАСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ.....	82
Орлов П.Е., Горяев А.Е. АНАЛИЗ ИСКАЖЕНИЙ ФОРМЫ ГАУССОВА СИГНАЛА ПРИ МОДАЛЬНОМ ЗОНДИРОВАНИИ.....	85
Хомутов В.И., Рудникович А.С. ОЦЕНКА РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ УСТРОЙСТВ ВИДЕОРЕГИСТРАЦИИ НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА КОНТРАСТНО-ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ	88
Калимулин И.Ф., Салов В.К. УЧЁТ ВЛИЯНИЯ ПАРАЗИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ КОМПОНЕНТОВ И МОНТАЖА НА ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЦЕПЕЙ БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ	91
Комнатнов М.Е., Дементьев А.С. ЭФФЕКТИВНОСТЬ ЭКРАНИРОВАНИЯ КОРПУСА РАДИОТРАКТА НА ПЛАТЕ БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА . . .	94
Конюхов А.Л. ОЦЕНКА КОНТРАСТНОСТИ ИЗОБРАЖЕНИЙ В АКТИВНО-ИМПУЛЬСНЫХ ТЕЛЕВИЗИОННО- ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМАХ	97
Потехин В.А., Курикалов В.В. БЛОК ВЫДЕЛЕНИЯ АКТИВНЫХ СТРОК ПОДСВЕТА ЛАЗЕРА В АКТИВНО-ИМПУЛЬСНОЙ ТЕЛЕВИЗИОННОЙ СИСТЕМЕ	99
Леонов А.Е., Иванов А.Д. КОНФЕРЕНЦ-СВЯЗЬ. КОНГРЕСС-СИСТЕМЫ, СИНХРОННЫЙ ПЕРЕВОД И СИСТЕМЫ ВИЗУАЛИЗАЦИИ.....	101
Лежнин Е.В., Аширбакиев Р.И. РЕАЛИЗАЦИЯ ПАРСИНГА ФАЙЛОВ ФОРМАТА ALTIUM DESIGNER/PROTEL ASCII В СИСТЕМЕ TALGAT	103
Лежнин Е.В., Мелкозеров А.О. РЕДАКТОР ДВУМЕРНЫХ КОНФИГУРАЦИЙ ПРОВОДНИКОВ И ДИЭЛЕКТРИКОВ В СИСТЕМЕ TALGAT	106
Мелкомуков С.В. ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ РАСЧЕТА ХАРАКТЕРИСТИК ПРОСТЫХ АНТЕНН.....	109

Осипова А.В., Калимулин И.Ф. СПОСОБЫ УЧЁТА ПАРАЗИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ КОМПОНЕНТОВ ПРИ СХЕМОТЕХНИЧЕСКОМ МОДЕЛИРОВАНИИ БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ	111
Салов В.К., Кузнецова-Таджибаева О.М. ОЦЕНКА ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ТРАСС ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЫ БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА	114
Лепунов А.В., Чудинов А.О., Волков А.В. ГЕНЕРАТОР ТЕСТОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПЗС-МАТРИЦ	117
Скачкова О.С., Куликова С.М., Волков А.В. К ВЫБОРУ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ СВЕТ/СИГНАЛ	119
Суровцев Р.С., Мелкозеров А.О. ВЫБОР ОПТИМАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ ПАРЫ НА ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЕ	123
Жанайдаров А.К., Заболоцкий А.М. ОЦЕНКА УРОВНЯ ПЕРЕКРЕСТНЫХ ПОМЕХ В ПЕЧАТНЫХ ПЛАТАХ БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ	126

СЕКЦИЯ 4

ПРОЕКТИРОВАНИЕ БИМЕДИЦИНСКОЙ АППАРАТУРЫ

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

Бугров Е.В., Колчева Н.С., Тыгдымаева К.Л. АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ АППАРАТОВ ПСИХОЭМОЦИОНАЛЬНОЙ КОРРЕКЦИИ	130
Дымченко А.Н. СЕГМЕНТАЦИЯ ТОМОГРАФИЧЕСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДА ДЕФОРМИРОВАННОЙ МОДЕЛИ	132
Ермолаев А.В., Тен И.С., Богатырева Д.В., Сапегина Н.В., Коровкин А.А., Томашевич А.А. ЗАВИСИМОСТЬ ВОЛЬТ-АМПЕРНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СИД ОТ ТЕМПЕРАТУРЫ	135
Ермолаев А.В., Казко Е.И., Коровкин А.А., Чехоненко А.П., Матвеев Д.П. КОНЦЕРТНЫЙ КОСТЮМ СО СВЕТОДИОДНОЙ ПОДСВЕТКОЙ	137

Ермолаев А.В., Богатырева Д.В., Сапегина Н.В., Коровкин А.А., Томашевич А.А.	
УСТАНОВКА ДЛЯ КОМПЛЕКСНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ СИД..	140
Головизин А.И., Матвеев Д.П.	
АВТОМАТИЧЕСКИЙ ПОСТРОИТЕЛЬ ВАХ СИД.....	143
Головизин А.И., Дроздов Ю., Матвеев Д.П.	
ВЫСОКОВОЛЬТНЫЙ РЕГУЛИРУЕМЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ	145
Моляров А.С., Николаева А.А., Казко Е.И., Ушницкая О.А., Шараборина В.М.	
МЕТОД БЕСКОНТАКТНОЙ ИНДИКАЦИИ СТРЕССОВЫХ СОСТОЯНИЙ ЧЕЛОВЕКА.....	147
Моляров А.С., Николаева А.А., Казко Е.И., Ушницкая О.А., Шараборина В.М.	
ИССЛЕДОВАНИЕ СТРЕССОВЫХ СОСТОЯНИЙ ЧЕЛОВЕКА ПАССИВНЫМ РАДИОИЗОТОПНЫМ МЕТОДОМ	150
Моляров А.С., Николаева А.А., Казко Е.И., Ушницкая О.А., Шараборина В.М.	
МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ КАНАЛА БОС.....	152

СЕКЦИЯ 5

КОНСТРУИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

Председатель – Лоцилов А.Г., с.н.с., СКБ «Смена», к.т.н.;
зам. председателя – Бомбизов А.А., м.н.с. СКБ «Смена»

Артищев С.А.	
ТЕПЛОВОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ КАБЕЛЬНОЙ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ	156
Гончарова Ю.С.	
СПОСОБ И УСТРОЙСТВО ДЛЯ БЕСКОНТАКТНОГО ИЗМЕРЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ СВЕТОДИОДОВ В ОСВЕТИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВАХ.....	159
Караульных С.П.	
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ УПРАВЛЯЕМОГО КОММУТАТОРА ДЛЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ КОМПОНЕНТОВ ИНФОРМАЦИОННЫХ МАГИСТРАЛЕЙ.....	162
Лазько М.А., Макаров И.М.	
РАЗРАБОТКА ОБОБЩЕННОЙ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМЫ КОМПОНЕНТОВ ИНФОРМАЦИОННОЙ МАГИСТРАЛИ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ	164

Лазько М.А., Лоцилов А.Г., Бибииков Т.Х. ВИРТУАЛЬНЫЙ НЕЛИНЕЙНЫЙ РЕФЛЕКТОМЕТР НА БАЗЕ МОДУЛЬНЫХ ПРИБОРОВ NATIONAL INSTRUMENTS.....	167
Горевой А.В., Лирник А.В. МАЛОШУМЯЩИЙ ТЕРМОСТАТИРОВАННЫЙ КВАРЦЕВЫЙ ГЕНЕРАТОР.....	170
Горевой А.В., Лирник А.В. ГЕНЕРАТОР 4 ГГц НА ДИСКОВОМ КЕРАМИЧЕСКОМ РЕЗОНАТОРЕ С ЭКВИВАЛЕНТНОЙ ДОБРОТНОСТЬЮ 50 ТЫСЯЧ	173
Макаров И.М., Лазько М.А. КОМПОНЕНТ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЕМ ИЗОЛЯЦИИ И ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОЧНОСТИ НЮКИ 3153	177
Отто А.И. ИССЛЕДОВАНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ СОЛНЕЧНЫХ БАТАРЕЙ ПРИ НЕДОСТАТОЧНОЙ ОСВЕЩЕННОСТИ И ТЕМПЕРАТУРНОЙ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ	179
Слепцов С.Ю. ЛАБОРАТОРНЫЙ СТЕНД ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ И КАЧЕСТВА ИСКУССТВЕННОГО ОСВЕЩЕНИЯ.....	182
Смирнов С.И. РАЗРАБОТКА ЦЕПИ УСТАРЕНИЯ ПАРАЗИТНЫХ ОСЦИЛЛЯЦИЙ ДЛЯ ГЕНЕРАТОРА ИМПУЛЬСОВ ПИКОСЕКУНДНОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТИ	184

СЕКЦИЯ 6

ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ЭКСПЛУАТАЦИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

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

Аманатов Э.С., Ветошкин М.С., Максимов А.Ю., Пичуев И.В. РАДИОЛОКАЦИОННАЯ ЭЛЛИПСОМЕТРИЯ ЛЕДНИКОВ.....	187
Кожич Д.Д., Кулинич А.П. ЛАБОРАТОРНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ АНАЛОГОВЫХ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ УЗЛОВ	190

Кузьмин А.А.	
МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОФИЛЬНОГО ИЗМЕНЕНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ СРЕДЫ ПО ЧАСТОТНОЙ ЗАВИСИМОСТИ ИМПЕДАНСА АНТЕННЫ..	193
Быков В.В., Рябчёнок А.В.	
МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ ПЕЧАТНЫХ УЗЛОВ БОРТОВОЙ КОСМИЧЕСКОЙ АППАРАТУРЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АВТОТРАССИРОВЩИКА TOROR (TOPOLOGICAL ROUTER)	195
Согуев Т.Т.	
ПРИМЕНЕНИЕ ПРОГРАММЫ HFSS В КАЧЕСТВЕ УЧЕБНОГО ПОСОБИЯ ПО ПРОЕКТИРОВАНИЮ СВЧ-УСТРОЙСТВ	198
Сырых И.С.	
МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕМПЕРАТУРНЫХ ПОЛЕЙ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ МИКРОТЕРМОСТАТОВ	201
Васильева А.С., Шабловский А.В.	
РАЗРАБОТКА БИБЛИОТЕКИ SPICE-МОДЕЛЕЙ ЭЛЕКТРОННОЙ КОМПОНЕНТНОЙ БАЗЫ РОССИЙСКОГО ПРОИЗВОДСТВА	203
Вилков С.В., Старосек Д.Г., Пепеляев А.В.	
ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ВОЛНОВОДНОГО ОТВЕТВИТЕЛЯ.....	206
Янов С.В., Ещенко С.Ю., Масалов Е.В.	
СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ТОЧНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК РАЗЛИЧНЫХ МЕТОДОВ ОЦЕНКИ АНИЗОТРОПНЫХ СВОЙСТВ МЕТЕООБРАЗОВАНИЙ.....	209

СЕКЦИЯ 7

РАДИОТЕХНИКА

*Председатель – Титов А.А., профессор каф. РЗИ, д.т.н., доцент;
зам. председателя – Семенов Э.В., доцент каф. РЗИ, к.т.н.*

Ахтямов Р.Ш., Жданов Д.А., Титов А.А.	
РАСШИРЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА УСТРОЙСТВ УПРАВЛЕНИЯ АМПЛИТУДОЙ МОЩНЫХ ОДНОПОЛЯРНЫХ ИМПУЛЬСОВ	212
Алексеева Н.Н.	
ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА ВИОЛЫ–ДЖОНСА К ЗАДАЧЕ РАСПОЗНАВАНИЯ ВАСКУЛЯРНОГО РИСУНКА ЛАДОНИ	215
Астахов А.О., Волков К.В.	
ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ С ИСКАЖЕНИЯМИ.	217

Чечулин С.О., Махорин Д.А., Суслова Н.А. ОБЗОР СЕКРЕТНОСТИ ПРОТОКОЛОВ КВАНТОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ КЛЮЧЕЙ	221
Доманов С.К. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ВЫЧИСЛЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОГО ЗНАЧЕНИЯ ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ КООКСИАЛЬНЫХ СОЕДИНИТЕЛЕЙ, УЧИТЫВАЮЩАЯ ЭКСЦЕНТРИСИТЕТ ПОЛОЖЕНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ШАЙБЫ В СЕЧЕНИИ КООКСИАЛЬНОГО ТРАКТА	224
Дроздов А.В., Загородний А.С. ЭКСТРАКЦИЯ ПАРАМЕТРОВ SPICE-МОДЕЛЕЙ ДИОДОВ	226
Федянов А.В., Волков К.В. ОПТИМИЗИРОВАННЫЙ АЛГОРИТМ РАСЧЕТА ОШИБОК СИГНАЛОВ С ЦИФРОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ	229
Иргит А.С. ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА SURF В СИСТЕМАХ КОНТРОЛЯ И УПРАВЛЕНИЯ ДОСТУПОМ НА ОСНОВЕ БИОМЕТРИЧЕСКИХ ТЕХНОЛОГИЙ.....	232
Жунусова А.А. УЛУЧШЕНИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ, ОГРАНИЧЕННОЙ СОБСТВЕННОЙ НЕЛИНЕЙНОСТЬЮ ГЕНЕРАТОРА, ПРИ ИССЛЕДОВАНИИ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ НУЛЬ-СПЕКТРАЛЬНЫМ МЕТОДОМ.....	235
Харитонов Н.М. ТЕРМОСТАБИЛИЗАЦИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ ЛИНЕЙНОГО ТРАКТА В ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРАХ СВЧ	237
Коровкин Е.Н., Уйманов С.Ю. ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР НА ВСТРЕЧНЫХ СТЕРЖНЯХ	240
Козлов С.В., Загородний А.С. К ВОПРОСУ МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ СТАТИЧЕСКОГО РЕЖИМА РАБОТЫ ДИОДА	243
Кукало И.А. АЛГОРИТМ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ СПРОСА НАЛИЧНОСТИ В ТЕРМИНАЛЬНЫХ УСТРОЙСТВАХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ.....	245
Куртова А.А. ОЦЕНКА ФУНКЦИИ РАССТОЯНИЯ В ЗАДАЧЕ ФОРМИРОВАНИЯ И РАСПОЗНАВАНИЯ ОБРАЗОВ.....	248

Лукина А.А., Максимов А.В. РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЛАБОРАТОРНОГО КОМПЛЕКСА ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК УПОС.	250
Махорин Д.А., Задорин А.С. ОСОБЕННОСТИ ГЕЙГЕРОВСКОГО РЕЖИМА РАБОТЫ ФОТОПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА СИСТЕМЫ КРК	253
Медведев А.В., Кравченко А.И. ПРОЕКТИРОВАНИЕ, МОДЕЛИРОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА МИКРОПОЛОСКОВЫХ АНТЕНН	256
Мирманов А.Б. ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ИНФОРМАЦИОННО- ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ ВОЗМОЖНОСТИ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРИМЕНЕНИЙ МОЩНЫХ РАДИОИМПУЛЬСНЫХ СВЧ-СИГНАЛОВ	259
Монгуш Ш.Ш. ПРИМЕНЕНИЕ UNL-ИНВАРИАНТА В СИСТЕМАХ КОНТРОЛЯ И УПРАВЛЕНИЯ ДОСТУПОМ НА ОСНОВЕ БИОМЕТРИЧЕСКИХ ТЕХНОЛОГИЙ.....	261
Пласкеев А.А., Ющенко А.Ю. МОНОЛИТНАЯ ИНТЕГРАЛЬНАЯ СХЕМА ДВОЙНОГО БАЛАНСНОГО СМЕСИТЕЛЯ ДЛЯ К-, Ка-ДИАПАЗОНОВ ЧАСТОТ НА ОСНОВЕ ДИОДОВ ШОТТКИ ВЕРТИКАЛЬНОЙ КОНСТРУКЦИИ.....	264
Побаченко М.В., Максимов А.В. СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ И КОНТРОЛЯ ДОСТУПОМ НА ОСНОВЕ БИОМЕТРИЧЕСКИХ ТЕХНОЛОГИЙ.....	265
Попков А.Ю. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО ФИКСИРОВАННОГО МИКРОПОЛОСКОВОГО АТТЕНУАТОРА	267
Привалихин И.И. ФОТОПРИЕМНИК ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ИСТОЧНИКОВ ИЗЛУЧЕНИЯ.....	270
Серов А.В. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДОЛОГИИ КЛАСТЕРНОГО АНАЛИЗА В ЗАДАЧЕ СЕЛЕКЦИИ ИМПУЛЬСНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ В РАСПРЕДЕЛЕННОЙ СИСТЕМЕ РАДИОМОНИТОРИНГА	273
Шибельгут А.А., Круглов Р.С. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ МЕХАНИЗМОВ РАССЕЯНИЯ В ГРАДИЕНТНОМ ПОЛИМЕРНОМ ОПТИЧЕСКОМ ВОЛОКНЕ.....	276

Кочумеев В.А., Шухлов И.В., Бахарева Д.В., Пушкарев В.П., Титов А.А. УНИФИЦИРОВАННЫЙ СВЧ-ГЕНЕРАТОР ДЛЯ СИСТЕМ БЛИЖНЕЙ РАДИОЛОКАЦИИ	279
Суслова Н.А., Максимов А.В. АНАЛИЗ МЕТОДОВ ОБРАБОТКИ ВАСКУЛЯРНЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ЛАДОНИ.....	282
Тимофеева С.М., Рыбаков И.В., Волков К.В. МНОГОКАНАЛЬНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ ТЕМПЕРАТУРЫ НА БАЗЕ МИКРОКОНТРОЛЛЕРА STM8S.....	285
Трофимов Г.А., Волков К.В. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ OFDM-СИГНАЛОВ	288
Трофимов В.В. ПРОГРАММА ДЛЯ РАСЧЕТА СОГЛАСУЮЩИХ ЦЕПЕЙ С ПОМОЩЬЮ ДИАГРАММЫ СМИТА	289
Верховин В.В., Авдоченко Б.И. РАЗРАБОТКА РЕГУЛИРУЕМОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ ДЛЯ УСИЛИТЕЛЕЙ С АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКОЙ НАПРЯЖЕНИЯ.....	291
Сабиргалиева Т.Т., Волков К.В. СРЕДСТВА АВТОМАТИЗАЦИИ ИЗМЕРЕНИЙ.....	294
Жданов Д.А., Ахтямов Р.Ш., Титов А.А. РАСШИРЕНИЕ ДИАПАЗОНА РАБОЧИХ ЧАСТОТ УСТРОЙСТВ УПРАВЛЕНИЯ АМПЛИТУДОЙ МОЩНЫХ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ	298
Заруцкий Ю.Ю., Волков К.В. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ДЕКЛАРАТИВНОГО ЯЗЫКА QML ДЛЯ ОПИСАНИЯ НАУЧНОГО ПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКОГО ИНТЕРФЕЙСА	301
Зырин И.Д., Карабан В.М. АЛГОРИТМ ТРАНСЛЯЦИИ ТОПОЛОГИЧЕСКОГО РИСУНКА ИЗ ALTIUM DESIGNER В SIWAVE	303

Для заметок

Научное издание

**Материалы
Всероссийской научно-технической конференции
студентов, аспирантов и молодых ученых
«Научная сессия ТУСУР–2012»,
посвященной 50-летию ТУСУРа**

16–18 мая 2012 г., г. Томск

В пяти частях

Часть 1

Корректор – **В.Г. Лихачева**
Верстка **В.М. Бочкаревой**

Издательство «В-Спектр».
Сдано на верстку 01.04.2012. Подписано к печати 25.04.2012.
Формат 60×84¹/₁₆. Печать трафаретная. Печ. л. 20.
Тираж 500 экз. Заказ 18.

Тираж отпечатан в издательстве «В-Спектр».
ИНН/КПП 7017129340/701701001, ОГРН 1057002637768
634055, г. Томск, пр. Академический, 13-24, т. 49-09-91.
E-mail: bvm@sibmail.com